



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE DOCTOR EN CONTROL DE SISTEMAS

**CONTROL PARA MINIMIZAR LAS PÉRDIDAS
EN CONVERTIDORES CC-CC
CON PUENTES DUALES ACTIVOS**

Germán Gustavo Oggier

BAHÍA BLANCA

ARGENTINA

2009

Prefacio

Esta Tesis se presenta como parte de los requisitos para optar al grado Académico de Doctor en Control de Sistemas, de la Universidad Nacional del Sur y no ha sido presentada previamente para la obtención de otro título en esta Universidad u otra. La misma contiene los resultados obtenidos en investigaciones llevadas a cabo en el ámbito del Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras durante el período comprendido entre mayo de 2005 y febrero de 2009, bajo la dirección del Dr. Guillermo O. García de la Universidad Nacional de Río Cuarto y del Dr. Alejandro R. Oliva de la Universidad Nacional del Sur.

Germán Gustavo Oggier



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaría General de Posgrado y Educación Continua

La presente tesis ha sido aprobada el / / , mereciendo
la calificación de(.....)

*A mi esposa, María Eugenia,
a mis padres, Nilda y Enrique,
a mi hermano Marcos,
a mi tío Juan Carlos,
y a toda mi familia y amigos.*

Resumen

Esta tesis versa respecto a convertidores CC-CC bidireccionales, reductores-elevadores de tensión, que tienen por objetivo controlar el flujo de potencia entre dos fuentes de tensión, con el mayor rendimiento posible.

Inicialmente se presenta una revisión de los principales temas tratados en la Tesis, incluyendo un análisis comparativo de diferentes topologías de convertidores CC-CC. Como resultado de este análisis se concluye que el convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos (CPDA) es la topología más adecuada para cumplir con los objetivos planteados.

Se realiza un análisis del funcionamiento de la topología seleccionada y se determinan las pérdidas del convertidor, considerando las originadas en las llaves de potencia y en el transformador de alta frecuencia. Se evalúan las pérdidas en función de los parámetros de operación y diseño del convertidor.

Con el objetivo de reducir las pérdidas de conmutación de las llaves se propone operar al convertidor con conmutación suave, para lo cual se estudian sus regiones de operación. Se presentan los resultados del cálculo de las pérdidas, dentro y fuera de la región de conmutación suave.

Se propone una estrategia de control que permite minimizar las pérdidas del sistema, extendiendo el rango de operación con conmutación suave. Esta estrategia no requiere de componentes adicionales, produciendo un bajo costo de implementación y computacional.

Con el fin de validar los análisis desarrollados se presentan resultados de simulación y experimentales. Los resultados de simulación permiten verificar que las regiones de conmutación suave se corresponden con las obtenidas en el análisis. Por otra parte, los resultados experimentales permiten determinar el rendimiento de todo el sistema bajo diferentes condiciones de operación, en coincidencia con los resultados esperados.

Abstract

The objective of this thesis is the study of bidirectional step-up and step-down DC-DC converters, which control the power flow between two DC voltage sources. The main target is to maximize the efficiency of the converter while obtaining an adequate performance.

This work begins with a comparative analysis of different bidirectional DC-DC converter topologies in order to select the most appropriate to achieve the proposed objectives. The selected topology is the Dual Active Bridge (DAB) DC-DC converter.

Once the right topology is chosen, its performance is analyzed and the losses are calculated considering those from the power switches and the high-frequency transformer. The losses are expressed as a function of the operating and design parameters of an experimental prototype.

With the purpose of reducing the switching losses, a soft switching mode of operation is proposed. The operation regions of the converter under soft- and hard-switching are thoroughly studied. A comparison is done and values of the losses inside and outside of the soft switching region are given.

A control strategy that allows minimizing the total power losses, extending the region under the soft-switching operating mode is proposed in the present work. This strategy does not require additional components, which leads to a low-cost implementation and light computational requirements.

Simulation and experimental operation results of the proposed converter are given to validate the analytical work. As expected, the simulation results verify that the soft switching regions correspond to those obtained analytically.

Furthermore, the efficiency of the whole system under different operation conditions was determined experimentally, showing an excellent matching with the analytical work.

Agradecimientos

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y la Escuela de Posgraduación de la UNRC.

Por otra parte agradezco el constante e incondicional apoyo y orientación de mis directores, el Dr. Guillermo García y el Dr. Alejandro Oliva. También agradezco a mis compañeros de trabajo del Grupo de Electrónica Aplicada, por su amistad y constante colaboración.

Índice general

Índice general	XI
Lista de Figuras	XVII
Lista de Tablas	XXV
Lista de símbolos	XXVII
Capítulo 1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA Y APLICACIONES	1
1.1.1. Microcentrales electro eólicas	5
1.1.2. Vehículos eléctricos y vehículos eléctricos híbridos	6
1.2. ANTECEDENTES DE LOS TEMAS RELACIONADOS CON ESTA TESIS	9
1.2.1. Topologías de convertidores CC-CC para sistemas GAC	10
1.2.2. Pérdidas en convertidores	14
1.2.3. Convertidores con conmutación suave	16
1.3. CONTRIBUCIONES DE ESTA TESIS	19

1.4.	ORGANIZACIÓN DE LA TESIS	21
Capítulo 2.	CONVERTIDOR CC-CC CON PUENTES DUALES ACTIVOS	23
2.1.	INTRODUCCIÓN	23
2.2.	ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO DEL CPDA	24
2.2.1.	Descripción de la Topología	24
2.2.2.	Circuito equivalente del CPDA	26
2.2.3.	Principio de control del flujo de energía del CPDA	27
2.3.	CONTROL DE CONMUTACIÓN CONVENCIONAL DEL CPDA	31
2.3.1.	Modos de conmutación de semiconductores de potencia	32
2.3.2.	Análisis de la estrategia de conmutación convencional	39
2.4.	ANÁLISIS DEL FLUJO DE ENERGÍA DEL CPDA	49
2.5.	OPERACIÓN DEL CPDA CON CONMUTACIÓN SUAVE	53
2.6.	SUMARIO	57
Capítulo 3.	EXTENSIÓN DEL RANGO DE OPERACIÓN CON CONMUTACIÓN SUAVE	59
3.1.	INTRODUCCIÓN	59
3.2.	REGIÓN DE OPERACIÓN CON CONMUTACIÓN SUAVE DEL CPDA UTILIZANDO LA ECC	60
3.2.1.	Determinación de los límites de operación con conmutación suave	61
3.2.2.	Influencia de la inductancia de magnetización del transformador	65
3.2.3.	Influencia de los capacitores de conmutación	69

3.3.	NUEVA ESTRATEGIA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN DEL CPDA	72
3.3.1.	Análisis del flujo de energía del CPDA utilizando la estrategia propuesta	75
3.3.2.	Límites de conmutación suave con la estrategia propuesta	86
3.4.	ALGORITMO DE CONTROL DEL FLUJO DE ENERGÍA	91
3.4.1.	Algoritmo 1	92
3.4.2.	Algoritmo 2	98
3.5.	RESULTADOS	104
3.5.1.	Resultados de simulación	105
3.5.2.	Resultados experimentales	114
3.6.	SUMARIO	118

Capítulo 4. ESTRATEGIA DE CONMUTACIÓN PARA MINIMIZACIÓN DE PÉRDIDAS **121**

4.1.	INTRODUCCIÓN	121
4.2.	ANÁLISIS DE LAS PÉRDIDAS CON LA ESTRATEGIA PROPUESTA	122
4.2.1.	Pérdidas en las llaves semiconductoras de potencia	122
4.2.2.	Determinación de las pérdidas en el transformador	126
4.2.3.	Cálculo de las pérdidas totales	129
4.3.	DETERMINACIÓN DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN ÓPTIMO	134
4.4.	RENDIMIENTO DEL CPDA UTILIZANDO m_o	136
4.5.	ALGORITMO DE CONTROL PARA MINIMIZAR LAS PÉRDIDAS TOTALES EN EL CPDA	137
4.6.	RESULTADOS	139

4.7.	SUMARIO	141
------	-------------------	-----

Capítulo 5. CONTROL DE TENSIÓN DEL CONVERTIDOR CON PUENTES

	DUALES ACTIVOS	145
--	-----------------------	------------

5.1.	INTRODUCCIÓN	145
------	------------------------	-----

5.2.	ECUACIONES DE ESTADO DEL CONVERTIDOR	147
------	--	-----

5.2.1.	Modo reductor	149
--------	-------------------------	-----

5.2.2.	Modo elevador	151
--------	-------------------------	-----

5.2.3.	Característica de la carga conectada al convertidor	152
--------	---	-----

5.2.4.	Ecuaciones matriciales del convertidor	153
--------	--	-----

5.3.	MODELO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR	161
------	---	-----

5.3.1.	Modelo dinámico en tiempo continuo	161
--------	--	-----

5.3.2.	Modelo dinámico en tiempo discreto	166
--------	--	-----

5.4.	DISEÑO DEL CONTROL DIGITAL	169
------	--------------------------------------	-----

5.4.1.	Ubicación de los polos a lazo cerrado	171
--------	---	-----

5.4.2.	Estrategia de control	173
--------	---------------------------------	-----

5.5.	RESULTADOS DE SIMULACIÓN	173
------	------------------------------------	-----

5.6.	SUMARIO	176
------	-------------------	-----

Capítulo 6. DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y PROPUESTA PARA TRABAJOS FUTUROS

	JOS FUTUROS	179
--	--------------------	------------

6.1.	DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES	179
------	------------------------------------	-----

6.1.1.	Extensión del rango de operación con conmutación suave	180
--------	--	-----

6.1.2.	Minimización de pérdidas	181
--------	------------------------------------	-----

6.1.3.	Modelo dinámico del convertidor y su control	181
--------	--	-----

6.2.	PROPUESTAS PARA TRABAJOS FUTUROS	182
6.2.1.	Extensión del rango de operación con conmutación suave	183
6.2.2.	Minimización de pérdidas	183
6.2.3.	Modelo dinámico del convertidor y control	184
Apéndice A. IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR		187
A.1.	DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA	190
A.1.1.	Diseño del transformador de alta frecuencia	190
A.1.2.	Inductancia serie	197
A.1.3.	Selección de las llaves de potencia	199
A.1.4.	Circuitos de control de activación de las llaves	201
A.1.5.	Dimensionamiento de los capacitores de conmutación	202
A.1.6.	Cálculo del disipador	204
A.1.7.	Diseño de la barra de CC	206
A.1.8.	Capacitores divisores de tensión	208
A.2.	DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL	209
A.2.1.	Descripción del Hardware	209
A.2.2.	Descripción del software del controlador	211
A.2.3.	Circuitos de medición y protección	216
A.2.4.	Control para evitar la saturación del transformador	217
Apéndice B. Operación con conmutación dura del CPDA cuando se utiliza la ECP		221
Referencias bibliográficas		225

Lista de Figuras

1.1. Sistema Generador-Almacenador-Consumidor (GAC).	2
1.2. Sistema de flujos de energía y control de una estación electro eólica. . .	5
1.3. Sistema de flujos de energía y control de un Vehículo Eléctrico Híbrido. .	7
1.4. Flujos de energía en un sistema GAC para VEH según el estado del vehículo.	8
2.1. Topología del CPDA.	25
2.2. Topología del convertidor CC-CC con PDA, cuando los puentes P_1 y P_2 están implementados en configuración semipunte.	26
2.3. Circuito equivalente del transformador con las variables del secunda- rio referidas al primario.	27
2.4. Circuito equivalente del CPDA.	28
2.5. Modelo análogo sinusoidal del CPDA.	29
2.6. Potencia transferida en función del ángulo de carga δ , para $d = 1$. . .	30
2.7. Diagrama fasorial del modelo análogo sinusoidal cuando $d = 1$, para ambos sentidos del flujo de energía.	31
2.8. Topología para analizar el proceso de la conmutación dura de S_1 . . .	36
2.9. Formas de onda de las tensiones, corriente y potencia disipada por la llave S_1 , durante el encendido y apagado con conmutación dura. . . .	36
2.10. Topología para analizar el proceso de apagado suave de S_1	38

2.11. Formas de onda de las tensiones, corrientes y potencia de pérdidas, durante el proceso de encendido y apagado de la llave S_1	38
2.12. Formas de onda de las tensiones y corriente sobre L para $d < 1$, flujo de energía desde V_1 hacia V_2 ($\delta > 0$) y el caso en que la fase de i_L se encuentre entre las fases de v_{T1} y v_{T2}	41
2.13. Circuitos activos en los diferentes intervalos de conducción correspondientes a las formas de onda de la Fig. 2.12.	42
2.14. Formas de onda de las tensiones v_{T1} y v_{T2} y la corriente i_L para el caso en que $d < 1$, flujo de energía desde V_1 hacia V_2 y la fase de la corriente i_L atrasa respecto a las fases de las tensiones v_{T1} y v_{T2}	44
2.15. Circuitos activos en los diferentes períodos de conducción correspondientes a las formas de onda de la Fig. 2.14	45
2.16. Formas de onda de las tensiones v_{T1} y v_{T2} y la corriente i_L para el caso en que $d > 1$, flujo de energía desde V_1 hacia V_2 y la fase de la corriente i_L adelanta respecto de las fases de las tensiones v_{T1} y v_{T2} . .	47
2.17. Circuitos activos en los diferentes períodos de conducción correspondientes a las formas de onda de la Fig. 2.16.	48
2.18. Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y de las corrientes i_L , i_{P1} e i_{P2} , para la condición $V_1 > V_2$ y la transferencia de potencia de P_1 a P_2	50
2.19. Potencia de salida en función del ángulo de carga, δ , para diferentes relación entre tensiones, d	52
2.20. Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador v_{T1} y v_{T2} , la corriente i_L , y las señales de activación de los transistores del puente P_2 durante la conmutación suave de P_2	54
2.21. Circuitos activos durante el proceso de conmutación suave del puente P_2	55
3.1. Potencia de salida, en función del ángulo δ , para diferentes valores de d , donde se ha delimitado la región de conmutación suave.	63

3.2. Región de conmutación suave en función de la relación entre tensiones y la corriente de salida, para diferentes valores de la carga resistiva normalizada.	64
3.3. Modelo T del transformador referido al primario	65
3.4. Influencia de la inductancia de magnetización en la determinación de los límites de la región de operación con conmutación suave.	68
3.5. Condición inicial del circuito del convertidor utilizado para el análisis de la influencia de los capacitores de conmutación en la región de conmutación suave, para $t = 0$	70
3.6. Formas de ondas idealizadas de las tensiones y la corriente i_L , durante el apagado de los transistores T_{12} y T_{13} del puente de P_1 representado en la Fig. 3.5.	71
3.7. Influencia del valor de los capacitores de conmutación sobre la región de conmutación suave.	73
3.8. Diagrama fasorial del modelo análogo cuando el CPDA opera en modo reductor y en modo elevador.	74
3.9. Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d < 1$, cuando se modula el puente P_1	77
3.10. Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d > 1$, cuando se modula el puente P_2	78
3.11. Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d < 1$, cuando se modula el puente P_1	81
3.12. Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d > 1$, cuando se modula el puente P_2	82
3.13. Potencia de salida en función del ángulo de fase δ , para ambas estrategias de conmutación, con m como parámetro.	85
3.14. Potencia transferida en función de δ para $d = 0,5$ y con m como parámetro.	90

3.15. Potencia transferida en función de δ para $d = 2,0$ y con m como parámetro.	91
3.16. Regiones de conmutación suave en función de la relación entre tensiones y la corriente de salida, para diferentes valores de la carga normalizada. (A) es la región de conmutación suave y (B+C) de conmutación dura usando la ECC. (B) representa la extensión del rango de operación suave usando la ECP.	92
3.17. Región de conmutación suave en la potencia de salida en función de δ . (a) Modo reductor; (b) Modo elevador	94
3.18. Potencia de salida en función de δ , para diferentes valores de m , utilizando el Algoritmo 1.	99
3.19. Potencia reactiva en función de m y d para una potencia de salida constante de 2kW, cuando el CPDA opera en modo elevador.	103
3.20. Curvas de nivel dentro de la región de conmutación suave que indican el $m = m_{Q\text{mín}}$ que minimiza la potencia reactiva.	104
3.21. Resultados de la simulación <i>A</i> ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{21}	107
3.22. Resultados de la simulación <i>B</i> ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{21}	109
3.23. Resultados de la simulación <i>C</i> ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{21}	111
3.24. Resultados de simulación que muestran los límites teóricos (-) y simulados (*) entre las regiones de conmutación suave (A+B) y la de conmutación dura (C).	113

3.25. Resultados de la simulación D ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente a bornes del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{21}	115
3.26. Resultados de la simulación E ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente a bornes del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{21}	116
3.27. (a) Formas de onda medidas en ambos lados del transformador y corriente del secundario, para $d = 2.0$ y $\delta = 40^\circ$ ($P_0 = 2\text{kW}$), utilizando la ECC cuando el convertidor opera bajo conmutación dura.	118
3.28. (a) Formas de onda medidas en ambos lados del transformador y corriente del secundario, para $d = 2.0$ y $\delta = 20^\circ$ ($P_0 = 2\text{kW}$), utilizando la ECP cuando el convertidor opera bajo conmutación suave.	118
3.29. Rendimiento del convertidor en función de la relación entre tensiones para $d > 1$, utilizando la ECC (línea inferior) y la ECP (línea superior).119	
4.1. Pérdidas totales en función de d y m ; (a) Pérdidas de conducción; (b) Pérdidas de conmutación; (c) Pérdidas en el transformador; y (d) Pérdidas Totales.	133
4.2. Rendimiento en función de P_0 y d , para ambas estrategias de control de conmutación. (a)-Modo reductor; (b)-Modo elevador.	138
4.3. Curvas de nivel que indican el valor de m_o calculado en función de P_0 y d	140
4.4. Rendimiento en función de la potencia de salida para $d = 1,25, 1,5, 1,75, 2,0$ para $m = m_o$ (\blacklozenge), y $m = 1$ (\bullet).	141
4.5. Mediciones de las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y la corriente del secundario.	143
4.6. Sumatoria de las corrientes en los ángulos de conmutación (superior) y corriente eficaz (inferior) en función del índice de modulación m , para $d = 1,25$ \blacksquare ; $1,5$ \blacktriangledown ; $1,75$ \bullet ; $2,0$ \blacklozenge y $P_0 = 2\text{kW}$	143

5.1.	Esquema representativo del sistema de tracción eléctrica adoptado como caso de estudio.	146
5.2.	Circuito equivalente del convertidor CPDA para analizar su comportamiento dinámico.	148
5.3.	Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y las corrientes de ambos puentes y el transformador, cuando se modula el puente P_1	148
5.4.	Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y las corrientes de ambos puentes y el transformador, cuando se modula el puente P_2	149
5.5.	Funciones de conmutación $\bar{\gamma}_1(t)$, $\bar{\gamma}_2(t)$, $\bar{\gamma}_3(t)$ y $\tilde{\gamma}_1(t)$	165
5.6.	Sistema de control digital con realimentación completa de estados. . .	171
5.7.	Magnitud de los polos de lazo cerrado en función de la potencia de salida. (o) $R_C = 10m\Omega$; (+) $R_C = 100m\Omega$	172
5.8.	Resultados de simulación para $R_C = 10m\Omega$ y $P_0 = 0, 2$ y $3kW$	174
5.9.	Resultados de simulación para $R_C = 100m\Omega$ y $P_0 = 0, 2$ y $3kW$	175
5.10.	Resultados de simulación para $R_C = 50m\Omega$ y $P_0 = \pm 2kW$	175
A.1.	Diagrama de bloques simplificado del CPDA implementado.	189
A.2.	Fotografía de la etapa de potencia del CPDA de $3kW$ implementado. . .	190
A.3.	Fotografía de la etapa de control del CPDA de $3kW$ implementado. . .	191
A.4.	Relación entre la potencia de diseño del transformador y la potencia de salida, en función de δ con d como parámetro.	192
A.5.	Esquema de los circuitos de activación de las llaves de potencia, para un módulo de IGBT formado por dos llaves de una misma pierna. . .	203
A.6.	Circuito electrónico de protección de sobrecorriente.	211
A.7.	Circuito electrónico de medición de corriente para entrada de convertidor analógico digital.	212

A.8. Diagramas de flujo de las rutinas del programa principal, (a), y la interrupción del Timer 0, (b).	214
A.9. Representación gráfica de la generación del desfase de las señales de referencia de los IGBT. Los valores A1, A2, B1 y B2 son cargados en los registros de comparación para realizar las transiciones en las salidas PWM.	216
A.10. Diagrama de bloques del controlador PI para evitar la saturación del transformador.	219
B.1. Formas de onda ideales de las tensiones a bornes del transformador y la corriente utilizando la ECP y el convertidor operando con conmutación dura.	222

Lista de Tablas

3.1. RESTRICCIONES DE OPERACIÓN BAJO CONMUTACIÓN SUAVE UTILIZANDO LA ESTRATEGIA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN CONVENCIONAL.	63
3.2. RESTRICCIONES DE CONMUTACIÓN SUAVE CUANDO SE UTILIZA LA ECP.	89
3.3. DETERMINACIÓN DE LAS VARIABLES δ Y m PARA CADA REGIÓN DE OPERACIÓN UTILIZANDO EL ALGORITMO 1.	98
4.1. LLAVES SEMICONDUCTORAS ACTIVAS DURANTE CADA INTERVALO DE CONDUCCIÓN.	123
4.2. SEMICONDUCTORES QUE GENERAN PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN CUANDO EL CPDA OPERA CON CONMUTACIÓN SUAVE.	125
4.3. CORRIENTE EN LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN PARA MODO DE OPERACIÓN ELEVADOR Y REDUCTOR, PARA MEDIO CICLO DE CONMUTACIÓN.	127
4.4. CORRIENTE EFICAZ EN EL TRANSFORMADOR PARA AMBOS MODOS DE OPERACIÓN.	128
A.1. PARÁMETROS DE DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA.	194
A.2. MÓDULOS UTILIZADOS EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL CPDA.	201
A.3. REQUERIMIENTOS DE LOS CIRCUITOS DE ACTIVACIÓN.	203
A.4. CARACTERÍSTICA DEL DISIPADOR UTILIZADO.	205
A.5. PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DEL DSP TMS320F2812.	210

B.1. ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN Y SEMICONDUCTORES ACTIVOS UTILIZADOS PARA ESTIMAR LAS PÉRDIDAS DE CONDUCCIÓN CUANDO EL CPDA OPERA CON CONMUTACIÓN DURA.	223
B.2. SEMICONDUCTORES QUE GENERAN PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN CUANDO EL CPDA OPERA CON CONMUTACIÓN DURA.	224

Lista de símbolos

Símbolo Definición

α	Ángulo para el cual la corriente i_L adquiere su valor máximo;
β	Ángulo para el cual la corriente i_L se anula;
γ	Función de conmutación;
δ	Ángulo de desplazamiento de fase;
ϵ	Profundidad de efecto pelicular;
φ	Fase;
η	Rendimiento;
μ	Permeabilidad magnética;
θ	Ángulo;
ρ	Resistividad;
τ	Ancho de pulso;
∂	Operador derivada parcial;
Φ	;Matriz de transición de estado discreta;
Ψ	;Matriz de entrada discreta;
ω	Frecuencia angular.

A	Matriz de estados;
<i>A</i>	Área;
B	Matriz de entrada;
<i>B</i>	Densidad de flujo;
C	Matriz de salida;

C Capacidad;
 \mathcal{C} Matriz de controlabilidad;
 d Relación de tensiones el convertidor, operador derivada;
 D Diodo;
 e Error relativo;
 \mathbf{e} Vector de error;
 E Energía;
 \mathbf{E} Matriz de Perturbación;
 f Función genéricas. Frecuencia;
 \mathbf{f} Vector de funciones genéricas;
 F Ganancias de realimentación;
 g Entrehierro;
 i Corriente instantánea;
 \mathbf{i} Vector corriente;
 \mathbf{I} Matriz de identidad;
 I Corriente eficaz;
 K Coeficiente de acoplamiento;
 \mathbf{K} Matriz auxiliar;
 L Inductancia;
 m Índice de modulación;
 n Enésimo ciclo de conmutación;
 N Relación de transformación;
 P Potencia activa. Puente;
 Q Potencia reactiva. Carga;
 r Resistencia del bobinado del transformador;
 R Resistencia;
 s Operador de Laplace;
 S Potencia aparente. Llave electrónica;
 t Tiempo;
 T Período. Transistor;
 \mathbf{u} Vector de entrada;
 v Tensión instantánea;
 \mathbf{V} Vector tensión;
 V Tensión eficaz;
 \mathbf{x} Vector de estados;
 X Reactancia. Variable auxiliar;
 y Vector de salida;

z	Número complejo;
Z	Impedancia.

<i>Subíndice</i>	<i>Definición</i>
0	Valor de Salida;
1,2	Lado 1, 2;
a	Activación. Ambiente;
ac	Alternada/o;
b	Valor base;
c	Núcleo magnético. Cápsula de un semiconductor;
cp	Corrientes parásitas;
cu	Cobre;
d	Disipador;
f	Componente fundamental;
Fe	Hierro del núcleo del transformador;
j	Juntura;
l	Dispersión;
m	Magnetización;
max	Máximo;
min	Mínimo;
off	Apagado;
on	Encendido;
pu	Valor en por unidad;
ref	Referencia;
rms	Valor eficaz;
S	Llave electrónica;
T	Total;
Tr	Transformador;

<i>Supraíndice</i>	<i>Definición</i>
'	Reflejado al lado secundario del transformador;
⁻¹	Inversa;
-	Valor de estado estacionario;
~	Valor de pequeña señal;

Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. DESCRIPCIÓN DEL PROBLEMA Y APLICACIONES

El objetivo general definido para este trabajo de tesis, fue proponer un convertidor CC-CC bidireccional, elevador y reductor de tensión, que pueda funcionar con alto rendimiento en el rango de potencia desde algunos kW hasta algunas centenas de kW, con el objetivo de facilitar la interconexión de diferentes subsistemas de CC (generadores, almacenadores y consumidores) que funcionen con diferentes niveles de tensión de continua.

Los objetivos particulares están relacionados con el análisis de la topología de convertidor CC-CC con puentes duales activos, las estrategias para controlar la potencia de salida, técnicas para minimización de pérdidas, su modelado, simulación, su control y la implementación de un prototipo con el objetivo de validar experimentalmente los análisis y resultados de cálculo y simulación.

El uso y conversión eficiente de la energía en los sistemas que necesitan de la interconexión de diferentes Generadores, Almacenadores y Consumidores (sistemas GAC) es un tema de continua investigación y desarrollo. Esto se debe, entre otras causas, a la baja densidad de energía de los almacenadores disponibles actualmente [1][2] y a la necesidad de controlar y convertir los flujos de energía con el mayor rendimiento posible.

En la Fig. 1.1 se muestra un diagrama de bloques de un sistema GAC genérico. En esta figura pueden observarse los componentes de estos sistemas, los que son

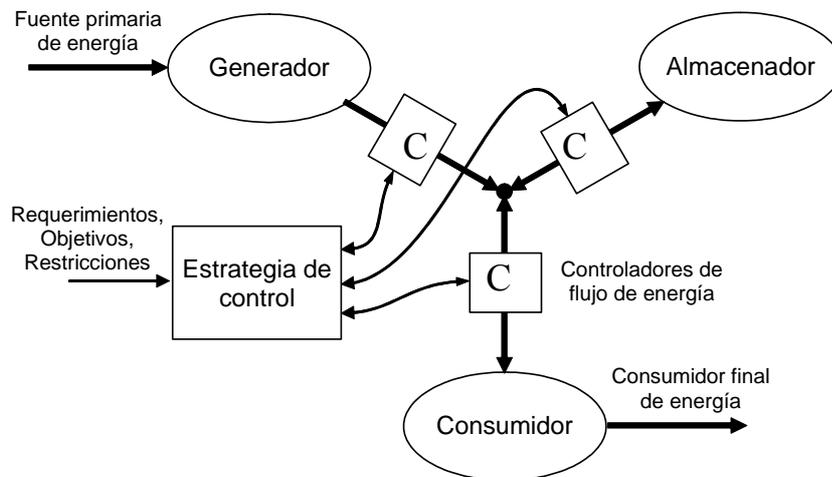


Figura 1.1: Sistema Generador-Almacenador-Consumidor (GAC).

descriptos, sucintamente, a continuación.

Conversión de la energía primaria en sistemas GAC

En sistemas GAC es necesario realizar la conversión de la energía primaria, por ejemplo eólica, hidráulica, mecánica o química a, por ejemplo, mecánica o eléctrica de manera eficiente. Para realizar la conversión de estas fuentes de energías primarias se utilizan las turbinas eólicas, hidráulicas, celdas de combustible, entre otros. Debido a la existencia estocástica de algunas de las fuentes primarias de energía y la necesidad de optimizar el rendimiento global del sistema, es necesario controlar adecuadamente su captación y transformación para los diferentes puntos y modos de operación del sistema.

Generadores

Realizan la conversión de la energía primaria en energía eléctrica con el objetivo de facilitar el intercambio de energía entre fuentes de diferente naturaleza, el control, la conversión, el transporte, el almacenamiento y la utilización de la energía por parte de los usuarios finales.

Almacenadores de Energía

Los almacenadores de energía son necesarios para absorber el exceso de energía

generada cuando ésta no es requerida por la carga (por ejemplo, períodos de gran radiación solar en sistemas fotovoltaicos, períodos con altas velocidades de viento en sistemas de generación eólica, etc.) y suministrarla en los períodos en que la demanda supera a la generación.

Las baterías y los supercapacitores son almacenadores de energía comúnmente utilizados en los sistemas GAC [3][4]. Las baterías, de menor costo y rendimiento, tienen mayor densidad de energía, con lo cual se obtiene una mayor autonomía, pero poseen una menor densidad de potencia, limitando la potencia instantánea que pueden recibir o entregar. Con los supercapacitores, de mayor costo, se consigue una densidad de energía menor, pero una mayor densidad de potencia y rendimiento que con las baterías. Una posibilidad para obtener el mejor equilibrio entre costo, volumen y rendimiento, aprovechando la mayor densidad de energía de uno y la mayor densidad de potencia del otro, es combinar baterías y supercapacitores [5]. Esto exige el desarrollo de convertidores con topologías adecuadas [6], que permitan conectar en paralelo fuentes de alimentación de características tensión-carga muy diferentes.

Normalmente, estos almacenadores de energía poseen una interfaz de conversión CC-CC, donde suele ser necesario adaptar diferentes niveles de tensión.

Consumidores de Energía

Existen diferentes consumidores de energía muchos de los cuales son regidos por leyes estocásticas, lo que dificulta la optimización del rendimiento global del sistema [7].

Interfaces Electrónicas de Potencia (Controladores de flujo de energía)

La regulación del flujo de energía puede realizarse a través de la utilización de convertidores CC-CC, CC-CA y CA-CC [8][9][10]. Estos convertidores deben adaptar las tensiones y frecuencias entre los diferentes elementos del sistema GAC. El diseño de estas interfaces se realiza con el objetivo de optimizar rendimiento, volumen y costo, o cuando se requieren tensiones diferentes, o incluso variables, para cada uno

de los elementos. Por ejemplo, la tensión de una máquina eléctrica aumenta con la velocidad, mientras que la de un supercapacitor es proporcional a su carga y la de una batería es prácticamente constante dentro de su rango de operación normal.

Lo anterior justifica el diseño de convertidores con características especiales, esto es, que permitan elevar o reducir la tensión y controlar el flujo de energía en ambas direcciones con el mayor rendimiento posible [11].

Sistemas Automáticos de Control

El sistema GAC requiere de la interacción coordinada de subsistemas de naturaleza continua y discreta. Si bien existen métodos para el tratamiento por separado de este tipo de sistemas, aún no existen paradigmas consolidados para su tratamiento en conjunto [12].

Redes Digitales de Información y Comunicación de Datos

En sistemas GAC, los elementos integrantes del mismo pueden verse físicamente distribuidos. Debido a la cantidad de sensores y actuadores en el sistema, la transmisión de señales entre estos y el controlador central puede resultar complicada, costosa y de difícil mantenimiento. Por tal motivo es importante contar con una red digital de información y comunicación de datos, donde los sensores, actuadores y controladores pueden encontrarse distribuidos y posean procesadores propios para el filtrado de señales, ejecución de estrategias de control locales y para la implementación de las interfaces hombre-máquina [13].

El presente trabajo de tesis se ha desarrollado en el marco de los proyectos en ejecución en el Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), de la Universidad Nacional de Río Cuarto, con aplicaciones específicas en Microcentrales Electro Eólicas (MEE) [14], Vehículos Eléctricos (VE) [15] y Vehículos Eléctricos Híbridos (VEH) [16]. A continuación, se hará una descripción de estas aplicaciones y se discutirán las particularidades de cada una de ellas.

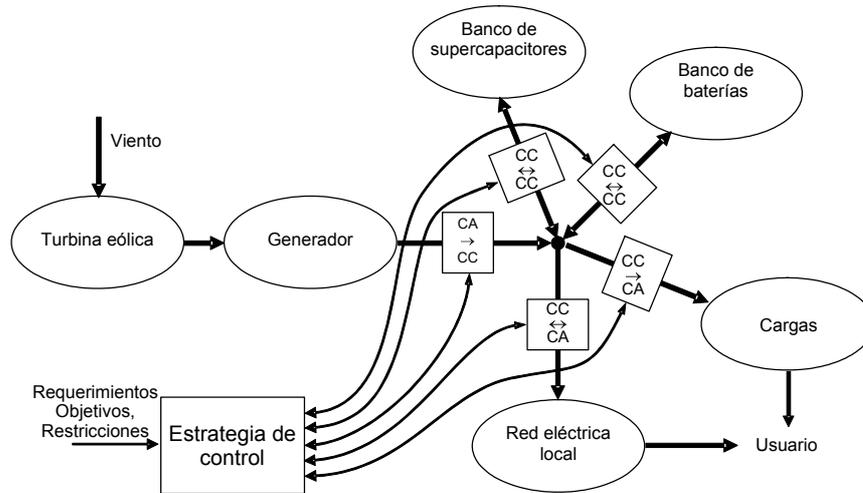


Figura 1.2: Sistema de flujos de energía y control de una estación electro eólica.

1.1.1. Microcentrales electro eólicas

Una de las aplicaciones específicas del convertidor CC-CC propuesto en esta tesis es para la Microcentral Electro Eólicas (MEE) de 5 kW que ha sido desarrollada parcialmente por el GEA. Desde el punto de vista de un sistema GAC, la MEE se puede representar a través de un diagrama de flujos de energía como el que se muestra en la Fig. 1.2. La energía cinética del viento es convertida en mecánica por la turbina eólica y transformada de mecánica en eléctrica por el generador quien, a su vez, alimenta a la carga y a los almacenadores (baterías y supercapacitores).

Puede apreciarse en la Fig. 1.2 la existencia de diferentes interfaces de potencia, las que pueden tener una etapa de conversión CC-CC, algunas de ellas bidireccionales, elevadoras y/o reductoras de tensión.

Una de las aplicaciones específicas de las interfaces electrónicas de potencia es controlar el flujo de energía entre bancos de baterías y supercapacitores conectados en paralelo, con el objetivo de obtener el mejor equilibrio entre costo, volumen y rendimiento, aprovechando la densidad de energía de uno y la densidad de potencia del otro.

1.1.2. Vehículos eléctricos y vehículos eléctricos híbridos

Otra de las aplicaciones de los convertidores CC-CC es en Vehículos Eléctricos (VE). Los VE poseen ventajas con respecto a los vehículos convencionales de combustión interna. En los VE el frenado se realiza con los motores eléctricos utilizados para la tracción del vehículo, los que en ese momento actúan como generadores, recuperando la energía cinética del vehículo en forma de energía eléctrica (frenado regenerativo) [5] [17]. Esta energía eléctrica se almacena temporalmente a bordo del vehículo para su posterior utilización durante la próxima aceleración. Esta es una de las maneras de economizar energía que brindan los VE. Sin embargo, estos vehículos poseen una menor autonomía y un mayor costo respecto a los vehículos convencionales, debido fundamentalmente a las baterías. Además, las baterías poseen una densidad de energía unas 50 veces menor que los combustibles líquidos, lo que hace necesario transportar un importante peso y volumen en baterías, además de requerirse una infraestructura vial que permita la recarga o recambio de las baterías.

Como alternativa de los VE surgieron los Vehículos Eléctricos Híbridos (VEH). Existen antecedentes de VEH que consumen el 50 % y contaminan el 10 % de lo que consume y contamina un vehículo convencional con prestación equivalente [18].

Un VEH puede considerarse un sistema GAC como el representado en la Fig. 1.3. El generador convierte en energía eléctrica la energía mecánica provista por un pequeño motor de combustión interna estacionario, que trabaja en su polo económico (mínimo consumo y mínima contaminación). Habitualmente se utilizan dos tipos de almacenadores, supercapacitores y bancos de baterías. El principal consumidor de energía es el motor de tracción del vehículo. En el momento de la desaceleración, el consumidor devuelve la energía cinética del vehículo al sistema, la que es transformada en energía eléctrica. Otros consumidores, de mucha menor potencia, son los sistemas auxiliares como son los compresores para servofrenos, aire acondicionado, iluminación, alimentación de los sistemas de control, etc.

El funcionamiento del sistema GAC para VEH puede resumirse de la siguiente

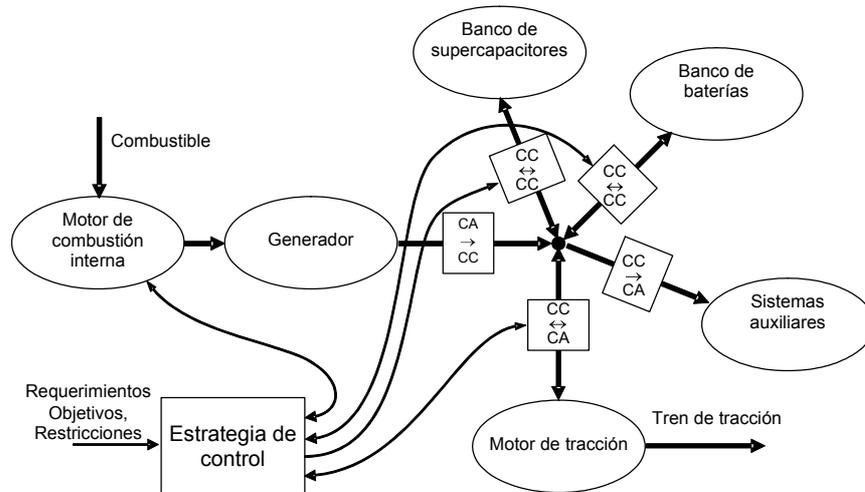


Figura 1.3: Sistema de flujos de energía y control de un Vehículo Eléctrico Híbrido.

manera. El generador provee potencia constante igual a la media consumida por el vehículo durante un ciclo de trabajo predeterminado. Cuando el vehículo acelera, el control central dirige el flujo de energía del generador y de los almacenadores hacia los motores de tracción, ver Fig. 1.4(a).

Cuando el VEH frena, la energía cinética es recuperada convirtiéndose en energía eléctrica, y fluye junto con la energía del generador hacia el almacenador, ver Fig. 1.4(b).

Cuando el VEH se desplaza a velocidad constante, la energía del generador es dirigida hacia los motores de tracción y según la necesidad del vehículo, podrá haber un remanente de energía que fluirá del generador al almacenador, o del almacenador a los motores de tracción, ver Fig. 1.4(c) y Fig. 1.4(d). Cuando el VEH está detenido, toda la energía del generador es dirigida hacia el almacenador.

Algunos prototipos de VE y VEH utilizan motores de flujo axial, los cuales se caracterizan por su alta densidad de potencia y reducida longitud axial. Sin embargo, poseen una baja inductancia de dispersión, lo que produce una elevada ondulación de corriente cuando la diferencia entre la tensión de la malla de corriente continua (MCC), que alimenta el inversor, y la fuerza electromotriz (fem) del motor es elevada [19]. Por esta razón, es deseable ajustar la tensión de la MCC, en función

Introducción

de la velocidad del vehículo, lo que genera la necesidad de contar con un convertidor CC-CC elevador-reductor.

Normalmente se busca utilizar componentes de uso estándar o masivo para disminuir costos (por ejemplo, utilizar motores con niveles de tensión convencionales, 380V trifásicos). Si la alimentación proviene de un banco de baterías, puede ser necesario colocar un gran número de baterías en serie para alcanzar los niveles de tensión requeridos por otros componentes del sistema. Los inconvenientes de emplear un número elevado de baterías en serie es la baja confiabilidad y diferencia de características entre celdas, lo que requiere una ecualización de las mismas, tanto para la carga como para la descarga. Además, las prestaciones del vehículo se ven afectadas con las variaciones de tensión de las mismas, fundamentalmente en la zona de debilitamiento de campo (alta velocidad del vehículo), las que son función del estado de carga de las baterías [20].

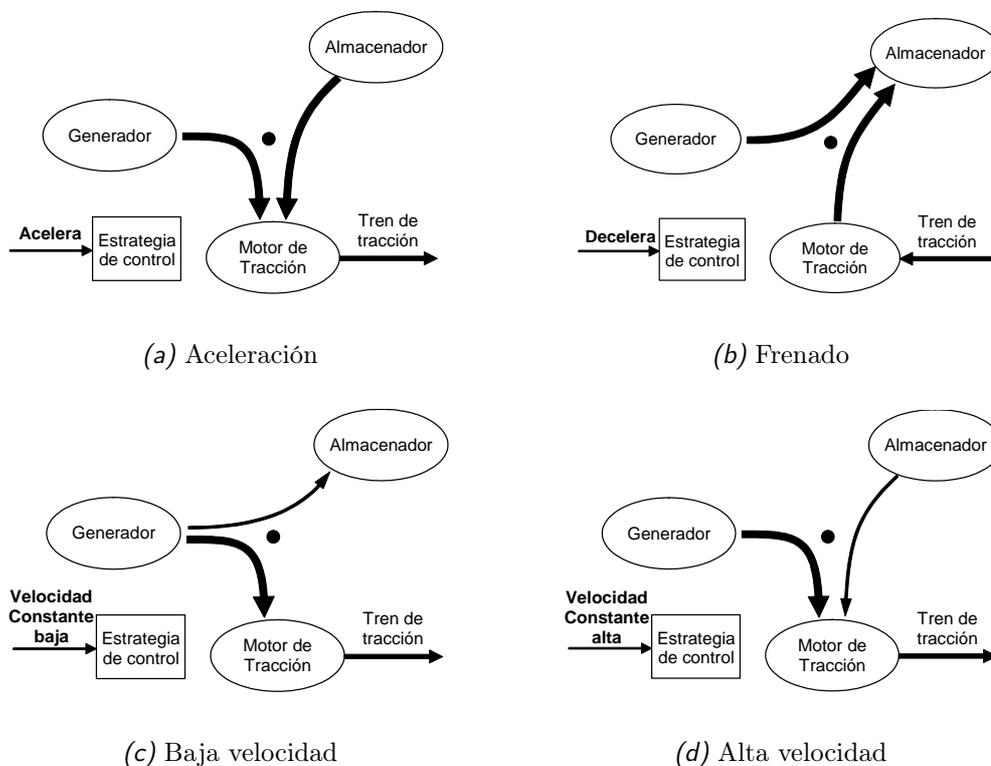


Figura 1.4: Flujos de energía en un sistema GAC para VEH según el estado del vehículo.

Debido a que los componentes de un VE y un VEH aportan al peso y volumen del vehículo, es de suma importancia minimizar el peso y el tamaño de los mismos. Esto exige especial consideración en el diseño o dimensionamiento del generador, almacenador, motores de tracción y sus respectivos convertidores. La reducción del peso de estos requiere a su vez del aumento del rendimiento individual y global, ya sea por el diseño apropiado del hardware y/o de los algoritmos de control locales y globales.

Lo anterior justifica la utilización de convertidores con características especiales, esto es, que permitan elevar o disminuir la tensión, en función del estado de carga de las baterías y la velocidad del vehículo. Además, controlar el flujo de energía en ambas direcciones, en función de la aceleración o frenado del vehículo, con el mayor rendimiento posible [21] [22] [23].

Una de las aplicaciones específicas de los convertidores en los VE y VEH es controlar el flujo de energía en bancos de baterías y supercapacitores conectados en paralelo, con el objetivo de obtener un buen equilibrio entre costo, volumen y rendimiento, aprovechando la densidad de energía de uno y la densidad de potencia del otro. Para ello, una de las opciones es utilizar convertidores de múltiples entradas, facilitando el control del flujo de energía de los diferentes generadores y almacenadores, aún cuando exista la posibilidad de invertir el flujo de energía en alguno de ellos.

El objetivo general de esta tesis también contribuirá a avanzar en la implementación del VEH en desarrollo en el GEA.

1.2. ANTECEDENTES DE LOS TEMAS RELACIONADOS CON ESTA TESIS

En esta sección se describe, brevemente, el estado del arte de los convertidores CC-CC que pueden ser utilizados en las aplicaciones citadas en la Sección anterior. La variedad de convertidores CC-CC que se encuentran en la bibliografía es

muy amplia. Estos se pueden clasificar con diferentes criterios, uno de ellos es la posibilidad de operar en los diferentes cuadrantes tensión-corriente. De esto último depende la posibilidad de controlar, de manera bidireccional, el flujo de energía. La implementación práctica de las citadas interfaces de potencia dependen tanto de las topologías de los circuitos cuanto de las estrategias de control utilizadas en cada una de ellas.

A continuación, se resumen los antecedentes relacionados con los temas tratados en esta tesis, a saber: Selección de una topología de convertidor CC-CC adecuada para sistemas GAC, análisis y evaluación de las pérdidas en los convertidores y el estudio de la reducción de las mismas cuando se opera el convertidor con conmutación suave.

1.2.1. Topologías de convertidores CC-CC para sistemas GAC

Las topologías de convertidores CC-CC para sistemas GAC deben poseer la capacidad de controlar el flujo de energía de manera bidireccional tal como fue explicado en la sección anterior. Desde el punto de vista de la aislación entre la entrada y la salida, los convertidores CC-CC, para sistemas GAC, pueden clasificarse en:

- *Convertidores CC-CC bidireccionales no aislados* [24][25][26][27].
- *Convertidores CC-CC bidireccionales aislados* [28][29][30][31][32][33].

La selección de uno u otro dependerá de los requisitos de diseño que se soliciten en cuanto a volumen, costos y seguridad. Así, si la disposición en cuanto a seguridad requiere aislación, entonces los convertidores no aislados no pueden ser tenidos en cuenta. Las principales características de uno y otro se resumen a continuación.

Dentro de los convertidores bidireccionales no aislados más utilizados para sistemas GAC, se pueden citar los convertidores reductores-elevadores convencionales y

los convertidores reductores-elevadores en cascada. En [25] se presentó una comparación de estas topologías, donde se determina que la topología en cascada requiere un inductor más pequeño que la topología convencional, además los capacitores de entrada y de salida son más pequeños. Sin embargo, poseen la desventaja que requieren el doble de llaves de potencia y generan un mayor estrés de corriente en los elementos reactivos y llaves de potencia.

En [26] se comparan las siguientes topologías de convertidores bidireccionales no aislados, candidatos para sistemas GAC:

- Convertidor semipuente
- Convertidor Ćuk bidireccional
- Convertidor Sepic-Luo

De la comparación de estas topologías puede concluirse que la topología semipuente requiere solamente un inductor, al contrario de las topologías Ćuk bidireccional y Sepic-Luo, que utilizan dos inductores. Además, el inductor de la topología semipuente tiene la mitad de tamaño. La corriente en la inductancia es menor, lo que contribuye a reducir las pérdidas de conducción en la misma, además, las pérdidas de conmutación y conducción en las llaves de potencia son menores. La principal desventaja del convertidor en semipuente es la corriente de salida; cuando opera en modo elevador es discontinua, impactando sobre el tamaño del capacitor de salida.

La principal ventaja del convertidor Ćuk es que las corrientes de entrada y salida poseen una reducida oscilación. Esta característica, más la posibilidad que sea aislado, lo hacen ideales para aplicaciones en celdas de combustible. La desventaja de esta topología es que el capacitor que transfiere energía debe soportar una tensión igual a la suma de las tensiones de entrada y salida [34].

La topología Sepic-Luo posee las desventajas de requerir dos inductores y que la corriente de salida es discontinua, impactando sobre el tamaño del capacitor de salida [35].

Las conclusiones resultantes de la citada comparación demuestran que la topología en semipuente es una opción adecuada. Requiere de sólo un inductor, de la mitad de tamaño y posee mayor rendimiento. El estrés de corriente que se produce en los componentes activos del convertidor en semipuente es inferior a las demás topologías.

Dentro de la clasificación de convertidores no aislados también se encuentran los convertidores multinivel sin componentes magnéticos, lo que trae aparejado un menor peso del convertidor y pérdidas magnéticas nulas. El inconveniente de estas topologías es que pueden necesitar un mayor número de llaves de potencia [36] [37].

Cuando la potencia que deben controlar los convertidores es elevada, los niveles de corrientes y tensiones pueden producir estrés en las llaves y componentes pasivos. Este problema se puede agravar si la relación entre las tensiones de entrada y salida del convertidor es elevada. En estos casos resulta ventajoso utilizar topologías aisladas con transformadores, normalmente operando en altas frecuencias, a fin de aumentar la densidad de potencia. Las topologías aisladas ofrecen mayor seguridad y poseen mayor rendimiento cuando las tensiones en sus bornes difieren notablemente. Además, la utilización de transformadores admite cierto grado de sobrecarga al contrario de las topologías no aisladas. La regulación de la tensión de salida puede realizarse por medio de un control PWM en las llaves que generan las tensiones de alimentación del transformador [38].

Algunas topologías de convertidores con aislación galvánica trabajan en un único modo de operación según el sentido del flujo de energía, esto es, reductor cuando la energía fluye en un sentido y elevador cuando se invierte el sentido del flujo de energía [39]. Otras topologías consiguen transferir energía en ambos sentidos, independientemente de si trabajan como elevadores o reductores bidireccionales [40].

En [41] se propuso el convertidor CC-CC de potencia con puentes duales activos. Esta topología es aislada, permite el flujo de energía de manera bidireccional, pudiendo trabajar como elevador y reductor, independiente del sentido del flujo de energía. Estas características la hacen interesante para sistemas GAC. La estrate-

gia de control convencional consiste en controlar el desplazamiento de fase entre las tensiones del primario y del secundario del transformador de alta frecuencia, en función del sentido y cantidad de energía a transferir. El proceso de conversión de esta topología es CC-AC-CC, cualquiera sea el sentido del flujo de energía. Por ello, el transformador al ser alimentado con una tensión alterna produce una excursión simétrica del flujo magnético en el transformador, lo que aumenta el factor de utilización del mismo. Además, el convertidor opera con frecuencia de conmutación constante, lo que permite optimizar el diseño del transformador.

Esta última topología también puede ser implementada en una versión trifásica [41], la cual permite reducir el estrés de corriente en las llaves y los elementos de filtro, con la desventaja que se necesita de una mayor cantidad de llaves de potencia. En [42] se presentó una mejora en el control de esta topología, con lo que se consigue aumentar el rendimiento, para diferentes valores de cargas.

En [43] se presentó una comparación entre una topología bidireccional no aislada y una topología bidireccional aislada, siendo ambas topologías adecuadas para aplicaciones en sistemas GAC, con el objetivo de comparar los rendimientos utilizando el mismo volumen magnético. La topología no aislada que se analizó fue el convertidor semi-puente, mientras que la topología aislada utilizada fue el convertidor con puentes duales activos. En este trabajo se pudo determinar que el convertidor aislado posee mayor rendimiento frente a la topología no aislada. Sin embargo, la topología aislada utiliza una mayor cantidad de llaves. Además, se mostró el rendimiento de las topologías para diferentes relaciones de tensiones, mostrándose que el rendimiento del convertidor no aislado decrece notablemente cuando varía la relación de tensiones mientras que en la topología con aislación el rendimiento es afectado en menor medida.

Una solución alternativa para la conexión en paralelo de diferentes fuentes de alimentación primaria, es utilizar convertidores CC-CC con múltiples entradas, donde las diferentes fuentes alimentan una misma carga común. Tal es el caso de utilizar como fuentes primarias celdas de combustibles combinadas con ultracapacitores y/o

baterías. Estos sistemas, a su vez, deben ser bidireccionales para permitir la recarga de los almacenadores [44] [45] [46]. En esta tesis, el estudio de convertidores CC-CC para sistemas GAC se limita a topologías de una entrada y una salida.

De la síntesis de topologías de convertidores CC-CC bidireccionales para sistemas GAC presentada en esta Sección, se puede concluir que existen dos grandes clasificaciones de convertidores para estas aplicaciones: convertidores aislados y convertidores no aislados. Dentro de los no aislados, la topología en semi-puente es la que presenta mayores ventajas, en cuanto a estrés de tensión y corriente en los componentes (llaves, capacitores e inductores), menor volumen (un solo inductor), y mayor rendimiento, frente a las demás topologías no aisladas que se presentaron.

En cuanto a los convertidores que poseen aislación, la topología con puentes duales activos resulta la opción más conveniente por la facilidad de controlar la energía transferida, la capacidad de elevar y reducir la tensión y por la utilización óptima del transformador. Además, esta topología posee ventajas frente a la topología en semipuente, ofreciendo mayor seguridad, rendimiento, menor estrés en los diferentes componentes y capacidad de sobrecarga.

1.2.2. Pérdidas en convertidores

Las pérdidas de un convertidor se originan tanto en los elementos pasivos, como el transformador, capacitores e inductancias de filtro, como en las llaves semiconductoras.

Las pérdidas en las llaves semiconductoras se pueden clasificar en tres grupos [47]:

- Pérdidas de conducción y bloqueo
- Pérdidas de conmutación
- Pérdidas en los circuitos de activación

Las pérdidas de conmutación pueden a su vez clasificarse en pérdidas de encendido y de apagado. Las pérdidas de bloqueo y las que se originan en los circuitos de activación, serán consideradas en este trabajo como despreciables, frente a las pérdidas de conducción y conmutación.

Para las aplicaciones en estudio, las llaves más utilizadas son IGBT o MOSFET, dependiendo de las tensiones de trabajo. En estas llaves, las pérdidas de conducción dependen de:

- la corriente de carga,
- la caída de tensión que se produce a bornes de la llave cuando conduce corriente,
- la temperatura de juntura [48],
- el ciclo de trabajo.

Las pérdidas de conmutación dependen de:

- la corriente de carga,
- la tensión aplicada,
- la temperatura de juntura [48],
- la frecuencia de conmutación.

En lo que respecta a los diodos de rueda libre, no se producen pérdidas de encendido por ser la conmutación natural. Sólo se consideran las pérdidas de apagado y las de conducción, las cuales dependen de los mismos factores que los transistores IGBT y MOSFET [38].

Para la evaluación de las pérdidas de conducción se deben conocer los ciclos de trabajo de las llaves. La variación de la tensión de las baterías puede hacer variar

el ciclo de trabajo, lo que exige realizar la evaluación para las diferentes condiciones de operación [49].

En [48] se presenta un análisis de las pérdidas de conmutación de llaves IGBT. Para este análisis se consideran las llaves operando con conmutación dura y suave. Se evalúan principalmente las pérdidas de apagado, que son las de mayor peso en estas llaves. Los resultados muestran que el agregado de un capacitor de conmutación puede reducir considerablemente las pérdidas de conmutación durante el apagado.

Cuando el convertidor posee la capacidad de operar con conmutación suave, se pueden reducir las pérdidas durante la conmutación de las llaves. Sin embargo, no siempre se consigue esta condición de operación en todas las llaves de potencia. Por ello, es necesario conocer cuáles son las pérdidas que se producen cuando el convertidor opera fuera y dentro de la zona de conmutación suave, a fin de poder dimensionar las llaves adecuadamente [50].

En [51] se comparan diferentes topologías de convertidores en función de sus pérdidas de potencia (incluyendo topologías que operan con conmutación dura y suave). En este trabajo se muestra que las topologías de convertidores que operan con conmutación suave poseen pérdidas apreciablemente menores que los convertidores de conmutación dura.

Por lo anteriormente expresado se puede concluir que las mayores pérdidas de los convertidores se generan en el transformador y en las llaves de potencia.

1.2.3. Convertidores con conmutación suave

La técnica de la conmutación suave tienen su origen en los circuitos resonantes usados para el apagado forzado de tiristores. Con el advenimiento del transistor bipolar se percibió que a pesar de no necesitar resonancia para el bloqueo, ésta propiciaba una reducción significativa de las pérdidas de conmutación, permitiendo con ello operar con mayores frecuencias de conmutación o reducir las pérdidas para la misma frecuencia. Los primeros convertidores con conmutación suave permitían

que dos transistores operaran con ZCS (*Zero Current Switching* - conmutación con corriente cero) [52]. Luego se percibió que existía una conmutación suave dual que se denominó ZVS (*Zero Voltage Switching* - conmutación con tensión cero) [53], que ofrecía más seguridad a las llaves ya que aprovechaba los componentes parásitos de los MOSFET, diodos y capacitores. Si la conmutación es ZCS la capacidad parásita causa una disipación de potencia en el encendido del transistor, aumentando las pérdidas totales en las llaves [54].

Para que las llaves del convertidor operen con conmutación suave es necesario cumplir con las condiciones de ZVS o ZCS, ya que sólo una de las conmutaciones suaves es posible [47]. Para obtener ZVS se deben adicionar capacitores de conmutación en paralelo a cada una de las llaves. En [55] se presentó un convertidor puente completo donde se minimizan las pérdidas de conmutación, el que utiliza las capacidades parásitas de las llaves (MOSFET), las que entran en resonancia con la inductancia de dispersión del transformador. En este trabajo, la inductancia de magnetización del transformador resuena con los capacitores de conmutación dentro de una determinada región de operación.

Numerosos esfuerzos han sido realizados por los investigadores para proponer nuevas topologías ZVS. Varios circuitos fueron propuestos y rápidamente empleados en proyectos de convertidores de alto desempeño [54].

En [56], se presenta una comparación de topologías de convertidores CC-CC aislados, para potencias de 100kW, con tensiones de entrada de 700V y tensiones de salida de 150V. Las topologías de convertidores que allí se comparan son:

- convertidor Puente completo con PWM,
- convertidor Puente Completo con desplazamiento de fase,
- convertidor resonante paralelo/serie,
- convertidor puente completo conmutado con red resonante auxiliar,

- convertidor con puentes duales activos.

En la topología puente completo con PWM se produce un elevado estrés de tensión y corriente en las llaves de potencia, por lo que no puede ser operado con frecuencias superiores a los 15/20kHz, ya que las pérdidas de conmutación se incrementan notablemente con la frecuencia. Una menor frecuencia de operación incrementa el tamaño del transformador, aumentando el volumen y peso de todo el conjunto. Sin embargo, esta topología tiene la ventaja que el control es simple, el cual se realiza a través de una modulación PWM en las llaves de potencia que alimentan al transformador.

El convertidor puente completo con desplazamiento de fase es un convertidor con puente completo convencional con posibilidad de operar con conmutación suave. Su control se realiza de la misma manera que en la topología anterior. Este convertidor puede ser diseñado para operar con frecuencias de conmutación próximas a los 100kHz. Si se lo compara con otras topologías que pueden operar con conmutación suave, como es el convertidor resonante serie/paralelo, posee la ventaja que la frecuencia de conmutación es constante, lo que permite optimizar el diseño del transformador [55].

El convertidor resonante serie/paralelo es un convertidor resonante con la carga, con un elemento magnético relativamente pesado, el cual posee un gran inductor resonante que se debe diseñar para la potencia de carga más la potencia reactiva propia del inductor. Posee la ventaja de trabajar con conmutación suave en las llaves del primario y del secundario. Sin embargo, como el control se realiza con frecuencia variable, la utilización del transformador no es eficiente. Los capacitores resonantes deben soportar los valores máximos de tensión y corriente, siendo las formas de ondas sinusoidales [57].

El convertidor puente completo con red resonante auxiliar combina las características del convertidor Puente Completo con PWM con las del convertidor de desplazamiento de fase. Cuando el convertidor pierde la característica de conmutación suave, con bajas potencias de carga, se utiliza un circuito auxiliar para conseguir

operar el convertidor con conmutación suave. Tiene aplicaciones en potencias superiores a los 100kW [54].

El convertidor con puentes duales activos (CPDA) utiliza dos puentes activos interconectados por medio de un transformador de alta frecuencia. Una de las desventajas es que se obtiene una oscilación de corriente, en el capacitor de salida, mayor que en las otras topologías. Otra desventaja, es la mayor cantidad de llaves de potencia (ocho llaves para configuración en puente completo en ambos lados del transformador). Los puentes activos permiten controlar el flujo de energía en ambos sentidos y operar en modo elevador o reductor en ambos sentidos. Se consigue un alto rendimiento ya que todas las llaves operan con conmutación suave, aunque esta característica se obtiene con potencias cercanas al valor nominal (altas potencias de carga) y para potencias de carga menores se produce conmutación dura, con las consecuentes pérdidas asociadas. El control del convertidor se realiza a través del desfase de las tensiones a bornes del transformador. La frecuencia de conmutación es constante, permitiendo optimizar el diseño y funcionamiento del transformador. Estas características hacen que sea una topología adecuada para sistemas GAC [40] [41] [58].

Así, en lo que respecta a convertidores CC-CC bajo conmutación suave, la topología CPDA es la más adecuada para aplicaciones en sistemas GAC. En este trabajo de tesis se analiza esta topología en profundidad, se determinan sus pérdidas en función de los parámetros de diseño, de los puntos de operación y se analiza las regiones de conmutación suave, para determinar la influencia de esta conmutación en las pérdidas totales del convertidor.

1.3. CONTRIBUCIONES DE ESTA TESIS

Las principales contribuciones de este trabajo de Tesis están dadas en temáticas relacionadas con Convertidores CC-CC Elevadores-Reductores Bidireccionales de Potencia con Puentes Duales Activos, para transferir energía con alto rendimiento.

Para que el convertidor pueda cumplir con el objetivo de transferir energía con alto rendimiento es necesario disminuir las pérdidas que se producen en el mismo. La posibilidad de operar el convertidor con conmutación suave permite disminuir las pérdidas de conmutación en las llaves electrónicas. Con ello se puede analizar la posibilidad de incrementar la frecuencia de conmutación del convertidor, lo que permite reducir el volumen de los elementos pasivos, capacitores e inductancias de filtro, además de reducir el volumen del transformador, aumentando la densidad de potencia.

La topología de convertidor estudiada puede operar con conmutación suave en una región de operación reducida, restringida a valores de corriente de carga elevadas. En este trabajo se propone una estrategia de conmutación diferente a la convencional, que permite extender notablemente el rango de operación con conmutación suave y con ello mejorar el rendimiento del convertidor, sin el agregado de componentes adicionales. Esta estrategia junto con los resultados obtenidos fue presentada en [59].

La propuesta anterior permite mejorar el rendimiento del convertidor, ya que disminuye las pérdidas de conmutación en las llaves semiconductoras por medio de la conmutación suave. Lo anterior se consigue manipulando adecuadamente las variables de control utilizadas. Sin embargo, es posible obtener diferentes combinaciones de las variables de control, surgiendo la necesidad de determinar cuál es la combinación óptima de las mismas para minimizar las pérdidas totales y transferir energía con el máximo rendimiento posible.

Por ello, se analizaron y evaluaron las pérdidas que se producen en las llaves semiconductoras de potencia y en el transformador de alta frecuencia, concluyéndose que es posible obtener una combinación óptima de las variables de control para la cual se obtiene el mínimo de las pérdidas totales. Se propuso un algoritmo de control que permite determinar el valor de estas variables en función de la potencia requerida y de la relación de tensiones del convertidor. Este análisis, el algoritmo propuesto y los resultados obtenidos fueron sometidos a evaluación para su publicación [60].

Para diseñar una estrategia de control de tensión del convertidor se desarrolló un modelo dinámico y se sintetizó una ley de control. Desarrollándose primeramente el modelo dinámico en tiempo continuo del CPDA basado en relaciones conocidas, para luego realizar su discretización. Con el modelo en tiempo discreto obtenido se sintetizó una ley de control digital, lo que facilita su implementación en controladores digitales (μ C, DSP, etc.). El modelo y su control fueron validados por medio de simulación y publicados en [61].

1.4. ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

Esta tesis está organizada de la siguiente manera. Luego de la introducción realizada en el Capítulo 1, en el Capítulo 2 se presenta el convertidor CC-CC con puentes duales activos. Se describe el principio de operación, utilizando la estrategia de conmutación convencional y el análisis del flujo de energía.

En el Capítulo 3 se presenta la nueva estrategia para extender el rango de operación con conmutación suave. Primeramente se determinan los límites de operación con conmutación suave utilizando la estrategia convencional. Se analiza el flujo de energía con una estrategia propuesta por el autor de esta Tesis y se desarrollan dos algoritmos de control para transferir energía con conmutación suave. Luego se describen los resultados de simulación obtenidos y se presentan resultados experimentales que muestran el rendimiento del convertidor y las condiciones de conmutación de las llaves en diferentes puntos de operación, los que validan el análisis realizado mediante el modelo.

En el Capítulo 4 se analizan y evalúan las pérdidas en las llaves y en el transformador, cuyos resultados permiten desarrollar un algoritmo de control en función de la potencia requerida y de la relación de tensiones. Se presentan resultados experimentales que muestran el rendimiento del convertidor en función de la potencia de salida y de la relación entre las tensiones, utilizando la estrategia convencional y la propuesta con el algoritmo desarrollado, validando el análisis realizado.

Introducción

En el Capítulo 5 se desarrolla el modelado del CPDA que será utilizado para proponer una estrategia de control, que tiene por objetivo mantener la tensión de salida del convertidor en un valor de referencia.

Finalmente, en el Capítulo 6 se presenta una discusión y se dan las principales conclusiones del trabajo de Tesis y se realizan algunas propuestas para trabajos futuros.

Se incluyen Apéndices, donde se resume el diseño del convertidor implementado, describiéndose la etapa de potencia y de control. También se describe la operación del convertidor con conmutación dura cuando se utiliza la estrategia de conmutación propuesta en el Capítulo 3.

Capítulo 2

CONVERTIDOR CC-CC CON PUENTES DUALES ACTIVOS

2.1. INTRODUCCIÓN

El convertidor CC-CC con puentes duales activos (CPDA) posee características que le permiten transferir energía, de manera bidireccional, entre dos fuentes de tensión continua, las que pueden tener diferentes niveles de tensión, inclusive variables. Además, esta topología posee aislación galvánica y opera con conmutación suave en un determinado rango de operación.

La capacidad de operar con conmutación suave hace que esta topología pueda operar con alto rendimiento, haciendo un uso más eficiente de los dispositivos semiconductores de potencia, para poder transferir mayor potencia con las mismas llaves o aumentar la frecuencia de conmutación para la misma potencia transferida. El aumento de frecuencia permite disminuir el tamaño del transformador incrementando con ello la densidad de potencia del convertidor en su conjunto.

Para poder analizar, modelar, diseñar y controlar al CPDA es conveniente conocer en detalle su principio de funcionamiento, sus modos de operación y contar con un modelo matemático que permita deducir estrategias de control apropiadas.

En este capítulo se presenta, en primer lugar, la descripción de la topología del CPDA y su principio de control del flujo de energía. Posteriormente se analizan los diferentes modos de conmutación cuando se utiliza la estrategia de conmutación convencional. Luego se estudia el control del flujo de energía partiendo del análisis

de la conmutación. Finalmente, se analiza el funcionamiento del convertidor con conmutación suave.

2.2. ANÁLISIS DEL FUNCIONAMIENTO DEL CPDA

En esta Sección se describe la topología básica y el principio de operación del CPDA. Luego se deduce un modelo sinusoidal equivalente con el que se analiza el principio del control del flujo de energía.

2.2.1. Descripción de la Topología

La topología del CPDA se muestra en la Fig. 2.1. A pesar de que esta topología puede controlar el flujo de energía de manera bidireccional, para facilitar la explicación, inicialmente se supondrá que el convertidor se alimenta desde una fuente de tensión continua V_1 , considerando el flujo de energía únicamente desde V_1 hacia V_2 . Esta fuente alimenta un puente activo, P_1 , formado por cuatro llaves S_{11} , S_{12} , S_{13} y S_{14} , en configuración puente completo. El capacitor C_1 cumple las funciones de amortiguar las oscilaciones de la tensión de alimentación y de minimizar el efecto de las inductancias de conexión, pudiendo considerarse V_1 una fuente de tensión ideal.

El puente P_1 invierte la tensión continua de alimentación, generando una tensión alterna, v_{T1} , que alimenta un transformador de alta frecuencia, Tx. La tensión v_{T2} del transformador es rectificadora por un puente activo P_2 . Este puente está constituido por cuatro llaves S_{21} , S_{22} , S_{23} y S_{24} . El capacitor C_2 cumple la misma función que C_1 por lo que V_2 puede considerarse una fuente de tensión ideal.

Según lo anterior, el proceso de conversión CC-CC puede subdividirse en dos etapas: una de conversión CC-CA y otra de conversión CA-CC. Los puentes activos están conectados por medio del transformador de alta frecuencia, el cual trabaja con una excursión simétrica del flujo magnético en el núcleo. Así, el factor de utilización del transformador es elevado y el núcleo se puede utilizar más eficientemente.

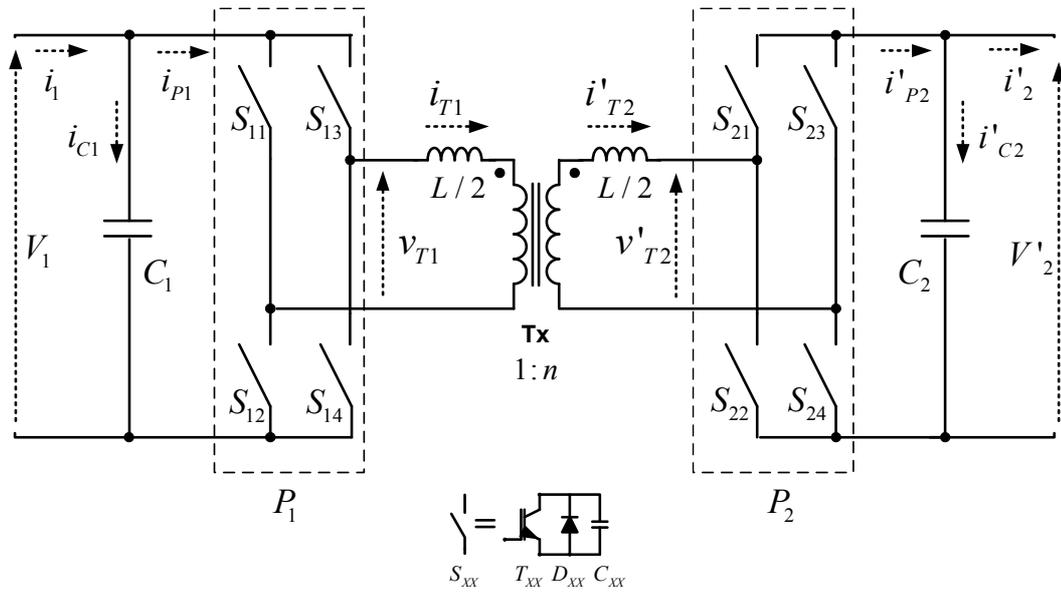


Figura 2.1: Topología del CPDA.

Las llaves de ambos puentes pueden implementarse con un transistor, un diodo en antiparalelo y un capacitor de conmutación, tal como se muestra en la Fig. 2.1.

Los capacitores de conmutación permiten realizar las conmutaciones de manera resonante o suave [62], como será explicado posteriormente. La frecuencia de resonancia está determinada por los valores de estos capacitores y la inductancia de dispersión del transformador. Uno de los problemas de esta topología es que sólo se puede operar con conmutación suave en un determinado rango de operación, caracterizado por corrientes de carga elevadas, lo que será analizado posteriormente y en detalle en esta Tesis.

Las llaves de esta topología son controladas para generar una forma de onda de tensión cuadrada con 50% de ciclo de trabajo, tanto en el primario como en el secundario del transformador. En lugar de utilizar puentes completos se pueden implementar configuraciones en semipuente, en uno o ambos lados del transformador, las que se caracterizan por una menor cantidad de llaves y circuitos de activación [40]. La Fig. 2.2 muestra un esquema del convertidor cuando se implementan ambos puentes en configuración semipuente.

En una configuración puente completo, la tensión de bloqueo de las llaves es igual

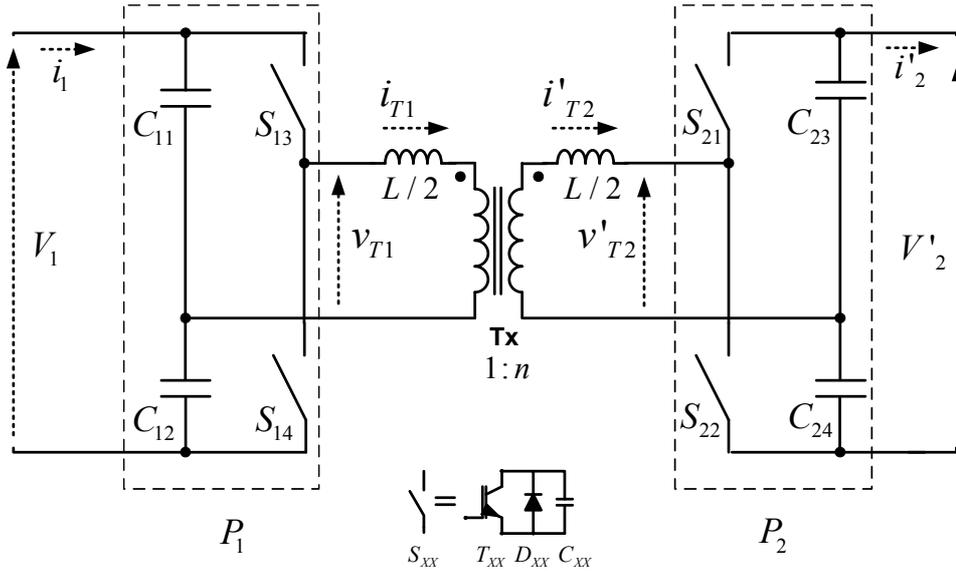


Figura 2.2: Topología del convertidor CC-CC con PDA, cuando los puentes P_1 y P_2 están implementados en configuración semipuente.

a la tensión de alimentación, mientras que la corriente máxima sobre las mismas es función de la potencia a ser transferida. En una configuración semipuente, la tensión de bloqueo de las llaves también es igual a la tensión de alimentación, mientras que, para transferir la misma potencia, la corriente debe ser igual al doble de la corriente en configuración puente completo. Así, la configuración puente completo produce menor estrés en las llaves siendo la configuración que más se utiliza en aplicaciones de altas potencias.

2.2.2. Circuito equivalente del CPDA

Para facilitar el análisis del funcionamiento del CPDA, el transformador de alta frecuencia se puede reemplazar por su circuito equivalente, refiriendo las variables del secundario al primario como: $v_{T2} = v'_{T2}/N$; $V_2 = V'_2/N$; $i_{P2} = i'_{P2}N$; $i_{T2} = i'_{T2}N$ e $i_{C2} = i'_{C2}N$, correspondientes a las variables indicadas en la Fig. 2.1, donde N es la relación de transformación.

El circuito equivalente de un transformador se muestra en la Fig. 2.3(a), el cual está representado por las resistencias de ambos bobinados, r_1 y r_2 , las inductan-

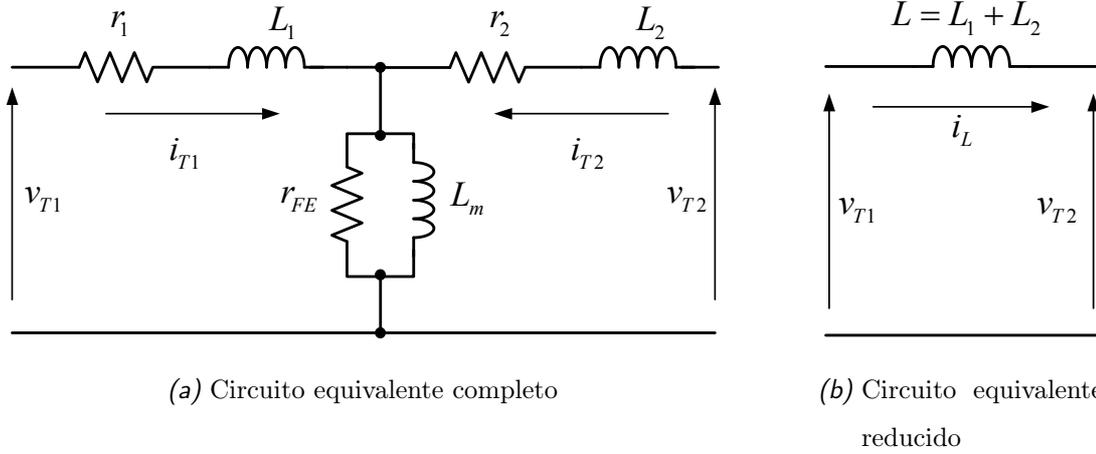


Figura 2.3: Circuito equivalente del transformador con las variables del secundario referidas al primario.

cias de dispersión, L_1 y L_2 , la inductancia de magnetización, L_m , y la resistencia de pérdidas en el hierro, r_{FE} , [63]. Como el material empleado para el núcleo del transformador posee una alta permeabilidad magnética, L_m posee un valor elevado, comparado con la otra rama del circuito equivalente, por lo que se puede considerar un circuito abierto. Además, como el material magnético posee bajas pérdidas, la corriente a través de r_{FE} también es despreciable por lo que también puede considerarse un circuito abierto. Las resistencias de los bobinados son de bajo valor y debido a que son construidos con cable Litz (constituido por una gran cantidad de finas hebras en paralelo) es posible despreciar el efecto pelicular producido por la alta frecuencia. De esta manera, despreciando L_m , r_{FE} , r_1 y r_2 , el circuito equivalente del transformador queda reducido a una inductancia, tal como se muestra en la Fig. 2.3(b).

Finalmente, el circuito equivalente simplificado del convertidor que será utilizado en esta Tesis se muestra en la Fig. 2.4. Para simplificar el siguiente análisis, se asume que la conmutación de las llaves se produce de manera instantánea.

2.2.3. Principio de control del flujo de energía del CPDA

Las tensiones v_{T1} y v_{T2} , indicadas en las figuras 2.1 y 2.4, son generadas por los puentes P_1 y P_2 , respectivamente, estableciéndose a bornes del transformador.

Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos

Estas tensiones se caracterizan por ser de frecuencia constante, f_s , de valor medio igual a cero, para permitir una excursión simétrica del flujo magnético en el núcleo del transformador y de amplitud igual al valor de las tensiones impuestas por las fuentes de alimentación, V_1 y V_2 , respectivamente [41].

Con el objetivo de realizar un análisis simplificado del principio de control del flujo de energía del CPDA, pueden sustituirse los puentes del convertidor por fuentes de tensiones sinusoidales de valores iguales a las componentes fundamentales de las tensiones impuestas por ambos puentes, V_{f1} y V_{f2} . Además, el transformador puede ser sustituido por una inductancia equivalente, tal como fue explicado anteriormente. Esto permite obtener el modelo análogo sinusoidal que se muestra en la Fig. 2.5, para el cual es posible realizar un análisis fasorial.

De esta manera, el modelo propuesto es análogo al que se utiliza para analizar el flujo de energía de una máquina síncrona conectada a una barra de potencia infinita. La inductancia L es análoga a la inductancia síncrona de la máquina. Las fuentes de tensiones V_{f1} y V_{f2} son análogas a la fuerza electromotriz de la máquina y a la tensión de la barra de potencia infinita, respectivamente.

Del circuito equivalente mostrado en la Fig. 2.5, la magnitud fasorial de la corriente \mathbf{I} , sobre la inductancia L , puede expresarse como,

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}_{f1} - \mathbf{V}_{f2}}{\mathbf{X}_L}, \quad (2.1)$$

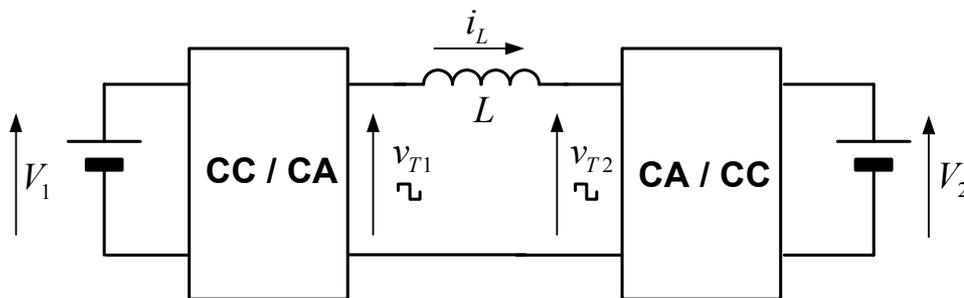


Figura 2.4: Circuito equivalente del CPDA.

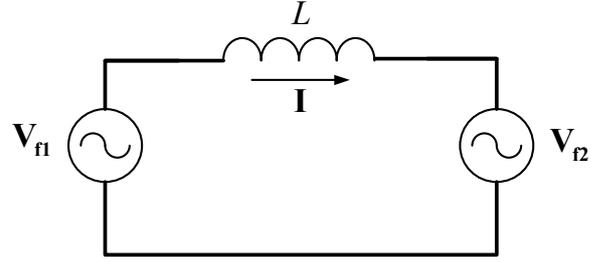


Figura 2.5: Modelo análogo sinusoidal del CPDA.

donde:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_{f1} &= V_{f1} \underline{\delta^\circ} \quad , \\ \mathbf{V}_{f2} &= V_{f2} \underline{0^\circ} \quad , \\ \mathbf{X}_L &= \omega L \underline{90^\circ} \end{aligned}$$

y $\omega = 2\pi f_s$.

Se define la relación entre tensiones, d , como el cociente entre las tensiones V_2 y V_1 ,

$$d = \frac{V_2}{V_1} = \frac{V_{f2}}{V_{f1}}. \quad (2.2)$$

La potencia transferida, en función de los fasores, puede ser expresada como

$$P_0 = \Re (\mathbf{V}_{f2} \mathbf{I}^*), \quad (2.3)$$

donde \Re simboliza a la parte real del valor complejo, resultando

$$P_0 = \frac{V_{f1} V_{f2}}{\omega L} \sin(\delta) = \frac{V_{f1}^2}{\omega L} d \sin(\delta). \quad (2.4)$$

En la Fig. 2.6 se muestra la potencia transferida en función de δ cuando $d = 1$, de acuerdo a (2.4), donde la potencia está expresada en por unidad [pu], definiendo la potencia base igual a $P_b = V_{f1}^2 / (\omega L)$, en función de δ , en grados [deg]. El flujo de energía hacia la fuente V_2 , de aquí en más llamado *flujo de energía positivo*, ocurre

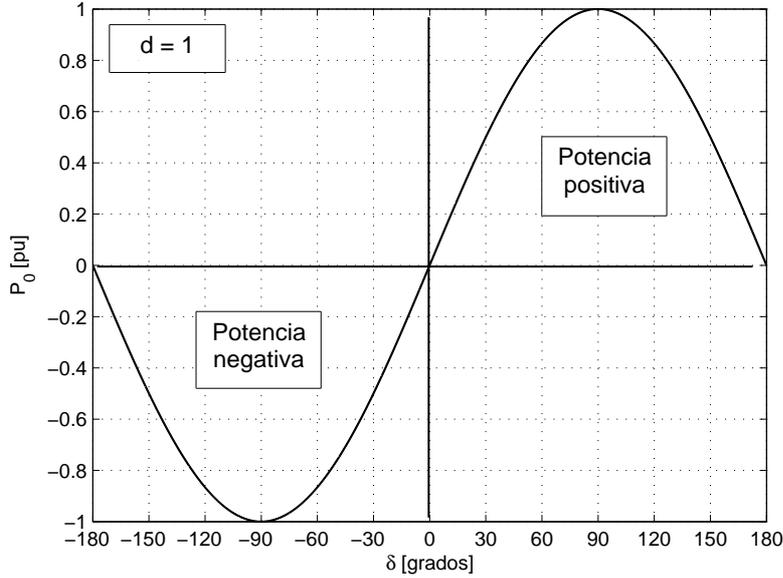


Figura 2.6: Potencia transferida en función del ángulo de carga δ , para $d = 1$.

cuando $\delta > 0$. El flujo de energía hacia la fuente V_1 , de aquí en más llamado *flujo de energía negativo*, ocurre cuando $\delta < 0$.

Por lo anterior, puede deducirse que la la amplitud de la energía transferida depende de d y de δ , mientras que el sentido depende, únicamente, del signo de δ . Esto último demuestra que el convertidor puede operar en modo elevador o reductor, de manera bidireccional. Para que el convertidor opere con flujo de energía bidireccional, las llaves de potencia deben controlarse para imponer desplazamientos de fase positivos y negativos. Se puede observar en la Fig. 2.6 que la máxima potencia se consigue cuando $\delta = \pm 90^\circ$.

La Fig. 2.7 representa el diagrama fasorial correspondiente a (2.1). En la Fig. 2.7(a) se muestra el diagrama fasorial cuando el flujo de energía es positivo, mientras que en la Fig. 2.7(b) se muestra cuando el flujo de energía es negativo. La proyección del fasor de corriente sobre la dirección de V_{f1} , I_{f1} , indica la dirección del flujo de energía. Así, cuando I_{f1} está en fase/contrafase con V_{f1} la potencia activa de V_{f1} es positiva/negativa.

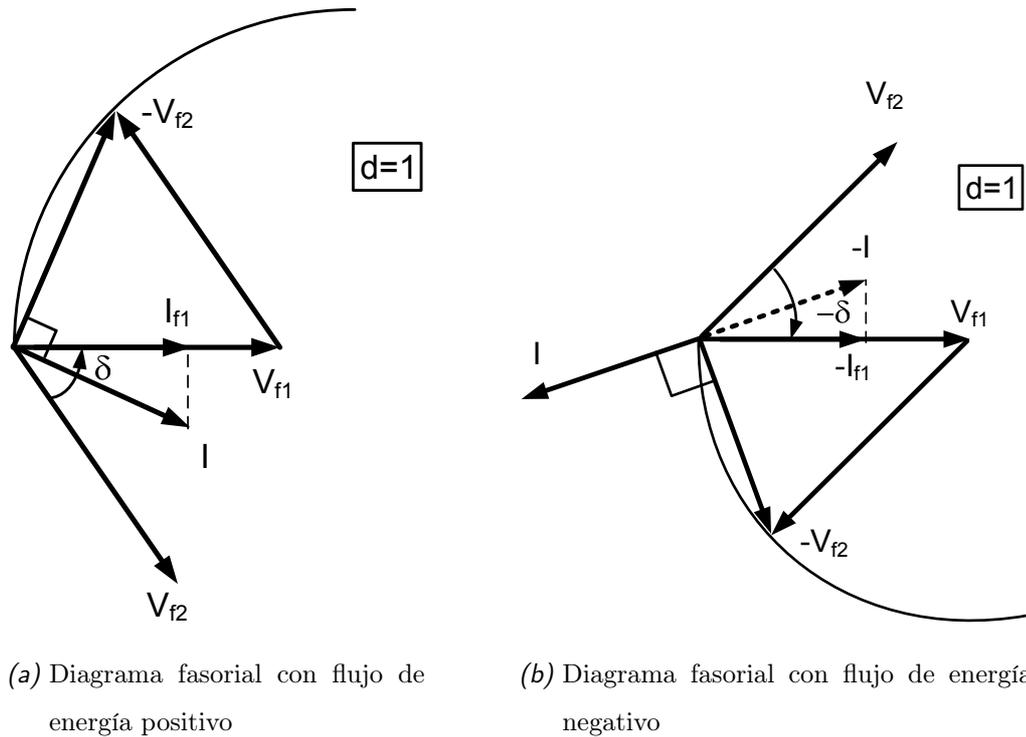


Figura 2.7: Diagrama fasorial del modelo análogo sinusoidal cuando $d = 1$, para ambos sentidos del flujo de energía.

2.3. CONTROL DE CONMUTACIÓN CONVENCIONAL DEL CPDA

En esta Sección se analizará el principio de control de conmutación convencional del CPDA. En primer lugar se definirán las características básicas de los diferentes modos de conmutación con los que puede operar un semiconductor de potencia con el objetivo de caracterizar los diferentes modos de conmutación del CPDA. Posteriormente se analizará la estrategia de conmutación convencional utilizada en el CPDA operando en régimen estacionario para tres condiciones de operación diferentes: cuando la fase de la corriente i_L se encuentra entre las fases de las tensiones a bornes del transformador, v_{T1} y v_{T2} , en atraso y en adelante.

2.3.1. Modos de conmutación de semiconductores de potencia

Los esfuerzos más importantes que se realizan en el desarrollo de semiconductores de potencia se concentran en aumentar la capacidad de bloqueo de tensión y conducción de corriente, aumentar las velocidades de conmutación y minimizar las pérdidas. Las pérdidas en las llaves electrónicas de potencia se originan durante la conducción, la conmutación y el estado de bloqueo; siendo estas últimas generalmente despreciables.

A continuación, se analizan diferentes posibles modos de conmutación de los semiconductores de potencia [47]. Para ello, primero se deben definir las características de operación de las llaves reales.

1. **Conducción:** $v_S = V_{\text{mín}}; \quad -I_{\text{máx}} < i_S < +I_{\text{máx}},$
2. **Bloqueo:** $i_S = I_{\text{mín}}; \quad -V_{\text{máx}} < v_S < +V_{\text{máx}},$
3. **Conmutación:** las llaves reales realizan la conmutación en un determinado tiempo, t_{on} , para el encendido y en un tiempo, t_{off} , para el apagado,

donde v_S es la tensión a bornes de la llave, i_S es la corriente que circula por la misma, $I_{\text{máx}}$ la máxima corriente de la llave en conducción, $I_{\text{mín}}$ es la corriente de fuga en estado de bloqueo, $V_{\text{mín}}$ y $V_{\text{máx}}$ son las tensiones mínimas y máximas a bornes de la llave en estado de conducción y bloqueo, respectivamente.

Debido a que la conmutación de una llave real requiere de un determinado tiempo para encenderse y para apagarse (al contrario de una llave ideal en que la conmutación se realiza instantáneamente), mientras que el producto entre la caída de tensión y la corriente que circula por el semiconductor no sea nulo, se producirá una disipación de energía. Esto ocasiona un aumento de temperatura en la llave, debiéndose extraer esta energía a fin de no sobrepasar la temperatura máxima de trabajo de la llave y dañarla. Las pérdidas que se producen en las llaves dependen del modo de conmutación con el que opera la llave.

Antes de explicar los diferentes modos de conmutación de los semiconductores, se clasificarán los diferentes tipos de llaves electrónicas en función de sus características de control [38].

- **Llaves no controlables:** el encendido y apagado dependen de las características de operación del dispositivo y de las condiciones de operación del circuito externo al dispositivo, no poseen un circuito de activación. Es el caso de los diodos.
- **Llaves semicontrolables:** el encendido/apagado se realiza por la acción de un circuito de activación, mientras que el apagado/encendido depende del circuito externo al dispositivo. Es el caso del tiristor/tiristor dual.
- **Llaves controlables:** el encendido y el apagado se realizan por la acción de un circuito de activación. Es el caso de los transistores BJT, MOSFET, GTO e IGBT, entre otros.

Los modos de conmutación de los semiconductores de potencia, se suelen clasificar según se describe a continuación [47].

- **Conmutación dura:** El encendido y el apagado se realizan estableciendo una señal correspondiente la llave controlable. Durante el encendido la tensión a bornes del dispositivo posee un valor elevado, mientras se establece la corriente de conducción. De esta manera la integral del producto de la tensión, v_S , por la corriente, i_S , no es nula produciéndose una considerable disipación de energía. Durante el apagado, la tensión a bornes del dispositivo se incrementa mientras que la corriente continúa fluyendo, produciéndose una considerable disipación de energía durante el apagado.
- **Conmutación natural:** Puede ocurrir cuando la conmutación es no controlada (llaves no controlables o semicontrolables). Estas conmutaciones ocurren de manera natural debido a acciones externas al dispositivo y por las características propias del mismo.

Un ejemplo de encendido natural es un diodo alimentado con una forma de onda de tensión sinusoidal. Al finalizar el semiciclo negativo se polarizará en directo y comenzará a conducir de manera natural.

Un ejemplo de apagado natural con un dispositivo semicontrolado es, por ejemplo, un tiristor alimentado con una forma de onda de tensión sinusoidal. Estando el dispositivo en conducción se bloqueará naturalmente cuando la corriente que conduce tiende a invertirse.

El encendido y apagado natural se realiza con tensión o corriente cero (al menos idealmente), por lo que las conmutaciones se las puede considerar no disipativas ya que el producto de la tensión, v_S , por la corriente, i_S , es idealmente nulo durante la conmutación, pudiendo considerarse las pérdidas nulas.

- **Conmutación suave:** durante la conmutación de la llave, la tensión o la corriente, se mantienen en un valor reducido permitiendo disminuir las pérdidas de conmutación. Es necesario que la llave semiconductor sea una llave controlable para sincronizar el comando de encendido o apagado con la dinámica de la tensión o de la corriente en la llave. Las técnicas de conmutación suave se pueden clasificar según dos diferentes principios básicos de operación, ZCS (Zero Current Switching - conmutación con corriente cero) y ZVS (Zero Voltage Switching - conmutación con tensión cero), descritos sucintamente a continuación.

- **Conmutación suave bajo el principio de ZCS:** El encendido se realiza estableciendo la señal de encendido del dispositivo de potencia, mientras que el establecimiento de la corriente es retardado por algún medio externo, por ejemplo agregando un inductor en serie con la llave.

El apagado se realiza estableciendo una señal de apagado con el circuito de activación del dispositivo, en el instante en que se invierte el sentido de circulación de la corriente, por efecto de algún medio externo al dispositivo, por ejemplo un circuito resonante.

Por lo anterior, se puede concluir que el principio de ZCS se basa en que

la corriente que conduce el dispositivo durante el encendido y el apagado sea de un valor reducido (idealmente cero), de manera que la integral del producto de v_S con i_S , durante la conmutación, sea mínimo [64].

- **Conmutación suave bajo el principio de ZVS:** El encendido se realiza estableciendo la señal de encendido cuando, por efecto de algún medio externo al dispositivo, por ejemplo un circuito resonante, la tensión en sus terminales tiende a anularse.

El apagado se realiza estableciendo una señal de apagado al dispositivo, mientras que el crecimiento de la tensión a bornes de la llave es retardado por algún medio externo, por ejemplo conectando un capacitor en paralelo con la llave.

Por lo anterior se puede concluir que principio de ZVS esta basado en que la tensión a bornes del dispositivo durante el encendido y el apagado posea un valor reducido (idealmente cero), de manera que la integral del producto de v_S con i_S , durante la conmutación, sea mínimo [55].

A continuación se analizan los diferentes modos de conmutación descritos anteriormente, utilizando para ello una topología de circuito elemental.

En la Fig. 2.8 se muestra una topología para analizar el proceso de la conmutación dura de S_1 , donde S_1 y S_2 están implementadas con un transistor, T_x , y un diodo en anti-paralelo, D_x ; en la Fig. 2.9 se muestran las formas de onda de la tensión a bornes de la llave, v_{S1} , su corriente, i_{S1} , la señal de activación, v_a , y la potencia de pérdida en T_1 y D_2 . Para simplificar, no se incluyen las formas de onda de la tensión a bornes de S_2 ni la corriente a través de D_2 .

Se asume como condiciones iniciales $I_L > 0$, impuesta por una fuente de corriente, el diodo D_2 en conducción y la llave S_1 apagada. En este período se producen pérdidas de conducción de D_2 iguales a $P_{D2} = V_F I_L$, donde V_F es la caída de tensión a bornes del diodo en conducción. En $t = t_1$ el circuito de activación de T_1 (no mostrado en la figura), establece la señal de encendido, v_a .

Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos

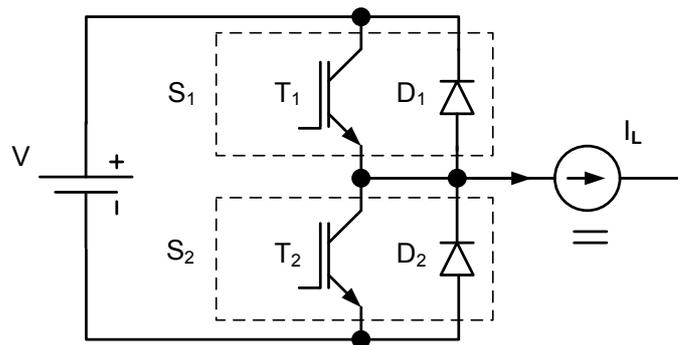


Figura 2.8: Topología para analizar el proceso de la conmutación dura de S_1 .

A partir de $t = t_1$, la corriente que circula por D_2 comienza a ser transferida a T_1 mientras que la tensión a bornes de S_1 permanece igual a la suma de la tensión de alimentación y la tensión a bornes del diodo, $V + V_F$, hasta que la corriente llega a su valor máximo, $I_L + I_{RRM}$, en $t = t_2$, donde I_{RRM} es la corriente de recuperación inversa del diodo D_2 . En este instante comienza a decrecer la tensión a bornes de S_1 hasta llegar a un valor mínimo igual a la tensión colector-emisor de saturación

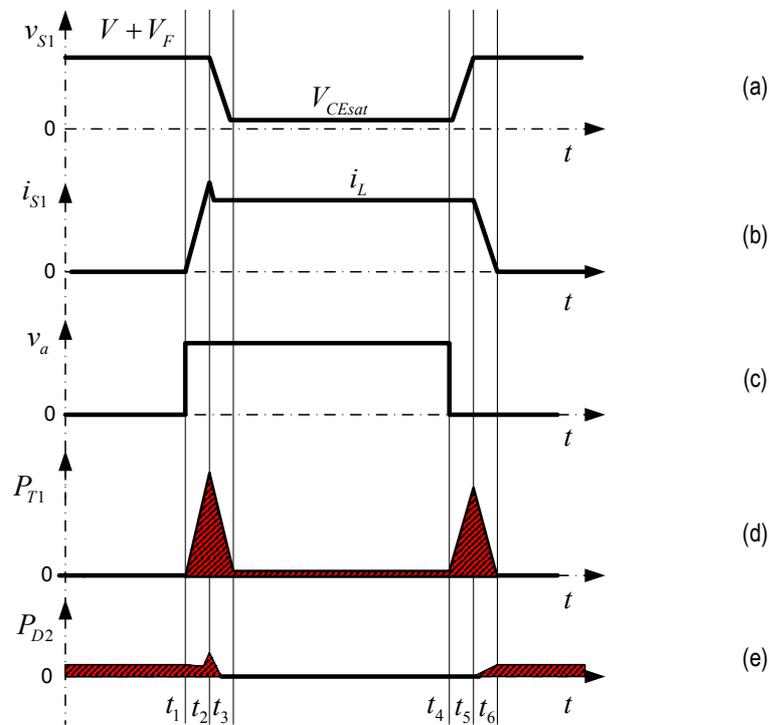


Figura 2.9: Formas de onda de las tensiones, corriente y potencia disipada por la llave S_1 , durante el encendido y apagado con conmutación dura.

del transistor, V_{CEsat} , en $t = t_3$, la conmutación finaliza con el apagado de D_2 . Así, durante el encendido de T_1 y el apagado de D_2 se produce disipación de potencia.

Durante el intervalo $t_1 - t_3$ se producen las pérdidas de encendido de T_1 igual a $P_{T1} = v_{S1} i_{S1}$, como se muestra en la Fig. 2.9(d), y las pérdidas de apagado del diodo iguales a $P_{D2} = V_F i_{D2}$, como se muestra en la Fig. 2.9(e).

El transistor T_1 se encuentra en conducción durante el intervalo $t_3 - t_4$, con una corriente igual a la corriente de carga, I_L . En este intervalo, las pérdidas de conducción son iguales a $P = V_{CEsat} I_L$, según se indica en la Fig. 2.9(d).

En $t = t_4$ el circuito de activación de T_1 establece la señal de apagado, la tensión a bornes de S_1 crece hasta igualar el valor de la tensión de alimentación más la tensión a bornes del diodo en conducción en $t = t_5$, mientras la corriente continúa fluyendo a través de T_1 . En este instante el diodo D_1 se polariza en directo y la corriente comienza a transferirse desde T_1 hacia D_2 disminuyendo hasta anularse en $t = t_6$. Durante la conmutación de corriente se produce el encendido natural de D_2 . Durante el intervalo $t_4 - t_6$ el apagado de T_1 es duro y con una disipación de potencia igual a $P = v_{S1} i_{S1}$, tal como se muestra en la Fig. 2.9(d).

Si se agregan capacitores de conmutación en paralelo con cada una de las llaves se puede conseguir operar las llaves con conmutación suave bajo ZVS en el apagado. En la Fig. 2.10 se muestra una topología elemental para analizar el proceso de apagado suave de T_1 , donde C_X representan los capacitores de conmutación [64], mientras que en la Fig. 2.11 se muestran las formas de onda de las tensiones a bornes de la llave S_1 , v_{S1} , su corriente, i_{S1} , y la señal de activación, v_a , la corriente de carga, i_L , y la suma de las potencias de pérdida en el transistor, T_1 , y en el diodo, D_1 , igual a P .

Considérese como condición inicial previa a $t = t_1$, $i_L < 0$, y T_2 en conducción. En $t = t_1$ se apaga T_2 y la corriente de T_2 se transfiere a los capacitores C_1 y C_2 de manera resonante junto con la inductancia L . La tensión a bornes de la llave S_1 comienza a disminuir hasta anularse en $t = t_2$, en este instante se enciende D_1 de

Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos

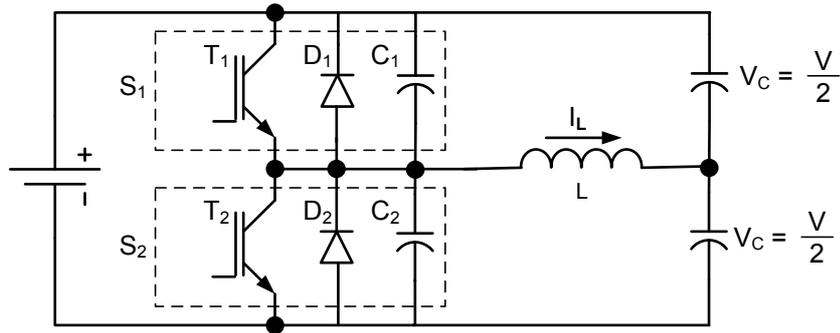


Figura 2.10: Topología para analizar el proceso de apagado suave de S_1 .

manera natural debido a que se polariza en directo. En $t = t_3$ se establece la señal de encendido de T_1 con una tensión a bornes igual a la caída de tensión en el diodo, $-V_F$.

El diodo D_1 se encuentra en conducción durante el intervalo $t_2 - t_4$, con una corriente igual a la corriente de carga, i_L . Las pérdidas de conducción son iguales a

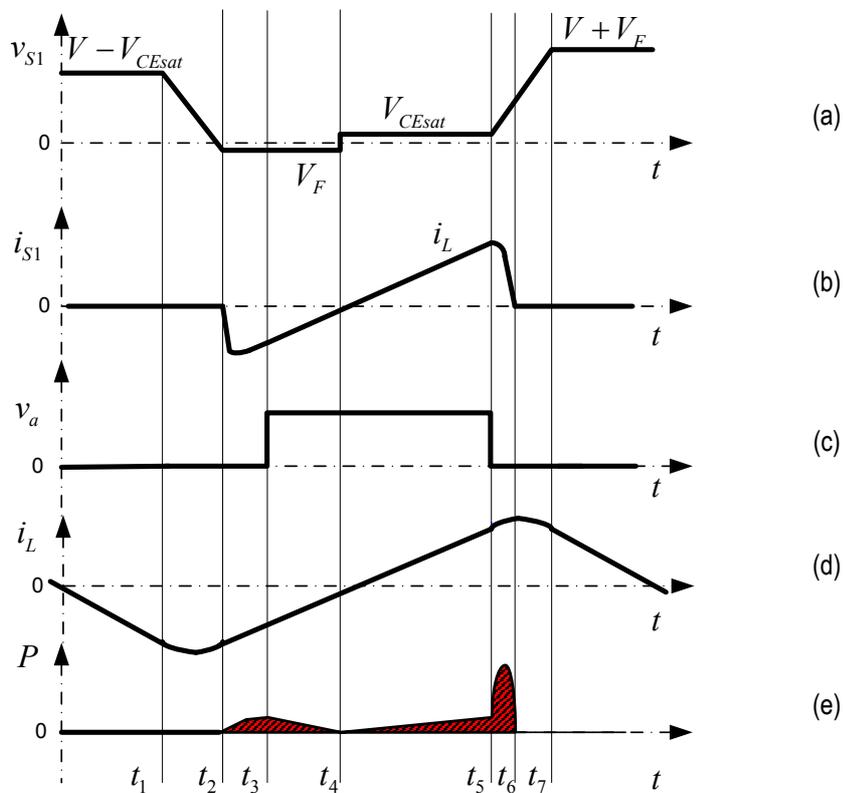


Figura 2.11: Formas de onda de las tensiones, corrientes y potencia de pérdidas, durante el proceso de encendido y apagado de la llave S_1 .

$P = V_F i_L$, según se indica en la Fig. 2.11(e).

En $t = t_4$ se apaga D_1 sin pérdidas ya que la corriente de conducción, previa al apagado es cero, y el transistor T_1 entra en conducción de manera natural y toma la corriente de carga i_L ya que el circuito externo fuerza la corriente a invertirse, ahora con sentido positivo.

El transistor T_1 se encuentra en conducción durante el intervalo $t_4 - t_5$, con una corriente igual a la corriente de carga, i_L . Las pérdidas de conducción de T_1 son iguales a $P = V_{CEsat} i_L$, según se indica en la Fig. 2.11(e).

En $t = t_5$ el circuito de activación de T_1 produce la señal de apagado. El capacitor en paralelo a la llave retarda el crecimiento de la tensión colector emisor mientras se extingue la corriente de colector en el período $t_5 - t_6$, ocurriendo con ello un apagado suave. De esta manera, se consiguen disminuir las pérdidas de apagado, si se la compara a la conmutación dura. La tensión a bornes de la llave continúa creciendo, hasta llegar al valor de $V + V_F$ en $t = t_7$.

Es importante notar que en el circuito analizado anteriormente, debe entrar en conducción el diodo en antiparalelo previo al transistor, de lo contrario la energía almacenada en los capacitores de conmutación se descargaría sobre la llave durante el encendido, pudiendo llegar a destruirla si esta capacidad es elevada. Tal sería el caso si la corriente i_L no llegara a invertirse en el intervalo $t_2 - t_5$.

2.3.2. Análisis de la estrategia de conmutación convencional

En esta sub-sección se analizará el principio de la estrategia de conmutación convencional del CPDA para las siguientes condiciones particulares de operación:

1. Fase de i_L entre las fases de v_{T1} y v_{T2} .
2. Fase de i_L en atraso con respecto a las fases de v_{T1} y v_{T2} .
3. Fase de i_L en adelanto con respecto a las fases de v_{T1} y v_{T2} .

En todos los casos se considerará el convertidor operando en régimen estacionario, la dirección del flujo de energía desde V_1 hacia V_2 , con lo cual $\delta > 0$. Se dividirá el ciclo de conmutación en seis intervalos, tal como se muestra en la Fig. 2.12 para el primer caso. Esta división se corresponde con los diferentes intervalos de conducción de cada una de las llaves electrónicas. Para simplificar este análisis, se considerará que las conmutaciones se realizan de manera instantánea y que la caída de tensión a bornes de las llaves en conducción es despreciable.

En la Fig. 2.12, el ángulo $\theta = 0$ se corresponde con el ángulo para el cual la tensión $v_{T1} = V_1$, $\theta = \beta$ se corresponde con el cruce por cero de la corriente, $\theta = \delta$ es el desfase entre las tensiones v_{T1} y v_{T2} y se corresponde con el ángulo para el cual la tensión $v_{T2} = V_2$ y $\theta = \pi$ es el ángulo correspondiente a medio período de conmutación.

Para cada condición de operación, se describen los circuitos activos correspondientes a cada uno de los intervalos definidos, representados con líneas gruesas para el primer caso en la Fig. 2.13. Cada una de las llaves se implementa con un transistor (T_{xy}) y un diodo en antiparalelo (D_{xy}). Los circuitos están referidos al primario del transformador, según fue explicado anteriormente. La corriente se considera positiva cuando circula desde el puente P_1 hacia el puente P_2 .

Análisis cuando la fase de i_L se encuentra entre las fases de v_{T1} y v_{T2} .

Intervalo 1, Fig. 2.13(a). El estado inicial, previo al ángulo $\theta = 0$, es la corriente $i_L < 0$, y posee una pendiente negativa establecida por la tensión $v_L = -V_1 + V_2$, circulando a través de T_{11} , T_{14} , D_{22} y D_{23} , con las demás llaves apagadas tal como se muestra en la Fig. 2.13(f). En $\theta = 0$, se establecen las señales de apagado de T_{11} y T_{14} , produciéndose un apagado duro de los mismos (transición de la Fig. 2.13(f) a la Fig. 2.13(a)). A partir del ángulo $\theta = 0$, y como consecuencia del evento anterior, entran en conducción los diodos D_{12} y D_{13} . La corriente $i_L < 0$ tiene una pendiente positiva establecida por la tensión $v_L = V_1 + V_2$. Durante el intervalo 1, la

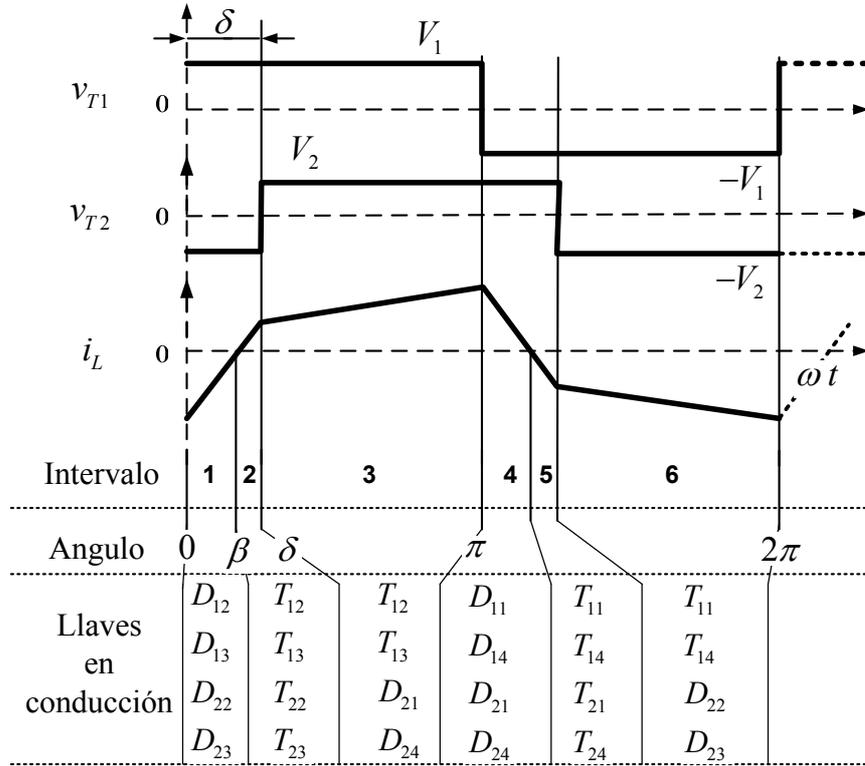


Figura 2.12: Formas de onda de las tensiones y corriente sobre L para $d < 1$, flujo de energía desde V_1 hacia V_2 ($\delta > 0$) y el caso en que la fase de i_L se encuentre entre las fases de v_{T1} y v_{T2} .

corriente circula a través de D_{12} , D_{13} , D_{22} y D_{23} , con las demás llaves apagadas. En este intervalo se producen las señales de encendido de T_{12} , T_{13} , T_{22} y T_{23} , aunque no entran en conducción debido al sentido de la corriente. Este intervalo finaliza cuando la corriente i_L cruza por cero en $\theta = \beta$, como se puede observar en la Fig. 2.12.

Intervalo 2, Fig. 2.13(b). Comienza cuando se bloquean naturalmente D_{12} , D_{13} , D_{22} y D_{23} , cuando se invierte el sentido de circulación de la corriente i_L , entrando en conducción, simultáneamente y de manera natural, T_{12} , T_{13} , T_{22} y T_{23} . La corriente $i_L > 0$ y con la misma pendiente positiva del intervalo anterior, establecida por $v_L = V_1 + V_2$. El intervalo finaliza cuando se producen las señales de apagado de T_{22} y T_{23} en $\theta = \delta$.

Intervalo 3, Fig. 2.13(c). En $\theta = \delta$ se apagan con conmutación dura T_{22} y T_{23} y como consecuencia entran en conducción D_{21} y D_{24} de manera natural. La corriente $i_L > 0$ con una pendiente establecida por la tensión $v_L = V_1 - V_2$, circulando a

Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos

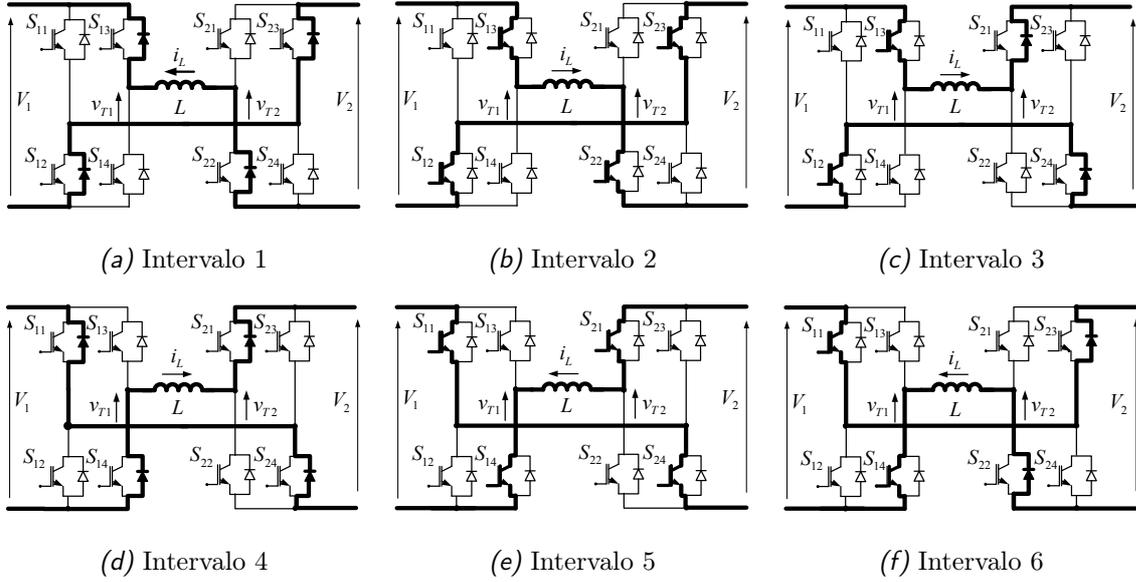


Figura 2.13: Circuitos activos en los diferentes intervalos de conducción correspondientes a las formas de onda de la Fig. 2.12.

través de T_{13} , D_{21} , D_{24} y T_{12} . El intervalo finaliza cuando se establecen las señales de apagado de T_{12} y T_{13} en $\theta = \pi$.

Intervalo 4, Fig. 2.13(d). En $\theta = \pi$ se apagan T_{12} y T_{13} con conmutación dura y como consecuencia entran en conducción de manera natural D_{11} y D_{14} . La corriente $i_L > 0$ y disminuye con una pendiente establecida por $v_L = -V_1 - V_2$. Durante este intervalo se producen las señales de encendido de T_{11} , T_{14} , T_{21} y T_{24} , aunque no entran en conducción debido al sentido de la corriente. El intervalo finaliza cuando la corriente i_L cruza por cero en $\theta = \pi + \beta$.

Intervalo 5, Fig. 2.13(e). En $\theta = \pi + \beta$, cuando se invierte el sentido de circulación de i_L , se bloquean D_{11} , D_{14} , D_{21} y D_{24} de manera natural y entran en conducción T_{11} , T_{14} , T_{21} y T_{24} , de manera natural ya que fueron encendidos previamente. La corriente $i_L < 0$ disminuye con la misma pendiente del intervalo anterior, establecida por $v_L = -V_1 - V_2$. El intervalo finaliza cuando se establecen las señales de apagado de T_{21} y T_{24} en $\theta = \pi + \delta$.

Intervalo 6, Fig. 2.13(f). En $\theta = \pi + \delta$ se apagan T_{21} y T_{24} con conmutación dura y como consecuencia entran en conducción D_{22} y D_{23} de manera natural. La corriente $i_L < 0$ disminuye con una pendiente establecida por $v_L = -V_1 + V_2$, circulando a

través de T_{11} , T_{14} , D_{22} y D_{23} . El intervalo finaliza cuando se producen las señales de apagado de T_{11} y T_{14} en $\theta = 2\pi$, iniciándose nuevamente el ciclo descripto.

De lo anterior se puede concluir que los transistores se apagan con conmutación dura y se encienden de manera natural mientras que las conmutaciones de los diodos son siempre naturales. En consecuencia, se produce una disipación de potencia importante únicamente en el apagado de los transistores y durante la conducción de los todos los semiconductores (diodos y transistores).

Análisis cuando la fase de i_L atrasa respecto a las fases de v_{T1} y v_{T2} .

Cuando la corriente i_L se encuentra atrasada respecto a las tensiones v_{T1} y v_{T2} se cumple que $i_L(\delta) < 0$, $i_L(\pi) > 0$.

Las formas de onda de las tensiones v_{T1} y v_{T2} , y de la corriente i_L , necesarias para el análisis de este caso, se muestran en la Fig. 2.14. Los circuitos activos correspondientes a cada uno de los seis períodos indicados en la Fig. 2.14, se han representado con líneas gruesas en la Fig.2.15.

Intervalo 1, Fig. 2.15(a). El estado inicial, previo al ángulo $\theta = 0$, es la corriente $i_L < 0$ con una pendiente negativa establecida por la tensión $v_L = -V_1 + V_2$, circulando a través de T_{11} , T_{14} , D_{22} y D_{23} , con las demás llaves apagadas, tal como está representado en la Fig. 2.15(f). En $\theta = 0$ se apagan T_{11} y T_{14} con conmutación dura (transición de la Fig. 2.15(f) a la Fig. 2.15(a)). A partir del ángulo $\theta = 0$, y como consecuencia del evento anterior, se encienden D_{12} y D_{13} de manera natural y la corriente $i_L < 0$ aumenta con una pendiente establecida por la tensión $v_L = V_1 + V_2$. Durante el intervalo 1, la corriente circula a través de D_{12} , D_{13} , D_{22} y D_{23} , con las demás llaves apagadas. El intervalo finaliza en $\theta = \delta$ cuando se establecen las señales de encendido de T_{21} y T_{24} como se puede observar en la Fig. 2.14.

Intervalo 2, Fig. 2.15(b). Comienza con un encendido duro de T_{21} y T_{24} y el apagado de D_{22} y D_{23} . La corriente es negativa y crece con una pendiente establecida por la tensión $v_L = V_1 - V_2$, circulando a través de D_{12} , D_{13} , T_{21} y T_{24} . En este intervalo se producen las señales de encendido de T_{12} y T_{13} , aunque no entran en conducción

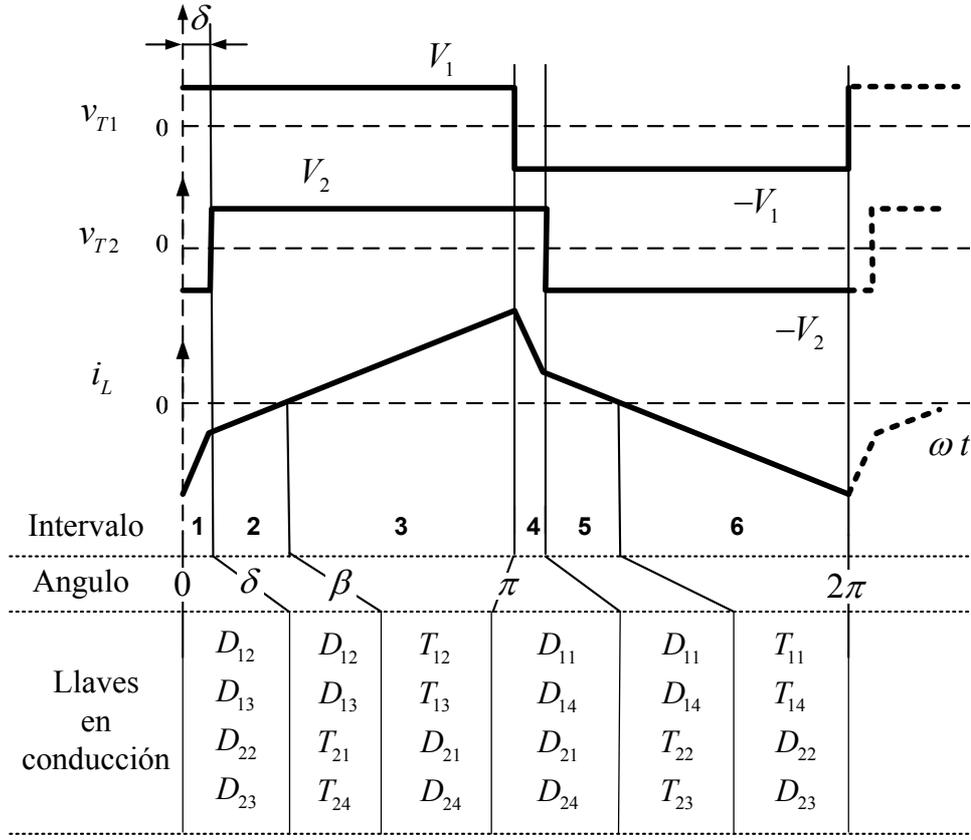


Figura 2.14: Formas de onda de las tensiones v_{T1} y v_{T2} y la corriente i_L para el caso en que $d < 1$, flujo de energía desde V_1 hacia V_2 y la fase de la corriente i_L atrasa respecto a las fases de las tensiones v_{T1} y v_{T2} .

debido al sentido de la corriente. La tensión a bornes de L es $v_L = V_1 - V_2$. Este período finaliza cuando la corriente i_L cruza por cero en $\theta = \beta$, como puede observarse en la Fig. 2.14.

Intervalo 3, Fig. 2.15(c). Comienza cuando se apagan de manera natural D_{12} , D_{13} , T_{21} y T_{24} , cuando se invierte el sentido de circulación de la corriente i_L , entrando en conducción, simultáneamente y de manera natural, T_{12} , T_{13} , D_{21} y D_{24} . La corriente $i_L > 0$ tiene la misma pendiente que en el intervalo anterior, establecida por $v_L = V_1 - V_2$. El intervalo finaliza cuando se producen las señales de apagado de T_{12} y T_{13} en $\theta = \pi$.

Intervalo 4, Fig. 2.15(d). El intervalo comienza con el apagado duro de T_{12} y T_{13} , como consecuencia se encienden D_{11} y D_{14} , de manera natural, con la corriente

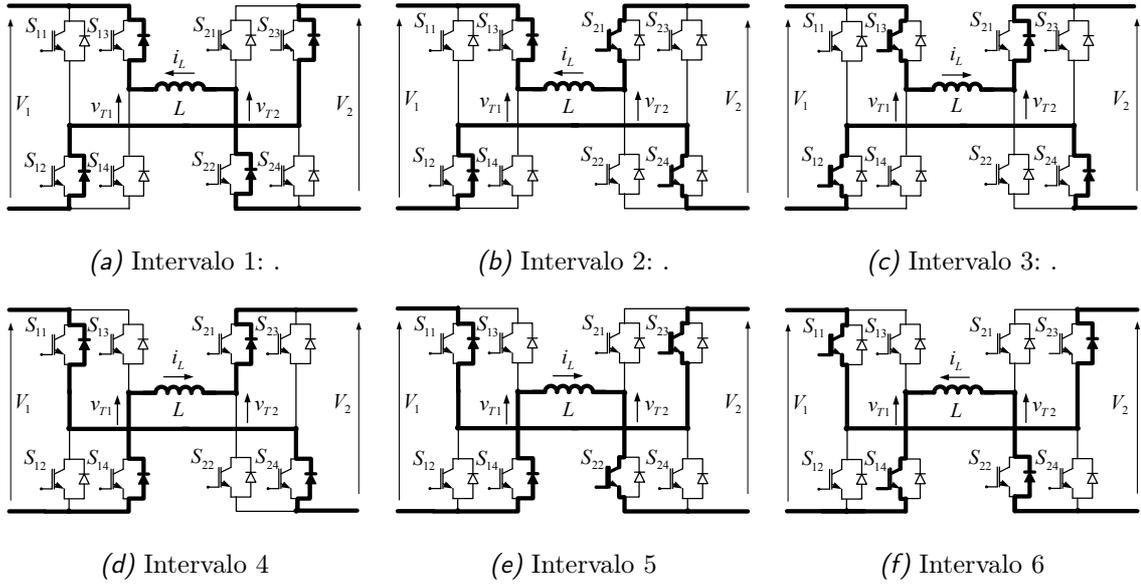


Figura 2.15: Circuitos activos en los diferentes períodos de conducción correspondientes a las formas de onda de la Fig. 2.14

$i_L > 0$ disminuyendo con una pendiente establecida por la tensión $v_L = -V_1 - V_2$. La corriente circula a través de D_{11} , D_{14} , D_{21} y D_{24} , con las demás llaves apagadas. El intervalo finaliza en $\theta = \pi + \delta$ cuando se establecen las señales de encendido de T_{22} y T_{23} como se puede observar en la Fig. 2.14.

Intervalo 5, Fig. 2.15(e). Comienza con un encendido duro de T_{22} y T_{23} y el apagado de D_{21} y D_{24} . La corriente es positiva y decrece con una pendiente establecida por la tensión $v_L = -V_1 + V_2$ y circula a través D_{11} , D_{14} , T_{22} y T_{23} . En este intervalo se producen las señales de encendido de T_{11} y T_{14} , aunque no entran en conducción debido al sentido de la corriente. Este período finaliza cuando la corriente i_L cruza por cero en $\theta = \pi + \delta + \beta$, como se puede observar en la Fig. 2.14.

Intervalo 6, Fig. 2.15(f). Comienza cuando se apagan de manera natural D_{11} , D_{14} , T_{22} y T_{23} , cuando se invierte el sentido de circulación de la corriente i_L , entrando en conducción, simultáneamente y de manera natural, T_{11} , T_{14} , D_{22} y D_{23} . La corriente $i_L < 0$, con la misma pendiente del intervalo anterior, establecida por $v_L = -V_1 + V_2$. El intervalo finaliza cuando se producen las señales de apagado de T_{11} y T_{14} en $\theta = \pi$.

De este análisis se puede concluir que en el puente P_1 los transistores se apagan con conmutación dura y se encienden de manera natural, mientras que en el puente P_2 el encendido de los transistores se realiza con conmutación dura y el apagado natural. Los diodos del puente P_2 producen disipación de potencia en el apagado mientras que los diodos del P_1 se apagan naturalmente.

Análisis cuando la fase de i_L adelanta respecto de las fases de v_{T1} y v_{T2} . Las formas de onda de las tensiones v_{T1} y v_{T2} , y la corriente i_L , necesarias para el análisis, se muestran en la Fig. 2.16. Los circuitos activos correspondientes a cada uno de los seis períodos indicados en la Fig. 2.16, se muestran con líneas gruesas en la Fig.2.17.

Intervalo 1, Fig. 2.17. El estado inicial, previo al ángulo $\theta = 0$, es la corriente $i_L > 0$ y posee una pendiente positiva establecida por la tensión $v_L = -V_1 + V_2$, circulando a través de D_{11} , D_{14} , T_{22} y T_{23} , con las demás llaves apagadas. En $\theta = 0$ se establecen las señales de encendido de T_{12} y T_{13} (transición de la Fig. 2.17(f) a la Fig. 2.17(a)). A partir del ángulo $\theta = 0$, y como consecuencia del evento anterior, se encienden T_{12} y T_{13} con conmutación dura. La corriente $i_L > 0$ aumenta con una pendiente establecida por la tensión $v_L = V_1 + V_2$. Durante el intervalo 1, la corriente circula a través de T_{12} , T_{13} , T_{22} y T_{23} , con las demás llaves apagadas. El intervalo finaliza en $\theta = \delta$ cuando se establecen las señales de apagado de T_{22} y T_{23} como se puede observar en la Fig. 2.16.

Intervalo 2, Fig. 2.17(b). Comienza con un apagado duro de T_{22} y T_{23} y el encendido natural de D_{21} y D_{24} . La corriente es positiva y decrece con una pendiente establecida por la tensión $v_L = V_1 - V_2$ y circula a través de T_{12} , T_{13} , D_{21} y D_{24} . En este intervalo se producen las señales de encendido de T_{21} y T_{24} aunque no entran en conducción debido al sentido de la corriente. Este período finaliza cuando la corriente i_L cruza por cero en $\theta = \beta$, como se puede observar en la Fig. 2.16.

Intervalo 3, Fig. 2.17(c). Comienza cuando se apagan de manera natural T_{12} , T_{13} , D_{21} y D_{24} , cuando se invierte el sentido de circulación de la corriente i_L entrando en conducción, simultáneamente y de manera natural, D_{12} , D_{13} , T_{21} y T_{24} . La corriente

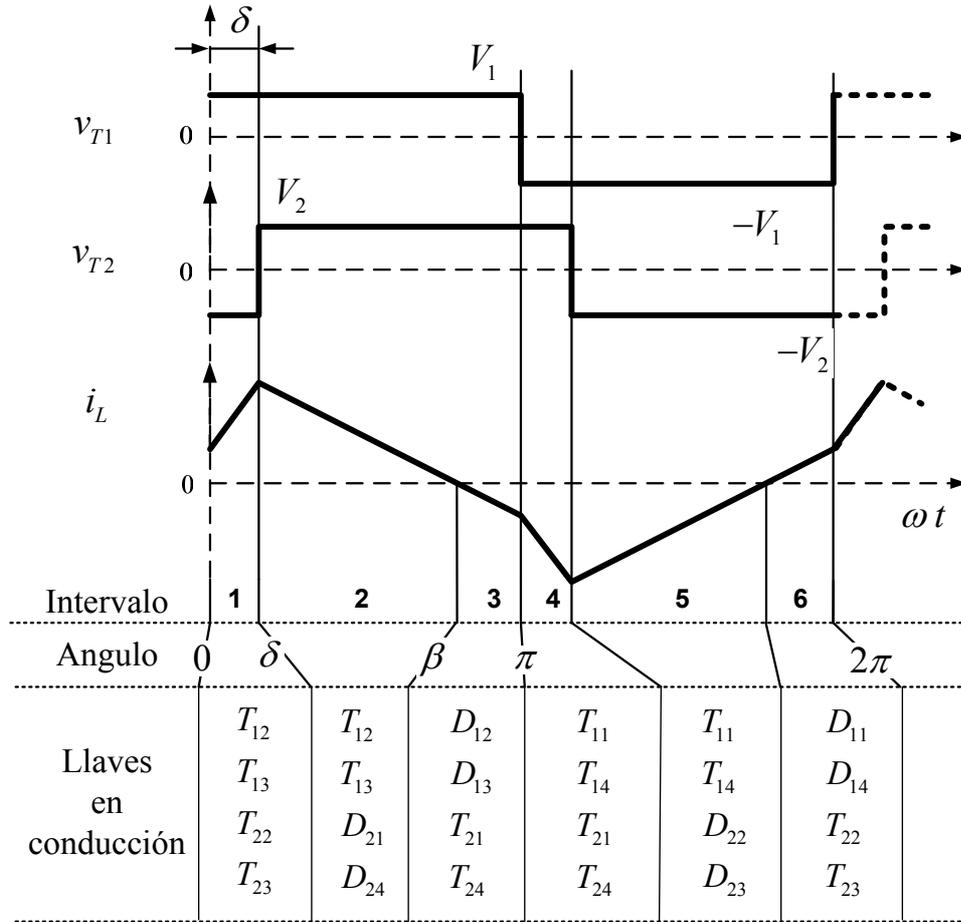


Figura 2.16: Formas de onda de las tensiones v_{T1} y v_{T2} y la corriente i_L para el caso en que $d > 1$, flujo de energía desde V_1 hacia V_2 y la fase de la corriente i_L adelanta respecto de las fases de las tensiones v_{T1} y v_{T2} .

$i_L < 0$, con la misma pendiente del intervalo anterior, establecida por $v_L = V_1 - V_2$. El intervalo finaliza cuando se producen las señales de encendido de T_{11} y T_{14} en $\theta = \pi$.

Intervalo 4, Fig. 2.17(d). El intervalo comienza con el encendido duro de T_{11} y T_{14} . La corriente $i_L > 0$ disminuye con una pendiente establecida por la tensión $v_L = -V_1 - V_2$. La corriente circula a través de T_{11} , T_{14} , T_{21} y T_{24} , con las demás llaves apagadas. El intervalo finaliza en $\theta = \pi + \delta$ cuando se establecen las señales de apagado de T_{21} y T_{24} como se puede observar en la Fig. 2.16.

Intervalo 5, Fig. 2.17(e). Comienza con un apagado duro de T_{21} y T_{24} y el encendido natural de D_{22} y D_{23} . La corriente es negativa y crece con una pendiente

Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos

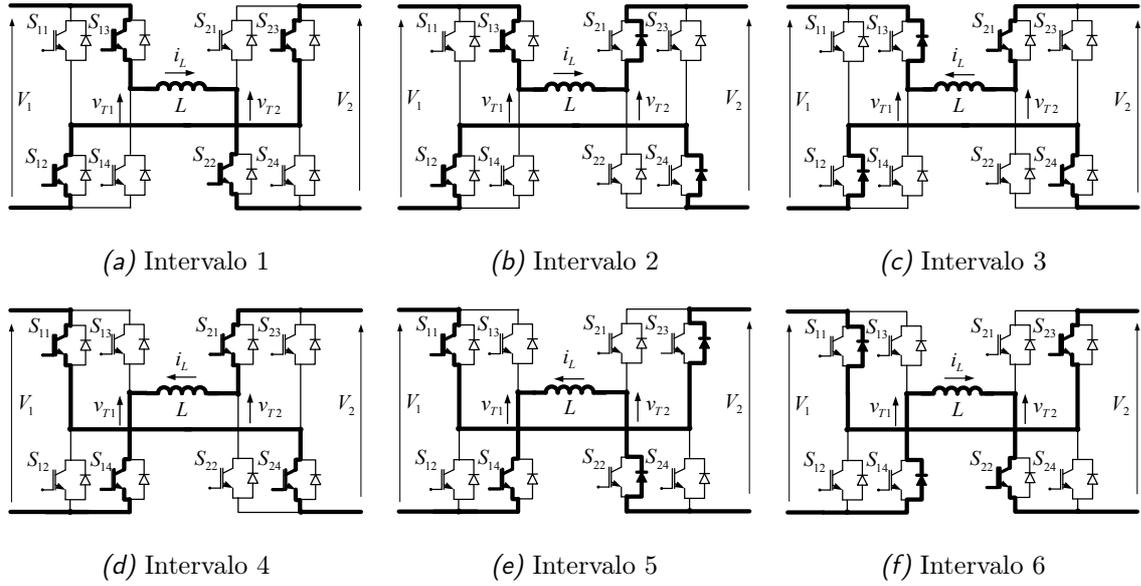


Figura 2.17: Circuitos activos en los diferentes períodos de conducción correspondientes a las formas de onda de la Fig. 2.16.

establecida por la tensión $v_L = -V_1 + V_2$ y circula a través de T_{11} , T_{14} , D_{22} y D_{23} . En este intervalo se producen las señales de encendido de T_{22} y T_{23} aunque no entran en conducción debido al sentido de la corriente. Este período finaliza cuando la corriente i_L cruza por cero en $\theta = \pi + \delta + \beta$, como se puede observar en la Fig. 2.16.

Intervalo 6, Fig. 2.17(f). Comienza cuando se apagan de manera natural T_{11} , T_{14} , D_{22} y D_{23} , cuando se invierte el sentido de circulación de la corriente i_L entrando en conducción, simultáneamente y de manera natural, D_{11} , D_{14} , T_{22} y T_{23} . La corriente $i_L > 0$, con la misma pendiente del intervalo anterior, establecida por $v_L = -V_1 + V_2$. El intervalo finaliza cuando se producen las señales de encendido de T_{12} y T_{13} en $\theta = 2\pi$.

De este análisis se puede concluir que en el puente P_1 el encendido de los transistores es duro y el apagado natural y en el apagado de los diodos se produce disipación de energía debido a la carga de recuperación inversa de los mismos, mientras que en el puente P_2 los transistores se apagan con conmutación dura y se encienden de manera natural. Los diodos del puente P_1 producen disipación de potencia en el

apagado mientras que los diodos del P_2 se apagan naturalmente.

Comparación de las diferentes condiciones de operación Como conclusión al análisis realizado para los tres casos analizados en esta sección, cuando la fase de la corriente se encuentra entre las fases de las tensiones, la únicas pérdidas de conmutación que se tienen son durante el apagado de los transistores de ambos puentes. Mientras que para las situaciones en que la corriente adelanta y atrasa con respecto a las tensiones, se tienen condiciones de conmutación diferentes en cada puente.

Con corriente en atraso, los transistores del puente P_1 entran en conducción de manera natural y se apagan con disipación de potencia. Mientras que los transistores del puente P_2 entran en conducción con disipación de potencia y se apagan de manera natural.

Con corriente en adelanto, se tienen las mismas condiciones que para corriente en atraso pero invertidas. Las condiciones de conmutación indicadas para el puente P_1 ahora se cumplen en el puente P_2 , lo mismo para las condiciones del puente P_2 con respecto al puente P_1 .

2.4. ANÁLISIS DEL FLUJO DE ENERGÍA DEL CPDA

En la Sección anterior se analizó el principio de conmutación del CPDA, con el cual se establecieron las formas de onda que se muestran simplificadas en la Fig. 2.18, para el caso en que la corriente se encuentre entre las fases de las tensiones a bornes del transformador. Las formas de onda que se muestran en esta figura corresponden a la condición $V_1 > V_2$ y cuando la transferencia de potencia se realiza desde V_1 hacia V_2 . En esta figura i_{P_1} e i_{P_2} se corresponden con las corrientes en los puentes P_1 y P_2 , respectivamente.

Dada la simetría de la forma de onda de la corriente i_L mostrada en la Fig. 2.18, es suficiente evaluarla, en función de $\theta = \omega t$, sólo para medio ciclo. A continuación

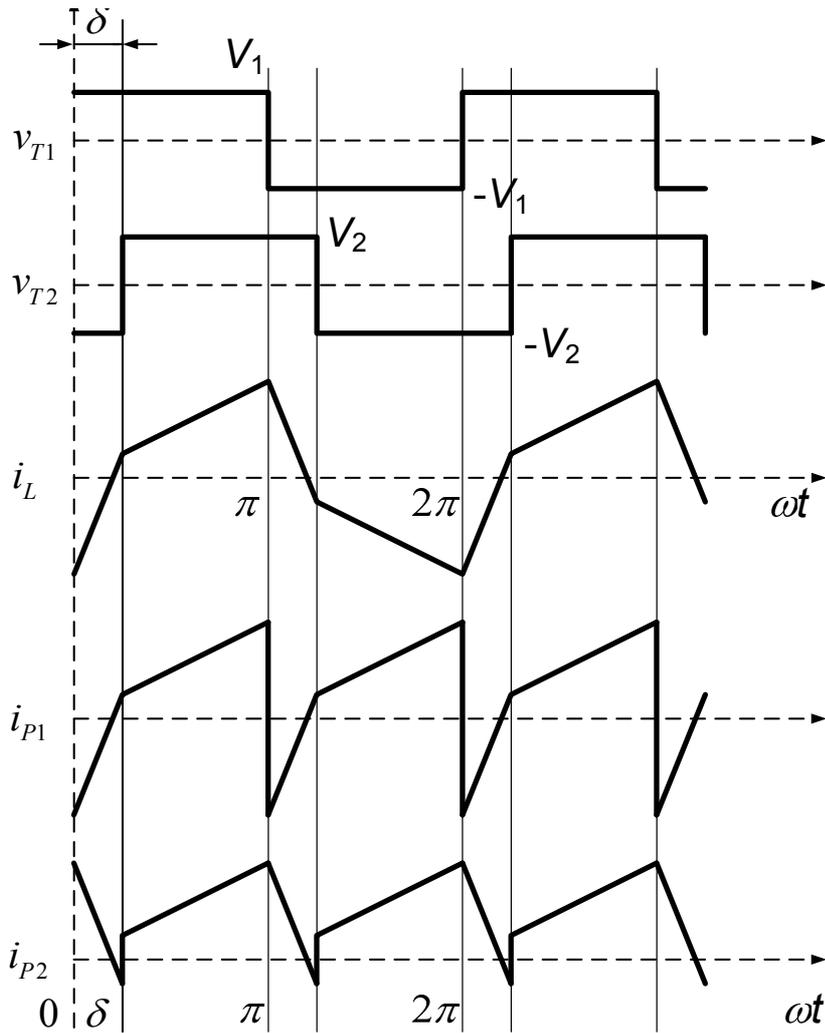


Figura 2.18: Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y de las corrientes i_L , i_{P1} e i_{P2} , para la condición $V_1 > V_2$ y la transferencia de potencia de P_1 a P_2 .

se evaluará la forma de onda de i_L utilizando el circuito equivalente simplificado de la Fig. 2.4. La dinámica de i_L se representa por la siguiente expresión

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_{T1}(t) - v_{T2}(t)}{L}. \quad (2.5)$$

A su vez, cada semiciclo puede dividirse en dos períodos de operación, determinados por el valor de δ . Estos períodos son: Período I ($0 < \theta < \delta$) y Período II ($\delta < \theta < \pi$). La dinámica de i_L , en función de $\theta = \omega t$, para cada uno de los períodos,

puede expresarse de la siguiente manera:

Para $0 \leq \theta \leq \delta$,

$$i_L(\theta) = \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) \theta + i_L(0). \quad (2.6)$$

Para $\delta \leq \theta \leq \pi$,

$$i_L(\theta) = \left(\frac{V_1 - V_2}{\omega L} \right) (\theta - \delta) + i_L(\delta). \quad (2.7)$$

El valor medio de la corriente i_L , en un período completo de conmutación y en régimen permanente, debe ser cero. Esto implica que debe cumplir la condición $i_L(\pi) = -i_L(0)$. A partir de (2.2), (2.6), (2.7) y considerando esta condición, se puede determinar el valor de la corriente en $\theta = 0$. De esta manera, puede llegarse a la siguiente expresión

$$i_L(0) = - \left(\frac{V_1 (2d\delta + \pi - d\pi)}{2\omega L} \right). \quad (2.8)$$

La potencia media transferida por el CPDA puede calcularse resolviendo la siguiente integral,

$$P_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{T1}(\theta) i_L(\theta) d\theta, \quad (2.9)$$

obteniéndose,

$$P_0 = \frac{V_1}{\pi} \left(\int_0^\delta i_L(\theta) d\theta + \int_\delta^\pi i_L(\theta) d\theta \right) = \frac{V_1^2 d \delta (\pi - |\delta|)}{\pi \omega L}. \quad (2.10)$$

El valor del ángulo δ para una potencia determinada se puede despejar de la última ecuación, obteniéndose,

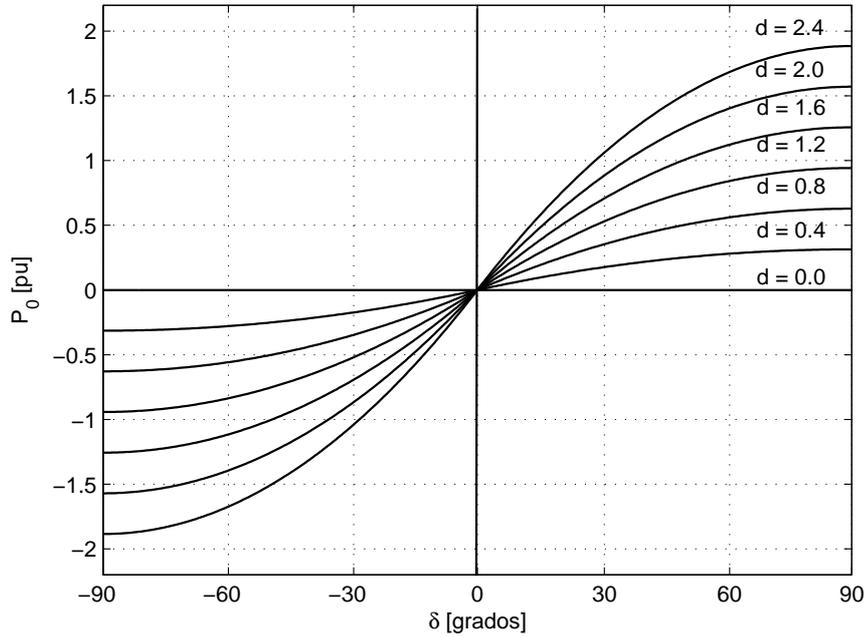


Figura 2.19: Potencia de salida en función del ángulo de carga, δ , para diferentes relación entre tensiones, d .

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \frac{\sqrt{(d\pi V_1)^2 - 4dP_0\omega L\pi}}{2dV_1}. \quad (2.11)$$

La potencia de salida, en función de δ , para diferentes valores de d , según (2.10), se muestra en la Fig. 2.19. En esta figura se puede observar la relación entre P_0 [pu] y δ , para diferentes valores de d . La potencia base se define $P_{base} = V_1^2/(\omega L)$.

En esta figura puede observarse la potencia de salida en función de δ , cuya característica es similar a la deducida anteriormente, en la Sección 2.2.3, utilizando el modelo análogo sinusoidal. Al igual que el modelo análogo, la variable δ permite controlar la magnitud y el sentido del flujo de energía, con su magnitud y signo, respectivamente. La máxima potencia de salida se obtiene para $\delta = \pm (90^\circ)$ [deg], al igual que con el modelo análogo.

2.5. OPERACIÓN DEL CPDA CON CONMUTACIÓN SUAVE

A continuación se analiza la operación del CPDA con conmutación suave. Para facilitar la explicación se describe la conmutación suave únicamente del puente P_2 , para el caso en que la fase de i_L se encuentra entre las fases de v_{T1} y v_{T2} . Para facilitar la explicación se divide el ciclo de conmutación en seis intervalos, tal como se muestra en la Fig. 2.20. En esta figura las señales $va_{T_{xy}}$ son las señales de activación de los transistores T_{xy} , un 1 lógico corresponde a señal de encendido y un 0 lógico a una señal de apagado.

Los circuitos activos correspondientes a cada uno de los intervalos de conmutación se muestran con líneas gruesas en la Fig. 2.21. Cada una de las llaves se implementa con un transistor (T_{xy}), un diodo en antiparalelo (D_{xy}) y el capacitor de conmutación (C_{xy}), cuya función se comprenderá con el análisis de la conmutación presentado en esta Sección. Los circuitos están referidos al primario del transformador. La corriente se considera positiva cuando circula desde el puente P_1 hacia el puente P_2 . Se analizará únicamente la condición de la potencia fluyendo desde el puente P_1 hacia el puente P_2 , aunque puede realizarse un análisis similar para la potencia fluyendo en sentido contrario.

Intervalo 1, Fig. 2.21(a). El estado inicial es $i_L < 0$, con una pendiente establecida por la tensión $v_L = -V_1 + V_2$ y circulando a través de T_{11} , T_{14} , D_{21} y D_{24} , con las demás llaves apagadas. El intervalo comienza en $\theta = 0$ con el encendido natural de D_{12} y D_{13} , como consecuencia del apagado de T_{11} y T_{14} . La corriente $i_L < 0$ aumenta con una pendiente establecida por la tensión $v_L = V_1 + V_2$. Durante el intervalo 1, la corriente circula a través de D_{12} , D_{13} , D_{22} y D_{23} , con las demás llaves apagadas. En este intervalo se producen las señales de encendido de T_{12} , T_{13} , T_{22} y T_{23} , aunque no entran en conducción debido al sentido de la corriente. Este intervalo finaliza cuando la corriente i_L cruza por cero en $\theta = \theta_1$.

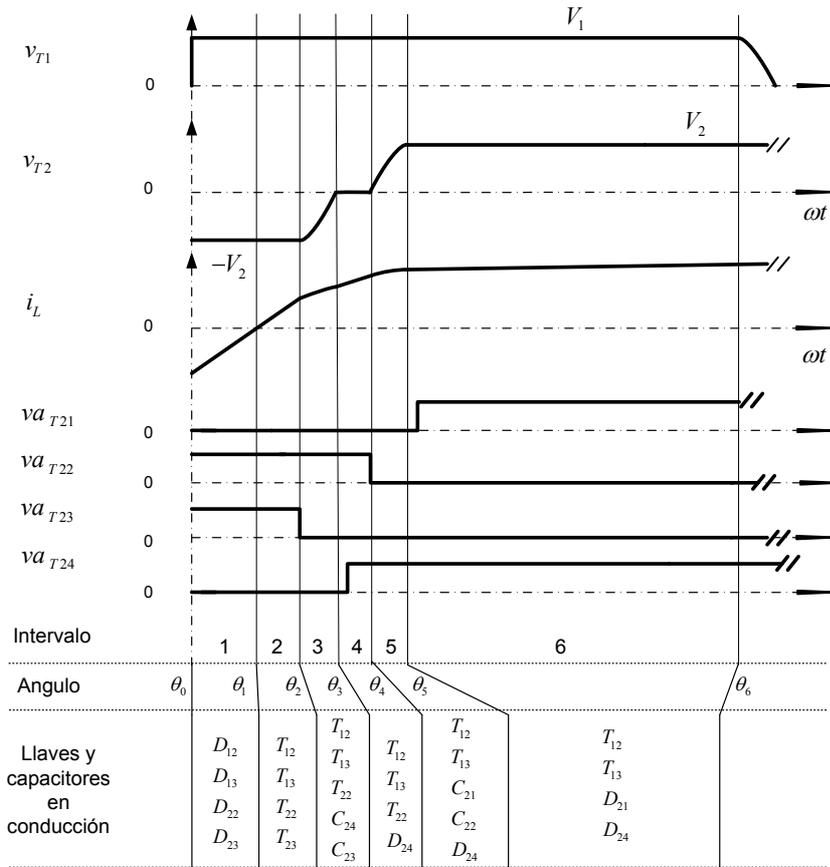


Figura 2.20: Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador v_{T1} y v_{T2} , la corriente i_L , y las señales de activación de los transistores del puente P_2 durante la conmutación suave de P_2 .

Intervalo 2, Fig. 2.21(b). Cuando la corriente i_L se torna positiva se apagan de manera natural D_{12} , D_{13} , D_{22} y D_{23} entrando en conducción, simultáneamente, de manera natural, T_{12} , T_{13} , T_{22} y T_{23} . La corriente i_L es positiva y aumenta con la misma pendiente del intervalo anterior ya que la tensión v_L se mantiene. Este intervalo finaliza en $\theta = \theta_2$, cuando se establece la señal de apagado de T_{23} .

Intervalo 3, Fig. 2.21(c). El intervalo comienza cuando se apaga T_{23} . El capacitor C_{23} , comienza a cargarse manteniendo la tensión reducida a bornes de la llave, mientras se extingue la corriente a través del transistor. Por ello, el apagado de T_{23} es suave con bajas pérdidas. La corriente $i_L > 0$ produce una transferencia de energía entre los capacitores C_{24} y C_{23} y la inductancia L , de manera resonante, siendo la corriente $i_L = 2 C_{23} dv_{23}/dt$ [64]. Durante este intervalo continúan en conducción

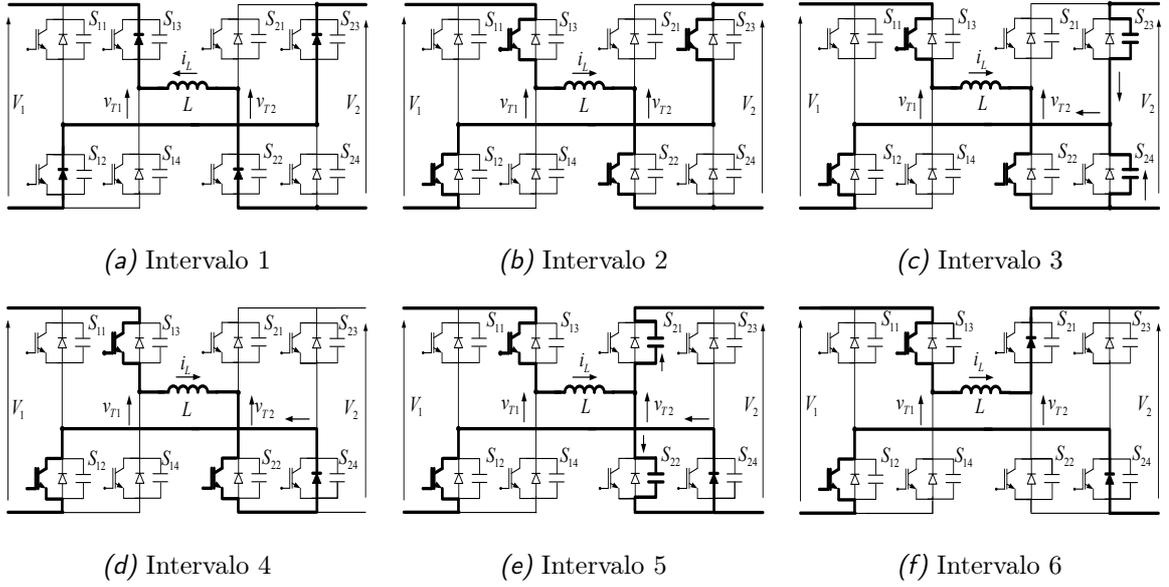


Figura 2.21: Circuitos activos durante el proceso de conmutación suave del puente P_2 .

T_{12} , T_{13} y T_{22} . La tensión sobre L es $v_L = V_1 - v_{T2}(t)$, donde $v_{T2}(t)$ crece desde el valor inicial $-V_2$, en $\theta = \theta_2$ hasta el valor final nulo. El intervalo finaliza cuando la tensión v_{T2} se anula en $\theta = \theta_3$.

Intervalo 4, Fig. 2.21(d). El intervalo comienza con el encendido natural de D_{24} , cuando se polariza en directo, a través de la carga de C_{24} . La corriente es $i_L > 0$, aumentando con una pendiente establecida por la tensión $v_L = V_1$. La corriente circula a través de T_{12} , T_{13} , T_{22} retornando hacia la alimentación a través de D_{24} , denominándose al intervalo de rueda libre [51]. En este intervalo se establece la señal de encendido de T_{24} , aunque no entra en conducción debido al sentido de circulación de la corriente. El intervalo finaliza cuando se establece la señal de apagado de T_{22} en $\theta = \theta_4$.

Intervalo 5, Fig. 2.21(e). El intervalo se inicia con el apagado de T_{22} . El capacitor C_{22} mantiene la tensión reducida, a bornes de la llave mientras se extingue la corriente a través del transistor, siendo por ello el apagado de T_{22} suave. La corriente es $i_L > 0$, en este intervalo se produce una transferencia de energía entre los capacitores C_{21} , C_{22} y la inductancia L , de manera resonante, siendo la corriente $i_L = 2 C_{22} dv_{22}/dt$. Durante este intervalo se encuentran en conducción T_{12} , T_{13} y

D_{24} . La tensión sobre L es $v_L = V_1 - v_{T2}(t)$, donde $v_{T2}(t)$ crece desde el valor inicial 0 hasta $+V_2$. El intervalo finaliza cuando la tensión v_{T2} es igual a V_2 en $\theta = \theta_5$.

Intervalo 6, Fig. 2.21(f). El intervalo comienza con el encendido natural de D_{21} cuando se polariza en directo debido a la carga de C_{21} . La corriente es $i_L > 0$ y circula a través de T_{12} , T_{13} , D_{21} y D_{24} . En este intervalo se establece la señal de encendido de T_{21} con tensión a bornes cero. La tensión sobre L es $v_L = V_1 - V_2$. Este intervalo finaliza cuando se produce la señal de apagado de T_{12} en $\theta = \theta_6$.

De este análisis se puede concluir que las condiciones para que el CPDA opere con conmutación suave son:

- **Encendido:** la señal de encendido del transistor debe generarse cuando se encuentra en conducción el diodo en antiparalelo. El transistor entra en conducción, de manera natural, cuando se invierte el sentido de la corriente. De esta manera, las pérdidas de conmutación durante el encendido son nulas.
- **Apagado:** la señal de apagado del transistor se genera cuando éste se encuentra en conducción. El apagado suave ocurre debido a que el capacitor conectado en paralelo mantiene la tensión reducida durante el tiempo en el cual se extingue la corriente. De esta manera, se consiguen reducir las pérdidas de conmutación durante el apagado.

Cuando no se cumplen estas condiciones el CPDA opera con conmutación dura [58].

El análisis de la conmutación del convertidor, realizado anteriormente en la Sección 2.3, demostró que para la situación en que la fase de la corriente i_L se encuentra entre las fases de las tensiones v_{T1} y v_{T2} , se producen pérdidas de conmutación únicamente durante el apagado de los transistores. El análisis de esta sección permite concluir que con el agregado de capacitores de conmutación, para esta condición, el CPDA opera con conmutación suave en todas las llaves semiconductoras de potencia.

Por otro lado, a partir del análisis realizado en la sección 2.3, cuando la corriente atrasa o adelanta a las tensiones, se demostró que se tienen condiciones de conmutación diferentes en ambos puentes.

Cuando la corriente atrasa con respecto a las tensiones, los transistores del puente P_2 entran en conducción con disipación de potencia y se apagan de manera natural. Mientras que para la situación en que la corriente adelanta con respecto a las tensiones, los transistores del puente P_1 entran en conducción con disipación de potencia y se apagan de manera natural. No cumpliéndose las condiciones de conmutación suave bajo el principio de ZVS, para ninguno de los dos casos.

Así, la condición que se debe cumplir para operar el convertidor con conmutación suave es que la fase de la corriente se encuentre entre las fases de las tensiones a bornes del transformador. Cuando ello ocurre, se cumple lo siguiente:

$$i_L(\delta) > 0, \quad (2.12)$$

y

$$i_L(\pi) > 0 . \quad (2.13)$$

La condición (2.12) determina el límite de operación con conmutación suave para el puente P_2 (ver Sección 2.3.2), mientras que la condición (2.13) determina el límite de operación con conmutación suave para el puente P_1 (ver Sección 2.3.2).

2.6. SUMARIO

En este capítulo se presentó el principio de funcionamiento del convertidor con puentes duales activos (CPDA). Se describió la topología y se analizó su funcionamiento. Luego se utilizó un modelo simplificado para explicar el control del flujo de

energía mediante la estrategia de conmutación convencional, incluyendo el análisis detallado de la conmutación en las llaves para tres diferentes condiciones de operación: que la fase de la corriente del transformador, i_L , esté entre las fases de las tensiones a bornes del transformador, v_{T1} y v_{T2} , que adelante o que atrase.

Finalmente, se analizó la operación del convertidor cuando se incorporan los capacitores de conmutación. De este análisis pudo deducirse que la condición que se debe cumplir para que el CPDA opere con conmutación suave es que la fase de la corriente se encuentre entre las fases de las tensiones a bornes del transformador.

A continuación se enuncian las principales características del CPDA, según lo presentado en este Capítulo.

- El sentido del flujo de energía puede ser controlado por el signo del ángulo δ , que representa el desfase entre las tensiones aplicadas al primario y secundario del transformador.
- La potencia transferida es función de la relación entre las tensiones de entrada y de salida, d , y del ángulo δ .
- El convertidor puede operar con frecuencia de conmutación constante, lo que permite optimizar el diseño del transformador.
- Esta topología produce una excursión simétrica del flujo magnético en el transformador, lo que aumenta el factor de utilización del mismo.
- Los transistores del CPDA pueden operar con apagado suave con el agregado de capacitores de conmutación dispuestos en paralelo con cada una de las llaves electrónicas de potencia, siempre que la fase de la corriente del transformador se encuentre entre las fases de las tensiones aplicadas al primario y al secundario del mismo.

Capítulo 3

EXTENSIÓN DEL RANGO DE OPERACIÓN CON CONMUTACIÓN SUAVE

3.1. INTRODUCCIÓN

En el Capítulo 2 se analizó la operación del Convertidor con Puentes Duales Activos (CPDA) utilizando la estrategia de control de conmutación convencional (ECC) [41][58][30], observándose tres diferentes modos de conmutación en función del punto de operación del convertidor, los que fueron definidos como modos de operación con conmutación dura y con conmutación suave. Además, se determinó que si el convertidor opera con conmutación suave sólo se producen pérdidas de conmutación en el apagado de los transistores, mientras que con conmutación dura se producen pérdidas de encendido y de apagado en algunos de los transistores y en el apagado de algunos de los diodos, dependiendo del punto de operación del convertidor.

En este Capítulo, primero se determinarán los límites de la región de operación con conmutación suave del convertidor en función de la relación entre las tensiones de entrada y de salida y de la potencia requerida. Para ello, se utilizan las relaciones fundamentales obtenidas en el Capítulo 2 cuando se utiliza la ECC. Los resultados de este análisis demuestran que el CPDA puede operar con conmutación suave en un rango de operación reducido y en todo el rango de operación únicamente cuando $d = 1$.

Con el objetivo de analizar la posibilidad de extender el rango de operación

con conmutación suave se propone una nueva estrategia de control de conmutación, la cual consiste en modular adecuadamente las formas de onda de las tensiones generadas por los puentes del convertidor en función de su punto de operación.

Se analiza el funcionamiento del convertidor cuando se utiliza la nueva estrategia de conmutación, identificándose dos variables con las cuales puede controlarse la potencia de salida: el desfase de las tensiones a bornes del transformador y el índice de modulación. Se determinan los nuevos límites de la región de operación con conmutación suave y se comparan con los obtenidos utilizando la ECC. Con estos resultados se verifica que usando la nueva estrategia de conmutación se consigue extender, de manera apreciable, la región de operación con conmutación suave.

Luego se proponen dos algoritmos de control de conmutación, los cuales permiten determinar el valor de las variables manipuladas para transferir la potencia requerida y operar el convertidor con conmutación suave en el mayor rango de potencias de salida posible.

Por último, se presentan resultados de simulación y experimentales que permiten validar los análisis presentados previamente.

3.2. REGIÓN DE OPERACIÓN CON CONMUTACIÓN SUAVE DEL CPDA UTILIZANDO LA ECC

En esta Sección, primeramente se determinarán los límites de operación con conmutación suave del CPDA cuando se utiliza la ECC, evaluando las condiciones de conmutación suave deducidas en el Capítulo 2 y luego se determinará la influencia de la inductancia de magnetización del transformador y de los capacitores de conmutación en los límites de la región de conmutación suave.

3.2.1. Determinación de los límites de operación con conmutación suave

En el Capítulo anterior pudo determinarse que la condición que debe cumplirse para operar el convertidor con conmutación suave, bajo el principio de ZVS, es que la fase de la corriente i_L se encuentre entre las fases de las tensiones a bornes del transformador ($\beta < \delta$) [41][65]. Cuando ello ocurre, se cumple lo siguiente:

$$i_L(\delta) > 0, \quad (3.1)$$

para obtener conmutación suave en el puente P_2 y

$$i_L(\pi) > 0, \quad (3.2)$$

para obtener conmutación suave en el puente P_1 .

Para determinar los límites de operación con conmutación suave del CPDA, pueden evaluarse las condiciones (3.1) y (3.2) utilizando las expresiones de la corriente i_L establecidas en el Capítulo anterior.

Para evaluar (3.1) se reemplaza (2.8) en (2.6), con $\theta = \delta$, obteniéndose

$$i_L(\delta) = \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) \delta - \left(\frac{(2V_2\delta + V_1\pi - V_2\pi)}{2\omega L} \right) > 0. \quad (3.3)$$

Resolviendo (3.3) para δ , se obtiene

$$\delta > \frac{\pi}{2} (1 - d) \quad (3.4)$$

donde d es la relación entre tensiones.

Extensión del rango de operación con conmutación suave

De la misma manera, para evaluar (3.2) se utilizan las ecuaciones (2.6), (2.7) y (2.8), obteniéndose

$$i_L(\pi) = \left(\frac{V_1 - V_2}{\omega L} \right) \pi + \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) \delta - \left(\frac{(2V_2\delta + V_1\pi - V_2\pi)}{2\omega L} \right) > 0. \quad (3.5)$$

Resolviendo (3.5) para δ , se obtiene

$$\delta > \frac{\pi}{2d} (d - 1). \quad (3.6)$$

donde d es la relación entre tensiones.

Las restricciones (3.4) y (3.6) determinan los límites de operación con conmutación suave para el puente P_2 , en modo reductor, y el puente P_1 , en modo elevador, respectivamente. Para cada modo, el puente complementario no posee restricciones para operar con conmutación suave, según se dedujo del análisis de la conmutación realizado en el Capítulo 2. En la Tabla 3.1 se resumen las restricciones para ambos puentes y modos de operación.

A partir de las restricciones obtenidas, puede deducirse que el CPDA puede operar con conmutación suave en todo el rango de operación, únicamente cuando la relación entre tensiones es igual a uno ($d = 1$).

Los valores del ángulo δ que delimitan la región de conmutación suave, pueden representarse en un gráfico que muestre la potencia de salida en función de δ , como se muestra en la Fig. 3.1, para diferentes valores de la relación entre tensiones. En esta figura, se delimita la región de operación con conmutación suave, de acuerdo a las restricciones indicadas en la Tabla 3.1, mostrándose que para valores de $d \neq 1$ las condiciones de conmutación suave se cumplen para valores de δ cercanos a $(\pi/2)$ [rad].

Los límites de conmutación suave también se pueden mostrar en un nomograma que relacione el desfase entre las tensiones, δ , con la relación de tensiones del CPDA,

Región de operación con conmutación suave del CPDA utilizando la ECC

Tabla 3.1: RESTRICCIONES DE OPERACIÓN BAJO CONMUTACIÓN SUAVE UTILIZANDO LA ESTRATEGIA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN CONVENCIONAL.

Modo	$P_1 (i_L(\pi) > 0)$	$P_2 (i_L(\delta) > 0)$
Reductor	$\delta > 0$	$\delta > \frac{\pi}{2} (1 - d)$
Elevador	$\delta > \frac{\pi}{2d} (d - 1)$	$\delta > 0$

d , y la corriente de salida, I_0 , como se muestra en la Fig. 3.2 [58]. En esta figura las rectas de R constante (línea a trazos) indican la carga normalizada, expresada como

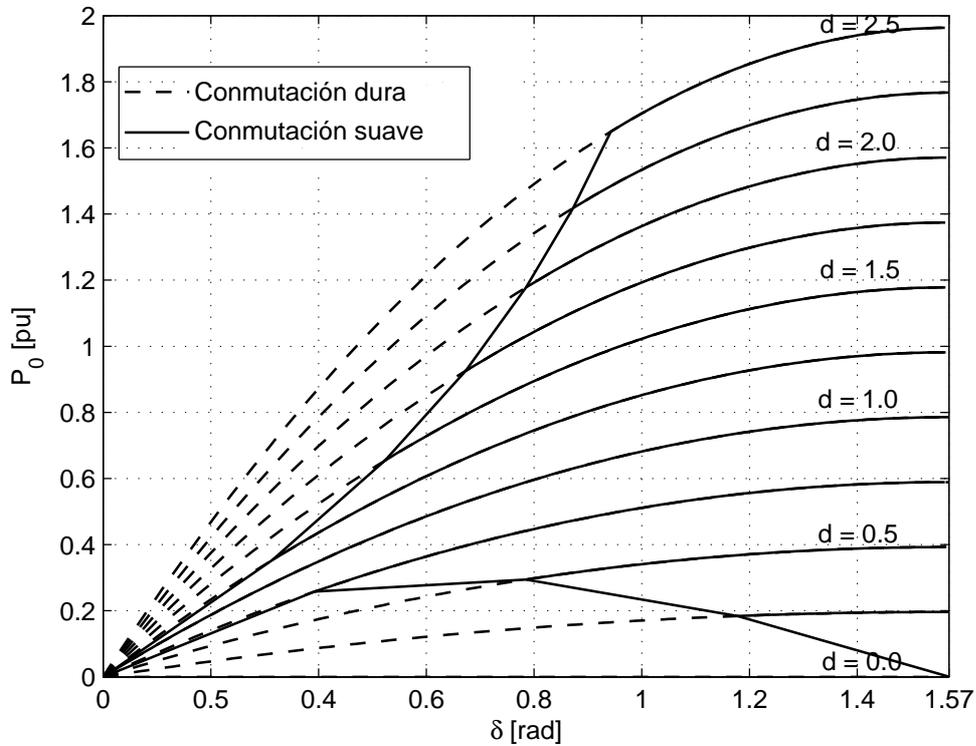


Figura 3.1: Potencia de salida, en función del ángulo δ , para diferentes valores de d , donde se ha delimitado la región de conmutación suave.

Extensión del rango de operación con conmutación suave

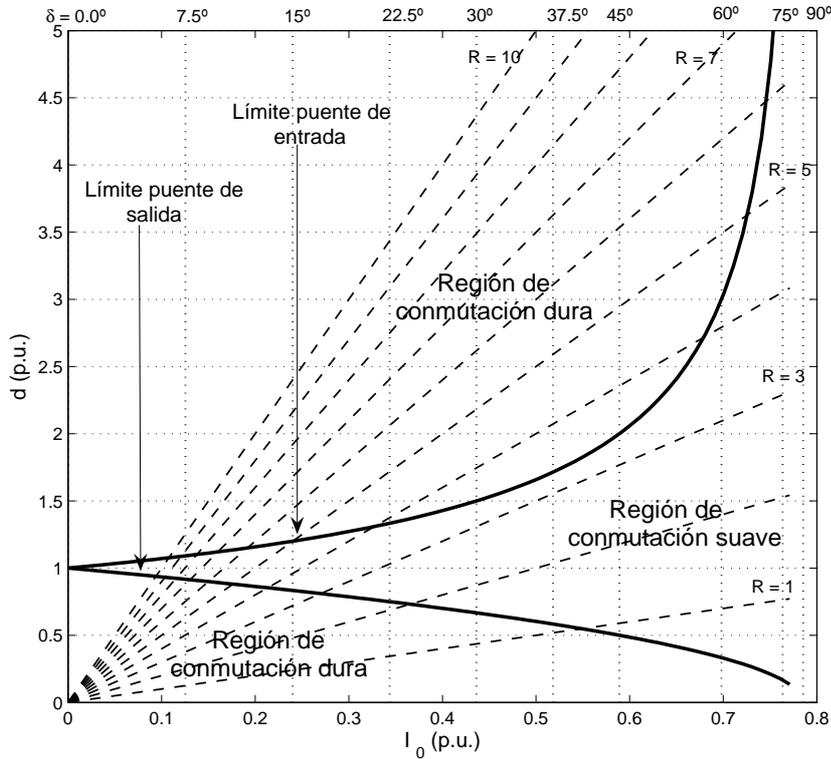


Figura 3.2: Región de conmutación suave en función de la relación entre tensiones y la corriente de salida, para diferentes valores de la carga resistiva normalizada.

$$R = \frac{d(\text{pu})}{I_0(\text{pu})}, \quad (3.7)$$

donde

$$I_0(\text{pu}) = \frac{I_0}{V_1/(\omega L)}, \quad (3.8)$$

y $V_1/(\omega L)$ es la corriente base de salida [58].

En la Fig. 3.2 puede observarse que la intersección de las rectas de d constante con las de carga R , determinan I_0 y δ . De manera similar, la intersección de las rectas de I_0 constante con R constante, determinan el valor de d y δ . En esta figura, se indican con línea llena los límites de la región de operación con conmutación suave de acuerdo a las restricciones indicadas en la Tabla 3.1.

A partir del análisis desarrollado en esta Sección puede concluirse que, utilizando la ECC, el CPDA puede operar con conmutación suave en una región de operación restringida y en toda la región de operación sólo cuando $d = 1$.

3.2.2. Influencia de la inductancia de magnetización del transformador

El siguiente análisis permite determinar la influencia del valor de la inductancia de magnetización del transformador sobre los límites de la región de operación con conmutación suave, según se desarrolla en [58].

En la Fig. 3.3 se muestra el modelo T del transformador, con las variables referidas al lado de v_{T1} , que se utilizará para el análisis. La inductancia de magnetización se expresa como $L_m = K L$, donde L es la inductancia de dispersión total y $K \geq 1$, las ecuaciones de las tensiones de mallas pueden expresarse como,

$$v_{T1}(\theta) = \left(\frac{(\omega L)}{2} + K (\omega L) \right) \frac{di_{T1}}{d\theta} - (K (\omega L)) \frac{di_{T2}}{d\theta}, \quad (3.9)$$

$$v_{T2}(\theta) = - (K (\omega L)) \frac{di_{T1}}{d\theta} + \left(\frac{\omega L}{2} + K (\omega L) \right) \frac{di_{T2}}{d\theta}. \quad (3.10)$$

Resolviendo estas ecuaciones, para obtener las corrientes i_{T1} e i_{T2} , se obtiene

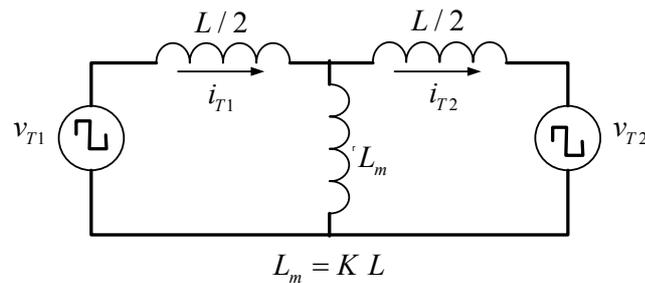


Figura 3.3: Modelo T del transformador referido al primario

$$\frac{di_{T1}}{d\theta} = K_1 v_{T1}(\theta) - K_2 v_{T2}(\theta), \quad (3.11)$$

$$\frac{di_{T2}}{d\theta} = K_2 v_{T1}(\theta) - K_1 v_{T2}(\theta), \quad (3.12)$$

donde:

$$K_1 = \frac{1 + \frac{1}{2K}}{(\omega L) \left(1 + \frac{1}{4K}\right)}, \quad (3.13)$$

$$K_2 = \frac{1}{(\omega L) \left(1 + \frac{1}{4K}\right)}. \quad (3.14)$$

Para establecer los límites de conmutación suave se debe determinar la expresión de la corriente en todos los instantes de conmutación. Para ello, se escriben las expresiones de la corriente $i_{T1}(\theta)$ para los períodos considerados anteriormente.

Para $0 \leq \theta \leq \delta$,

$$i_{T1}(\theta) = (K_1 V_1 + K_2 V_2) (\theta) + i_{T1}(0). \quad (3.15)$$

Para $\delta \leq \theta \leq \pi$,

$$i_{T1}(\theta) = (K_1 V_1 - K_2 V_2) (\theta - \delta) + i_{T1}(\delta). \quad (3.16)$$

De manera similar, para la corriente $i_{T2}(\theta)$, se pueden obtener las siguientes expresiones.

Para $0 \leq \theta \leq \delta$,

$$i_{T2}(\theta) = (K_2 V_1 + K_1 V_2) (\theta) + i_{T2}(0). \quad (3.17)$$

Para $\delta \leq \theta \leq \pi$,

$$i_{T2}(\theta) = (K_2 V_1 - K_1 V_2) (\theta - \delta) + i_{T2}(\delta). \quad (3.18)$$

Estas ecuaciones se pueden resolver para los valores de la corriente en el instante inicial. La condición de que la corriente media debe ser igual a cero implica que $i_{T1}(0) = -i_{T1}(\pi)$ e $i_{T2}(0) = -i_{T2}(\pi)$. Así, se obtienen las siguientes igualdades,

$$i_{T1}(0) = -\frac{V_1 (K_1 \pi) + V_2 (2 K_2 \delta - K_2 \pi)}{2}, \quad (3.19)$$

$$i_{T2}(0) = -\frac{V_1 (K_2 \pi) + V_2 (2 K_1 \delta - K_1 \pi)}{2}. \quad (3.20)$$

Para hallar los límites de operación con conmutación suave, se determinan las condiciones que cumplen las siguientes desigualdades

$$i_{T1}(\pi) > 0, \quad (3.21)$$

y

$$i_{T2}(\delta) > 0. \quad (3.22)$$

Si se utilizan (3.15), (3.16) y (3.19) con la condición (3.21), además, de (3.17), (3.18) y (3.20) con la condición (3.22), se determinan los siguientes límites de operación con conmutación suave.

Para el puente P_1 ,

$$d \leq \frac{K_1}{K_2} \left(\frac{\pi}{\pi - 2\delta} \right), \quad (d < 1), \quad (3.23)$$

para el puente P_2 ,

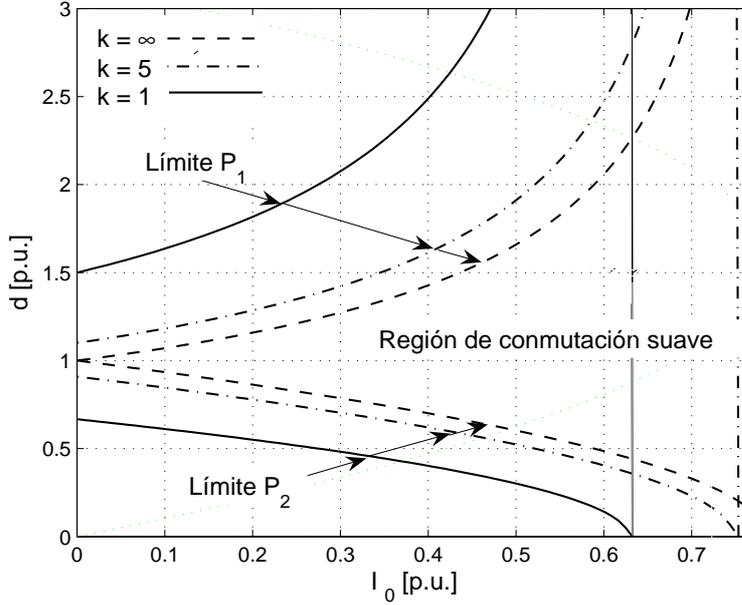


Figura 3.4: Influencia de la inductancia de magnetización en la determinación de los límites de la región de operación con conmutación suave.

$$d \geq \frac{K_2}{K_1} \left(1 - \frac{2\delta}{\pi} \right), \quad (d > 1). \quad (3.24)$$

La influencia de la inductancia de magnetización en la determinación de los límites de la región de conmutación suave se muestra en el nomograma de la Fig. 3.4. En esta figura, se muestra la relación entre tensiones, d , en función de la corriente de salida, I_0 , para diferentes valores de K . Se puede observar que con valores bajos de la corriente de salida, la región se incrementa cuando decrece K . Lo cual puede explicarse en base a que la energía almacenada en L_m permite completar la conmutación suave cuando la corriente i_L disminuye al disminuir la potencia de salida [57]. La penalidad en diseñar un convertidor con una reducida inductancia de magnetización es que se obtiene una menor utilización del transformador, porque se necesita aumentar su tamaño para transmitir la misma potencia.

En la Fig. 3.4, la corriente de salida ha sido normalizada con respecto a $V_i/(\omega L)$, obteniéndose

$$I_0(\text{pu}) = K_2 (\omega L) \delta \left(1 - \frac{\delta}{\pi} \right). \quad (3.25)$$

A partir de la Fig. 3.4 puede deducirse que menores inductancias de magnetización aumentan la región de operación con conmutación suave, fundamentalmente en la región correspondiente a la operación con pequeñas corrientes.

3.2.3. Influencia de los capacitores de conmutación

Para determinar la influencia del valor de los capacitores de conmutación en los límites de la región de operación con conmutación suave, se analiza la conmutación de uno de los puentes del convertidor, forzando la condición que la corriente de salida sea la mínima necesaria para cumplir con las condiciones de conmutación suave [58].

En la Fig. 3.5 se muestra el circuito equivalente simplificado del CPDA, utilizado para analizar la influencia de los capacitores de conmutación. En esta figura, el circuito activo indicado con línea gruesa, se corresponde con el estado inicial ($t = 0$). La inductancia L representa al transformador y es igual a la suma de las inductancias de dispersión del mismo. En este análisis se considera que K posee un valor elevado, lo que permite considerar a la inductancia de magnetización como un circuito abierto. C_{1X} representan los capacitores de conmutación del puente P_1 , siendo todos del mismo valor. Las formas de onda linealizadas de las tensiones v_{T1} y v_{T2} , y la corriente i_L , se muestran en la Fig. 3.6.

El estado inicial es que los transistores T_{12} y T_{13} y los diodos D_{21} y D_{24} se encuentran en conducción, mientras que el resto de las llaves mostradas en la Fig. 3.5 están apagadas. En $t = 0$, el transistor T_{13} se apaga, mientras que el transistor T_{12} permanece encendido. El valor de C_{13} es suficientemente elevado para asegurar que la tensión no cambie rápidamente a bornes de la llave durante el apagado. La corriente que circula a través de L , descarga C_{14} y carga C_{13} . Si la corriente se mantiene positiva, después que la tensión de C_{14} pasa por cero, el diodo D_{14} se polariza en directo entrando en conducción. El apagado de T_{12} se produce de manera

Extensión del rango de operación con conmutación suave

similar a T_{13} .

Para determinar la mínima corriente i_L para la cual se complete el apagado suave en un tiempo $t = t_m$, en $t = 0$ se tiene

$$|i_L| = I_{min}; \quad v_{C11} = 0; \quad v_{C12} = V_1,$$

y en $t = t_m$,

$$i_L = 0; \quad v_{C11} = V_1; \quad v_{C12} = 0,$$

donde v_{C1X} , simboliza la tensión a bornes del capacitor correspondiente.

Durante el intervalo $0 \leq t \leq t_m$

$$i_L = 2 C_{1X} \frac{dv_{C1X}}{dt}. \quad (3.26)$$

Realizando consideraciones de balance de energía del circuito, puede plantearse lo siguiente

$$E_{(t=0)} = E_{(t=t_m)} + E_{suministrada} + E_{perdida} \quad (3.27)$$

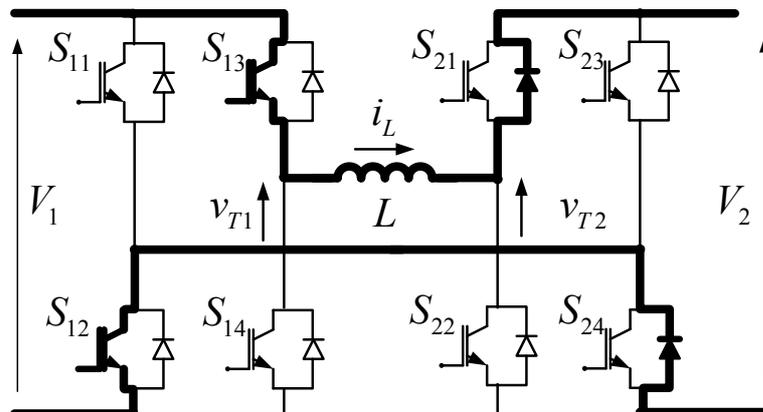


Figura 3.5: Condición inicial del circuito del convertidor utilizado para el análisis de la influencia de los capacitores de conmutación en la región de conmutación suave, para $t = 0$.

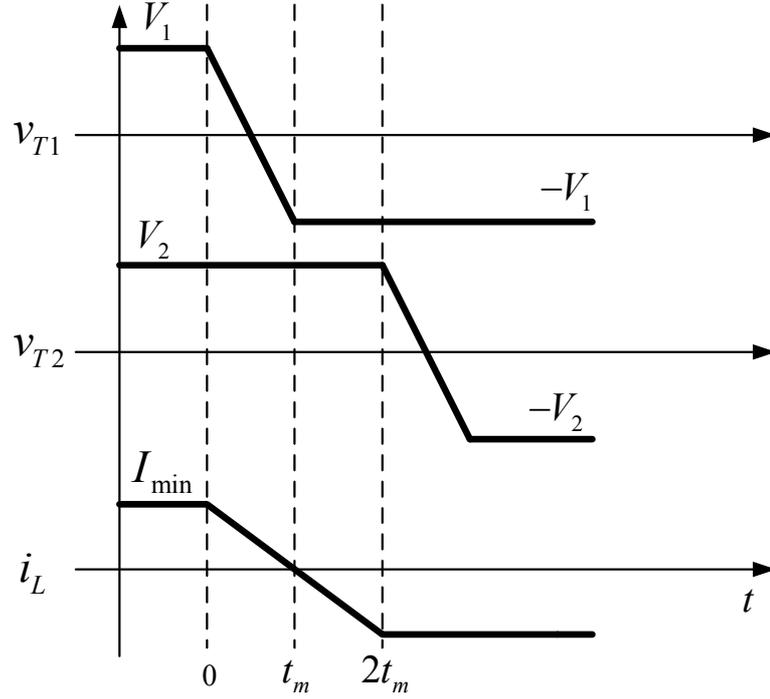


Figura 3.6: Formas de ondas idealizadas de las tensiones y la corriente i_L , durante el apagado de los transistores T_{12} y T_{13} del puente de P_1 representado en la Fig. 3.5.

Asumiendo que no se producen pérdidas y que en $t = t_m$ $i_L = 0$, se tiene

$$E_{(t=0)} = (C_{1X}V_1^2) + \frac{1}{2}LI_{min}^2, \quad (3.28)$$

$$E_{(t=t_m)} = (C_{1X}V_1^2), \quad (3.29)$$

$$E_{suministrada} = \frac{1}{2}LI_{min}^2. \quad (3.30)$$

Durante la conmutación resonante, V_2 recibe la energía que suministra V_1 . Con esta condición y utilizando (3.26) y (3.30), se puede expresar lo siguiente

$$\frac{1}{2}LI_{min}^2 = \int_0^{t_m} V_2 i_L dt = 2C_{1X}V_1 \int_0^{t_m} \left(\frac{dv_{C1X}}{dt} \right) dt. \quad (3.31)$$

La condición de conmutación suave dicta que $dv_{C_{1X}}/dt = V_1$ durante el intervalo $0 \leq t \leq t_m$. Así, (3.30) también se puede expresar como

$$E_{suministrada} = 2C_{1X}V_2V_1. \quad (3.32)$$

Igualando (3.30) con (3.32), se puede determinar la corriente mínima para producir la conmutación suave como

$$I_{min} = \frac{2}{Z_0} \sqrt{V_1V_2}, \quad (3.33)$$

donde, $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_{1X}}}$.

Normalizando I_{min} con respecto a $V_1/\omega L$ y definiendo $\omega_0 = 1/\sqrt{LC_{1X}}$ se obtiene,

$$I_{min}(\text{pu}) = \frac{2}{\omega_n} \sqrt{d}, \quad (3.34)$$

donde $\omega_n = \omega_0/\omega$, con $\omega = 2\pi f_s$.

Basado en el análisis anterior, puede determinarse cual es la mínima corriente de salida para cada valor de la relación entre tensiones, d , y diferentes valores de ω_n . En la Fig. 3.7 se muestra la influencia de los capacitores de conmutación en la región de conmutación suave. En esta figura se puede apreciar la reducción de la región de conmutación suave con el incremento del valor de los capacitores de conmutación (reducción de ω_n).

3.3. NUEVA ESTRATEGIA DE CONTROL DE CONMUTACIÓN DEL CPDA

En esta Sección se propone una nueva estrategia de control de conmutación para el CPDA, con el objetivo de extender la región de operación con conmutación suave obtenida con la ECC, analizada anteriormente.

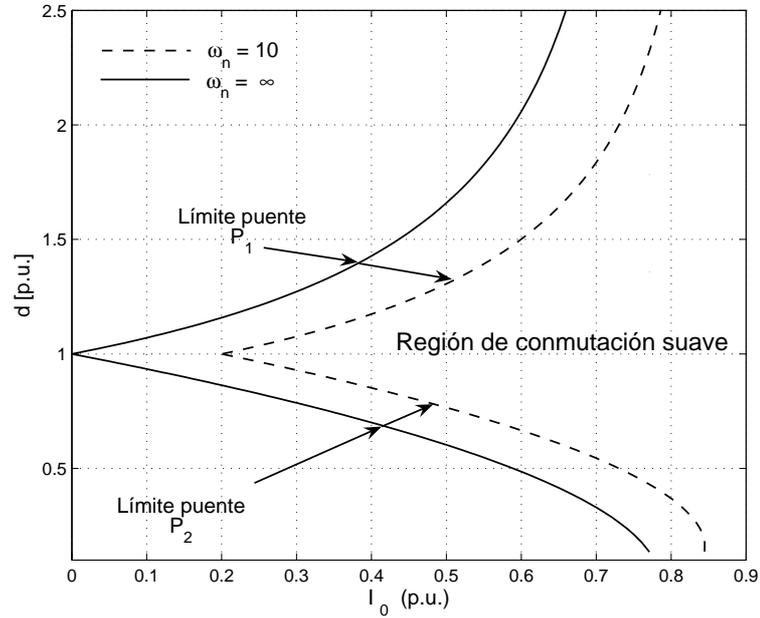


Figura 3.7: Influencia del valor de los capacitores de conmutación sobre la región de conmutación suave.

La nueva estrategia consiste en modular la tensión de uno de los puentes del CPDA con el objetivo de forzar a la corriente i_L a cumplir con las nuevas condiciones de conmutación suave que serán definidas más adelante.

El principio de operación del CPDA, cuando se utiliza la nueva estrategia de conmutación, también puede analizarse por medio del modelo análogo sinusoidal presentado en el Capítulo anterior, el cual permite realizar un análisis fasorial. Utilizando este modelo, V_{f1} y V_{f2} se corresponden con las componentes fundamentales de las tensiones a bornes del transformador, v_{T1} y v_{T2} , respectivamente, e I se corresponde con la componente fundamental de la corriente i_L . Con ello, la corriente I puede expresarse como (ver Capítulo 2)

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}_{f1} - \mathbf{V}_{f2}}{\mathbf{X}_L}, \quad (3.35)$$

donde $X_L = \omega L$, siendo L la inductancia que modela al transformador.

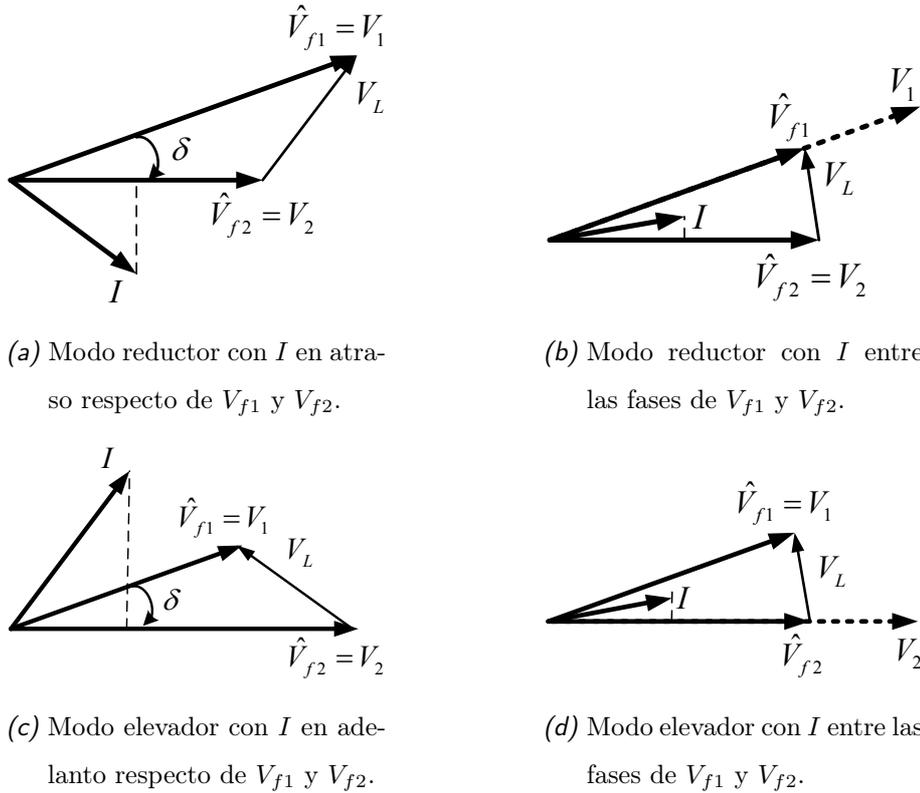


Figura 3.8: Diagrama fasorial del modelo análogo cuando el CPDA opera en modo reductor y en modo elevador.

La Fig. 3.8(a) muestra un ejemplo en el cual el convertidor opera en modo reductor ($V_1 > V_2$) y la corriente I está atrasada con respecto a las tensiones V_{f1} y V_{f2} , operando el CPDA con conmutación dura según el análisis desarrollado en el Capítulo anterior. En esta figura se indica que las amplitudes de los fasores \hat{V}_{f1} y \hat{V}_{f2} , son proporcionales a los valores de las tensiones de continua V_1 y V_2 que alimentan el convertidor, respectivamente.

Tal como fue demostrado en el Capítulo anterior, para que el convertidor pueda operar con conmutación suave, la fase de la corriente I debe encontrarse entre las fases de las tensiones V_{f1} y V_{f2} , lo cual puede conseguirse modificando la amplitud de una de las tensiones. Debido a que las tensiones V_1 y V_2 están impuestas, la fase de i_L puede modificarse disminuyendo la amplitud de V_{f1} , generada por el puente P_1 , mientras que V_{f2} permanece constante. Esta situación se muestra en la Fig. 3.8(b).

La Fig. 3.8(c) muestra un ejemplo en el cual el convertidor opera en modo elevador ($V_1 < V_2$) y la corriente I adelanta a las tensiones V_{f1} y V_{f2} , operando el CPDA con conmutación dura según el análisis desarrollado en el Capítulo anterior. Al igual que el ejemplo anterior, en esta figura se indica que las amplitudes de los fasores \hat{V}_{f1} y \hat{V}_{f2} , son proporcionales a los valores de las tensiones de continua V_1 y V_2 , respectivamente.

Para que el convertidor pueda operar con conmutación suave, la fase de la corriente I debe encontrarse entre las fases de las tensiones V_{f1} y V_{f2} , lo cual puede conseguirse modificando la amplitud de una de las tensiones. Debido a que las tensiones V_1 y V_2 están impuestas, la fase de i_L puede modificarse disminuyendo la amplitud de V_{f2} , generada por el puente P_2 , mientras que V_{f1} permanece constante. Esta situación se muestra en la Fig. 3.8(d).

Por lo anterior, puede concluirse que para que la fase de la corriente I se encuentre entre las fases de las tensiones V_{f1} y V_{f2} , debe reducirse la amplitud de la tensión generada por el puente que se alimenta de la mayor tensión de continua.

A continuación se analiza el flujo de energía del CPDA utilizando la nueva estrategia de control de conmutación y se determinan los nuevos límites de operación con conmutación suave.

3.3.1. Análisis del flujo de energía del CPDA utilizando la estrategia propuesta

En función del análisis fasorial realizado anteriormente, la estrategia de control de conmutación propuesta (ECP) consiste en modular adecuadamente la tensión generada en el puente que es alimentado por la mayor tensión de continua.

Es importante destacar que cuando se modula uno de los puentes del CPDA, además del cambio en la amplitud de la componente fundamental de la tensión que este genera, se produce un desfase, efecto que no se consideró en el análisis simplificado realizado en la Sección anterior, para simplificar la explicación.

Extensión del rango de operación con conmutación suave

Este desfase que se produce hace que la condición de conmutación suave para la nueva estrategia de modulación tenga que ser redefinida como:

Para que el CPDA trabaje con conmutación suave, los cruces por cero de i_L deben realizarse durante el intervalo para el cual las tensiones v_{T1} y v_{T2} poseen polaridades contrarias.

Esta condición también es válida para la ECC, aunque anteriormente se utilizó la condición basada en la comparación de los desfases con el propósito de respetar las definiciones de la bibliografía existente.

A continuación, se analiza el flujo de energía del CPDA utilizando la estrategia propuesta para los modos de operación, elevador y reductor, y sentido de flujo de energía desde V_1 hacia V_2 . En función de la relación entre las tensiones y de la potencia requerida por la carga, pueden obtenerse, a su vez, valores del ángulo δ positivos y negativos para un mismo sentido de flujo de energía.

En este punto es importante citar los trabajos de Vangen *et al.* (ver referencias [66] y [67]), en los que se propone una estrategia de control similar. En estos trabajos analizan la operación del CPDA en modo de operación reductor únicamente, mientras que para el modo de operación elevador se obtienen condiciones de operación diferentes según se demuestra en la siguiente Sección. En esta Tesis se realiza un análisis del cual se obtienen las relaciones de la potencia de salida para ambos modos de operación y valores de la variable δ , mostrándose que una misma potencia de salida puede obtenerse para diferentes índices de modulación posibilitando estudiar cual es el índice de modulación más adecuado. En este capítulo se propone un algoritmo que permite disminuir la potencia reactiva, y con ello la potencia del transformador de alta frecuencia, mientras que en el Capítulo 4 se presenta un análisis de pérdidas del CPDA y se demuestra que es posible determinar los valores de las variables manipuladas, δ y m , con el objetivo de minimizarlas.

Análisis para fase positiva ($\delta > 0$) La Fig. 3.9 muestra las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y la corriente i_L cuando se utiliza la ECP y

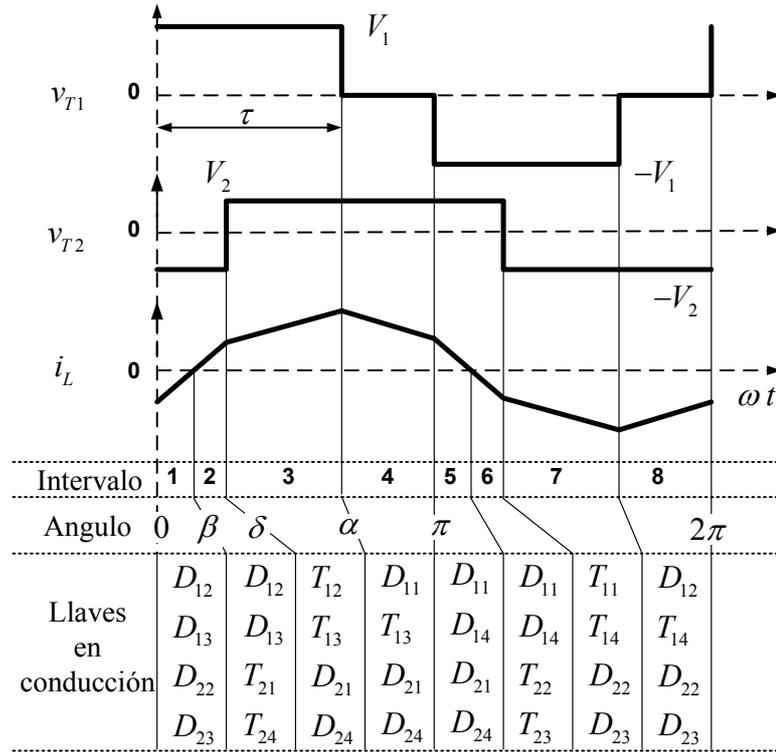


Figura 3.9: Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d < 1$, cuando se modula el puente P_1 .

el CPDA opera en modo reductor, donde β se corresponde con el cruce por cero de la corriente, δ es el intervalo para el cual las tensiones v_{T1} y v_{T2} poseen polaridades opuestas, α corresponde al ángulo para el cual se produce el valor máximo de la corriente i_L y τ es el ancho de pulso modulado. En la Fig. 3.10 se muestran las formas de onda correspondientes al modo elevador, cuando se utiliza la ECP.

En estas figuras se indican las llaves semiconductoras en conducción para cada uno de los intervalos que corresponden a un período de conmutación, las que pueden obtenerse de un análisis de conmutaciones similar al realizado en el Capítulo 2, el cual no será realizado para simplificar la explicación. Estas figuras se corresponden al caso particular en que el cruce por cero de la corriente i_L ocurre cuando las polaridades de las tensiones v_{T1} y v_{T2} son opuestas. Sin embargo, en función de la modulación aplicada, puede ocurrir que la corriente i_L adelante o atrase al intervalo para el cual las tensiones v_{T1} y v_{T2} tienen polaridades opuestas, para ambos modos de operación, como se muestra en el Apéndice B de esta Tesis.

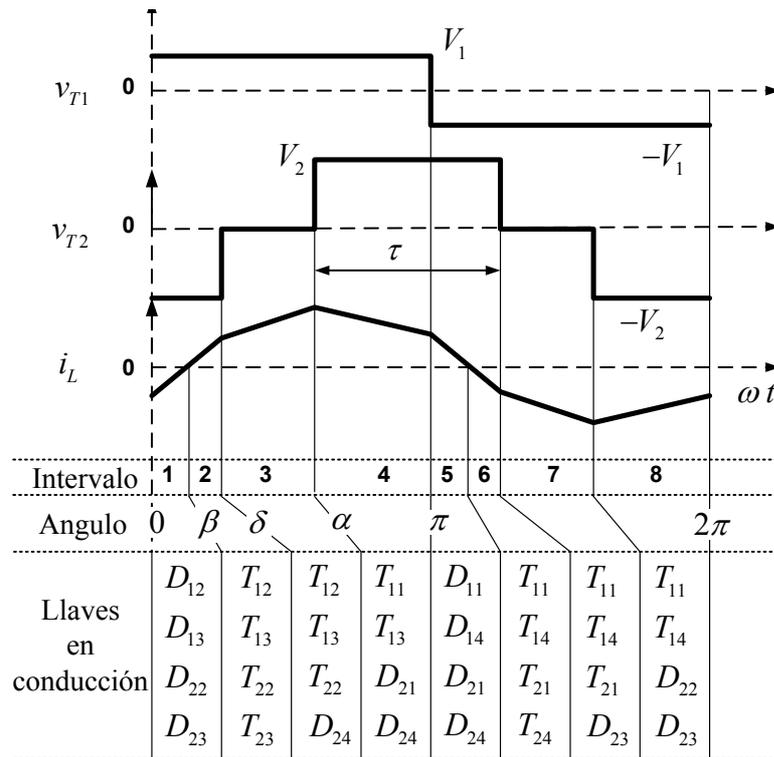


Figura 3.10: Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d > 1$, cuando se modula el puente P_2 .

Para caracterizar las forma de onda de la corriente i_L se puede resolver la ecuación (2.5), para cada uno de los intervalos definidos en las figuras 3.9 y 3.10, obteniéndose las siguientes expresiones:

Modo reductor:

Para $0 \leq \theta \leq \delta$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1 + V_2}{\omega L} (\theta) + i_L(0). \quad (3.36)$$

Para $\delta \leq \theta \leq \alpha$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1 - V_2}{\omega L} (\theta - \delta) + i_L(\delta). \quad (3.37)$$

Para $\alpha \leq \theta \leq \pi$,

$$i_L(\theta) = \frac{-V_2}{\omega L}(\theta - \alpha) + i_L(\alpha), \quad (3.38)$$

donde $\alpha = \tau$ para modo reductor.

A partir de las ecuaciones (3.36)-(3.38) y considerando la condición $i_L(\pi) = -i_L(0)$, se tiene

$$i_L(0) = \frac{V_1(\pi d - 2d\delta - \alpha)}{2\omega L}. \quad (3.39)$$

Las ecuaciones (3.36)-(3.39) pueden combinarse y resolverse para determinar el valor de la corriente i_L en cualquier instante de tiempo, cuando el CPDA opera en modo reductor, con $\delta > 0$, utilizando la ECP.

Modo elevador:

Para $0 \leq \theta \leq \delta$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1 + V_2}{\omega L}\theta + i_L(0). \quad (3.40)$$

Para $\delta \leq \theta \leq \alpha$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1}{\omega L}(\theta - \delta) + i_L(\delta). \quad (3.41)$$

Para $\alpha \leq \theta \leq \pi$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1 - V_2}{\omega L}(\theta - \alpha) + i_L(\alpha), \quad (3.42)$$

donde $\alpha = (\pi - \tau + \delta)$ para modo elevador.

A partir de las ecuaciones (3.40)-(3.42) y considerando la condición $i_L(\pi) = -i_L(0)$, se tiene

$$i_L(0) = \frac{V_1 (\pi d - \alpha d - \delta d - \pi)}{2\omega L}. \quad (3.43)$$

Las ecuaciones (3.40)-(3.43) pueden combinarse y resolverse para determinar el valor de la corriente i_L en cualquier instante de tiempo, cuando el CPDA opera en modo elevador, con $\delta > 0$, utilizando la ECP.

Análisis para fase negativa ($\delta < 0$) La Fig. 3.11 muestra las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y la corriente i_L cuando se utiliza la ECP con fase negativa ($\delta < 0$) y el CPDA opera en modo reductor. En la Fig. 3.12 se muestran las formas de onda correspondientes al modo elevador, cuando se utiliza la ECP.

Al igual que el caso anterior, en estas figuras se indican las llaves en conducción en cada uno de los intervalos que corresponden a un período de conmutación, las que pueden obtenerse de un análisis de la conmutación similar al realizado en el Capítulo 2.

Para caracterizar las forma de onda de la corriente i_L se puede resolver la ecuación (2.5), para cada uno de los intervalos definidos en las figuras 3.11 y 3.12, obteniéndose las siguientes expresiones:

Modo reductor:

Para $0 \leq \theta \leq \alpha$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1 - V_2}{\omega L} (\theta) + i_L(0). \quad (3.44)$$

Para $\alpha \leq \theta \leq (\pi + \delta)$,

$$i_L(\theta) = \frac{-V_2}{\omega L} (\theta - \alpha) + i_L(\alpha). \quad (3.45)$$

Para $(\pi + \delta) \leq \theta \leq \pi$,

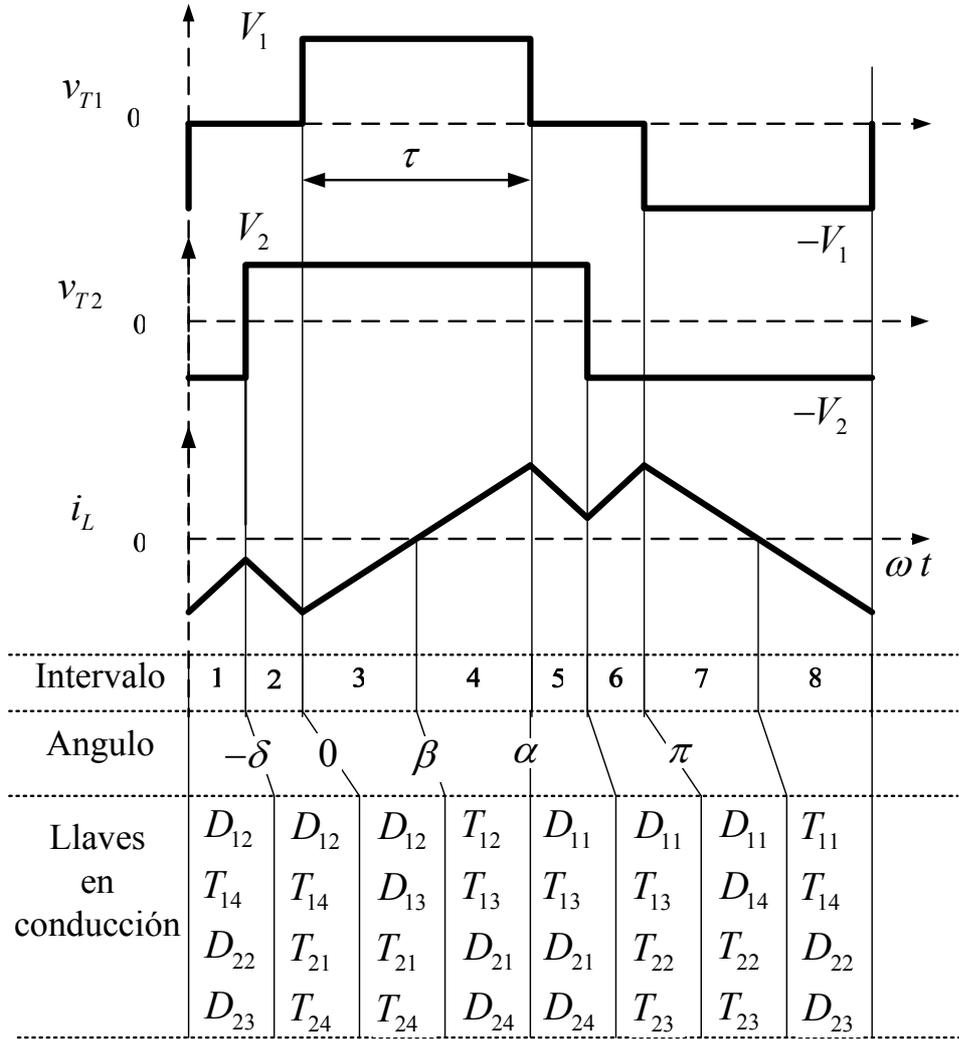


Figura 3.11: Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d < 1$, cuando se modula el puente P_1 .

$$i_L(\theta) = \frac{V_2}{\omega L}(\theta - (\pi - \delta)) + i_L(\pi - \delta), \quad (3.46)$$

donde $\alpha = \tau$ para modo reductor.

A partir de las ecuaciones (3.44)-(3.46) y considerando la condición $i_L(\pi) = -i_L(0)$, se tiene

$$i_L(0) = \frac{V_1(\pi d - \alpha - 2\delta d)}{2\omega L}. \quad (3.47)$$

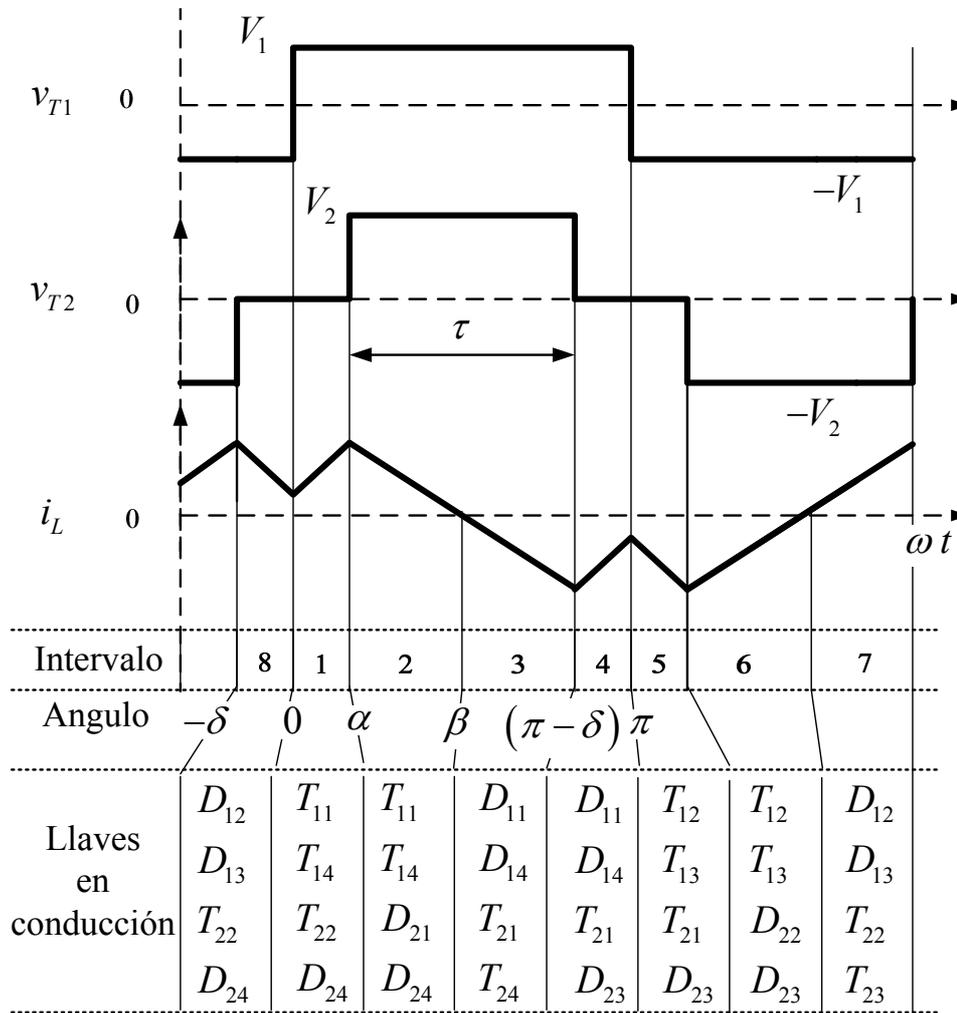


Figura 3.12: Formas de onda de las tensiones y corriente a bornes de L para $d > 1$, cuando se modula el puente P_2 .

Las ecuaciones (3.44)-(3.47) pueden combinarse y resolverse para determinar el valor de la corriente i_L en cualquier instante de tiempo, cuando el CPDA opera en modo reductor utilizando la ECP, cuando la fase es negativa.

Modo elevador:

Para $0 \leq \theta \leq \alpha$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1}{\omega L} \theta + i_L(0). \quad (3.48)$$

Para $\alpha \leq \theta \leq (\pi + \delta)$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1 - V_2}{\omega L}(\theta - \alpha) + i_L(\alpha). \quad (3.49)$$

Para $(\pi + \delta) \leq \theta \leq \pi$,

$$i_L(\theta) = \frac{V_1}{\omega L}(\theta - (\pi + \delta)) + i_L(\pi + \delta), \quad (3.50)$$

donde $\alpha = (\pi - \tau + \delta)$ para modo elevador.

A partir de las ecuaciones (3.40)-(3.42) y considerando la condición $i_L(\pi) = -i_L(0)$, se tiene

$$i_L(0) = \frac{V_1(m\pi d - \pi)}{2\omega L}. \quad (3.51)$$

Las ecuaciones (3.48)-(3.51) pueden combinarse y resolverse para determinar el valor de la corriente i_L en cualquier instante de tiempo, cuando el CPDA opera en modo elevador utilizando la ECP.

Potencia media de salida A continuación, se determina la expresión de la potencia media de salida cuando se utiliza la ECP. Para ello, se utilizan las expresiones de la corriente i_L obtenidas previamente en función de la tensión en el primario del transformador.

Para determinar la potencia media de salida, para el caso ideal en que el convertidor no posee pérdidas, puede resolverse la siguiente integral

$$P_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_{T1}(\theta) i_L(\theta) d\theta, \quad (3.52)$$

donde

$$v_{T1}(\theta) = \begin{cases} V_1|_{(0 < \theta < \alpha)} & \text{si } (d < 1) \\ V_1|_{(0 < \theta < \pi)} & \text{si } (d > 1) \end{cases} \quad (3.53)$$

Extensión del rango de operación con conmutación suave

e $i_L(\theta)$ está representada por las expresiones definidas anteriormente, para cada uno de los casos presentados. Resolviéndose la integral puede obtenerse la siguiente expresión

$$P_0 = \frac{V_1^2 d (2\delta m \pi - 2\delta^2 - \pi^2 m^2 + \pi^2 m)}{2\omega L \pi}, \quad (3.54)$$

cuando $\delta > 0$ y

$$P_0 = \frac{V_1^2 dm (\pi + 2\delta - m\pi)}{2\omega L}, \quad (3.55)$$

cuando $\delta < 0$, donde m es el índice de modulación del puente que se modula definido como

$$m = \frac{\tau}{\pi}. \quad (3.56)$$

Las ecuaciones (3.54) y (3.55) son válidas para los modos de operación reductor y elevador cuando se utiliza la ECP. De estas relaciones, puede deducirse que la potencia media transferida puede controlarse por medio de las variables δ y m , las cuales serán utilizadas posteriormente como las variables manipuladas del algoritmo de control.

En la Fig. 3.13 se muestra la potencia media de salida en función de δ , con m como parámetro. La potencia de salida mostrada está normalizada con respecto a la potencia base definida como $P_b = V_1^2/(\omega L)$ [41].

En esta figura puede observarse que para el caso particular en que $m = 1$ (ECC), la potencia de salida evoluciona desde cero hasta su valor máximo, cuando δ varía desde $0^\circ \rightarrow 90^\circ$. Cuando $m < 1$ (ECP), la potencia de salida evoluciona desde cero para $\delta < 0^\circ$ hasta un valor menor que el máximo obtenido utilizando la ECC, lo

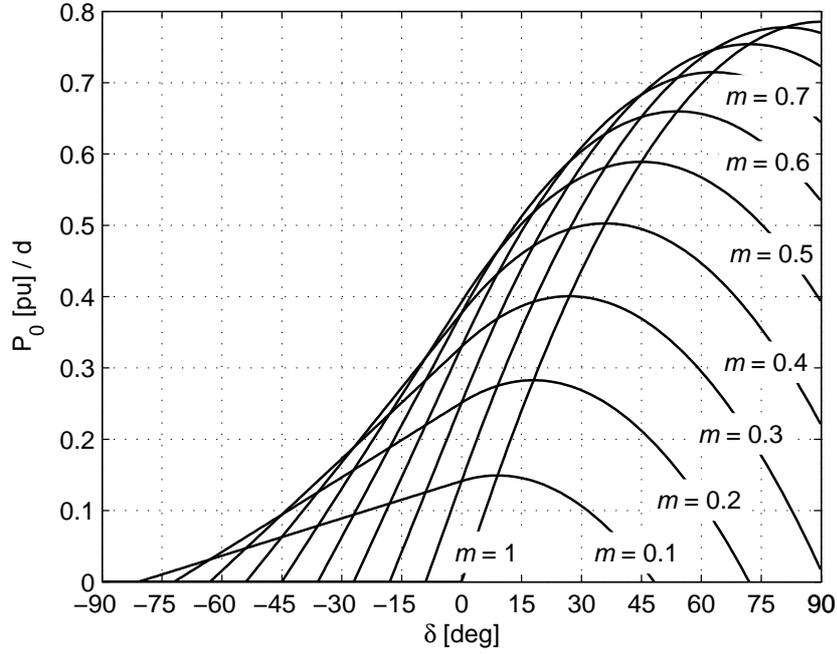


Figura 3.13: Potencia de salida en función del ángulo de fase δ , para ambas estrategias de conmutación, con m como parámetro.

cual se justifica por el hecho que la tensión eficaz de la tensión modulada es inferior a la que se obtiene cuando $m = 1$.

Para determinar el valor máximo de la potencia que puede transferirse para cada valor de m , y el ángulo δ para el cual ocurre, se iguala a cero la derivada de (3.54), obteniéndose

$$\frac{\partial P_0}{\partial \delta} = 0 = \frac{V_1^2 d (m\pi - 2\delta)}{\omega L \pi}. \quad (3.57)$$

De la última ecuación pueden despejarse los valores de δ para los cuales ocurren los máximos de P_0 para cada valor de m , siendo

$$\delta = \frac{1}{2} m\pi. \quad (3.58)$$

La potencia máxima de salida, en función de m , se puede obtener reemplazando (3.58) en (3.54) obteniéndose

$$P_{o\text{máx}} = \frac{V_1^2 d\pi m (2 - m)}{4\omega L}. \quad (3.59)$$

La ecuación (3.58) también determina el mínimo valor de m que puede aplicarse, para cada potencia de salida, siendo

$$m_{\text{mín}} = \frac{2\delta}{\pi}. \quad (3.60)$$

El análisis realizado en esta Sección demostró que utilizando la ECP hay diferentes posibles combinaciones de las variables δ y m para transferir la misma potencia. Posteriormente, basado en estas relaciones, se propondrá un algoritmo de control para determinar los valores de δ y m que permitan transferir la potencia requerida.

3.3.2. Límites de conmutación suave con la estrategia propuesta

A continuación, se determina la región de operación con conmutación suave del CPDA cuando se utiliza la ECP. Para ello, pueden evaluarse las condiciones (3.1) y (3.2) con las expresiones de la corriente i_L obtenidas en la Sección 3.3.1, para modo reductor y para modo elevador.

El análisis se realizará únicamente para la condición en que se transfiere potencia desde V_1 hacia V_2 y se tiene desfase entre las tensiones a bornes del transformador positivo ($\delta > 0$), ya que para desfase negativo, la fase de la corriente i_L nunca puede estar entre las fases de las tensiones v_{T1} y v_{T2} , no pudiendo cumplirse las condiciones de conmutación suave impuestas por (3.1) y (3.2).

Restricciones de conmutación suave utilizando la ECP en modo reductor

Las restricciones correspondientes al puente P_2 , se pueden obtener reemplazando

(3.39) en (3.36), con $\theta = \delta$ y evaluando (3.1) como

$$i_L(\delta) = \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) \delta + \left(\frac{\pi V_2 - 2V_2\delta - V_1 m \pi}{2\omega L} \right) > 0. \quad (3.61)$$

Resolviendo (3.61) para δ , se obtiene

$$\delta > \frac{\pi}{2} (m - d), \quad (3.62)$$

donde d es la relación entre tensiones.

De manera similar, pueden determinarse las restricciones correspondientes al puente P_1 , utilizando (3.36), (3.37), (3.38) y (3.39), con la condición (3.2), obteniéndose

$$\begin{aligned} i_L(\pi) = \left(\frac{-V_2}{\omega L} \right) (\pi - m\pi) + \left(\frac{V_1 - V_2}{\omega L} \right) (m\pi - \delta) + \\ + \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) \delta + \left(\frac{\pi V_2 - 2V_2\delta - V_1 m \pi}{2\omega L} \right) > 0. \end{aligned} \quad (3.63)$$

Resolviendo (3.63) para δ , se obtiene

$$\delta > \frac{\pi}{2d} (d - m). \quad (3.64)$$

De las restricciones (3.62) y (3.64) puede deducirse que el CPDA puede operar con conmutación suave en ambos puentes, para $\delta > 0$, seleccionando $m = d$, cuando el CPDA opera en modo reductor.

Restricciones de conmutación suave utilizando la ECP en modo elevador

De manera similar que para el modo reductor, las restricciones correspondientes al

Extensión del rango de operación con conmutación suave

punto P_2 pueden obtenerse reemplazando (3.43) en (3.40), con $\theta = \delta$ y reemplazando en (3.1) puede obtenerse

$$i_L(\delta) = \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) \delta + \left(\frac{V_1 (m\pi d - 2d\delta - \pi)}{2\omega L} \right) > 0. \quad (3.65)$$

Resolviendo (3.61) para δ , se obtiene

$$\delta > \frac{\pi}{2} (1 - dm). \quad (3.66)$$

De manera similar se pueden determinar las restricciones correspondientes al punto P_1 , utilizando (3.40), (3.41), (3.42) y (3.43), con la condición (3.2), obteniéndose

$$\begin{aligned} i_L(\pi) = & \left(\frac{V_1 - V_2}{\omega L} \right) (m\pi - \delta) + \left(\frac{V_1}{\omega L} \right) (\pi - m\pi) + \\ & + \left(\frac{V_1 + V_2}{\omega L} \right) \delta + \left(\frac{V_1 (m\pi d - 2d\delta - \pi)}{2\omega L} \right) > 0. \end{aligned} \quad (3.67)$$

Resolviendo (3.63) para δ , se obtiene

$$\delta > \frac{\pi}{2d} (dm - 1). \quad (3.68)$$

De las restricciones (3.66) y (3.68) puede deducirse que el CPDA puede operar con conmutación suave para $\delta > 0$ en ambos puentes seleccionando $m = 1/d$, cuando el CPDA opera en modo elevador.

De esta manera, las desigualdades (3.62), (3.64), (3.66) y (3.68), resumidas en la Tabla 3.2, determinan las restricciones de operación con conmutación suave para los modos reductor y elevador, en ambos puentes, cuando se utiliza la ECP.

En las figuras 3.14 y 3.15 se muestra la evolución de la potencia transferida en función de δ , con m como parámetro, para dos condiciones de operación de un CPDA particular, una en modo reductor ($d = 0.5$) y otra en modo elevador ($d = 2.0$). En estas figuras se indican con línea llena las potencia de salida para las cuales el convertidor opera con conmutación suave, mientras que en línea de trazos las potencia de salida para las cuales el convertidor opera con conmutación dura.

Puede observarse que para ambos casos, $d = 0.5$ y $d = 2.0$, el índice de modulación para el cual se cumplen las condiciones de conmutación suave en ambos puentes para valores de $\delta \geq 0$ es $m = 0.5$, según puede determinarse de las restricciones de la Tabla 3.2. Para los índices de modulación $m \neq 0.5$, el convertidor sólo puede operar con conmutación suave para un valor de δ mayor que cero. Además, puede observarse que utilizando la ECP, con $m = 0.5$, se consigue incrementar la potencia de salida que puede obtenerse con conmutación suave alrededor de un 25% en ambos casos.

De la misma manera que en la Sección 3.2 se mostraron los límites de las regiones de conmutación suave correspondientes a la ECC, en un nomograma que relaciona la tensión de salida con la corriente de salida, las restricciones de la Tabla 3.2 se pueden utilizar para mostrar en una figura similar los límites de la nueva región de operación con conmutación suave utilizando la ECP.

Tabla 3.2: RESTRICCIONES DE CONMUTACIÓN SUAVE CUANDO SE UTILIZA LA ECP.

Modo	$P_1 (i_L(\pi) > 0)$	$P_2 (i_L(\delta) > 0)$
Reductor	$\delta > \frac{\pi}{2d} (d - m)$	$\delta > \frac{\pi}{2} (m - d)$
Elevador	$\delta > \frac{\pi}{2d} (dm - 1)$	$\delta > \frac{\pi}{2} (1 - dm)$

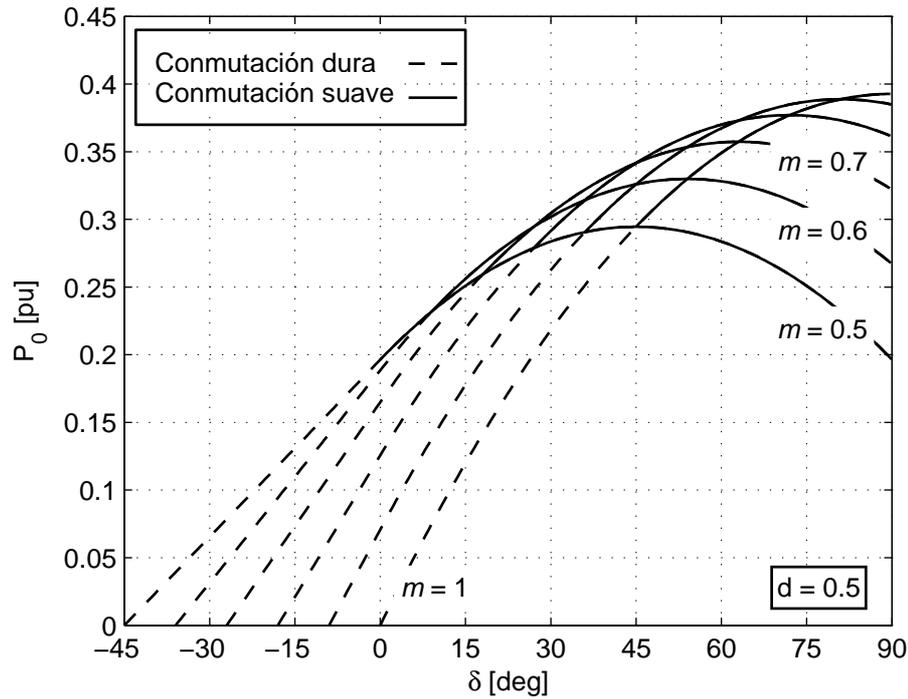


Figura 3.14: Potencia transferida en función de δ para $d = 0,5$ y con m como parámetro.

En la Fig. 3.16 se muestran los límites de la región de operación con conmutación suave utilizando la ECP. La principal contribución de la estrategia propuesta en esta Tesis puede ser deducida de esta figura. El área A representa la región de operación con conmutación suave y el área B+C la región de operación con conmutación dura utilizando la ECC. En la misma figura, el área A+B representa la región de operación con conmutación suave utilizando la ECP. De esta manera, el área B representa la extensión del rango de operación cuando se utiliza la ECP en lugar de la ECC. Por otro lado, el área C, se corresponde a la región de operación con conmutación dura para ambas estrategias. Los límites de las regiones B y C se obtienen evaluando (3.52) con $\delta = 0$ y $m = d$ ($d < 1$) o $m = 1/d$ ($d > 1$).

En la siguiente Sección se propone un nuevo algoritmo de control del flujo de energía, para transferir la potencia requerida con conmutación suave en el mayor rango de operación posible, basado en el análisis desarrollado en esta Sección.

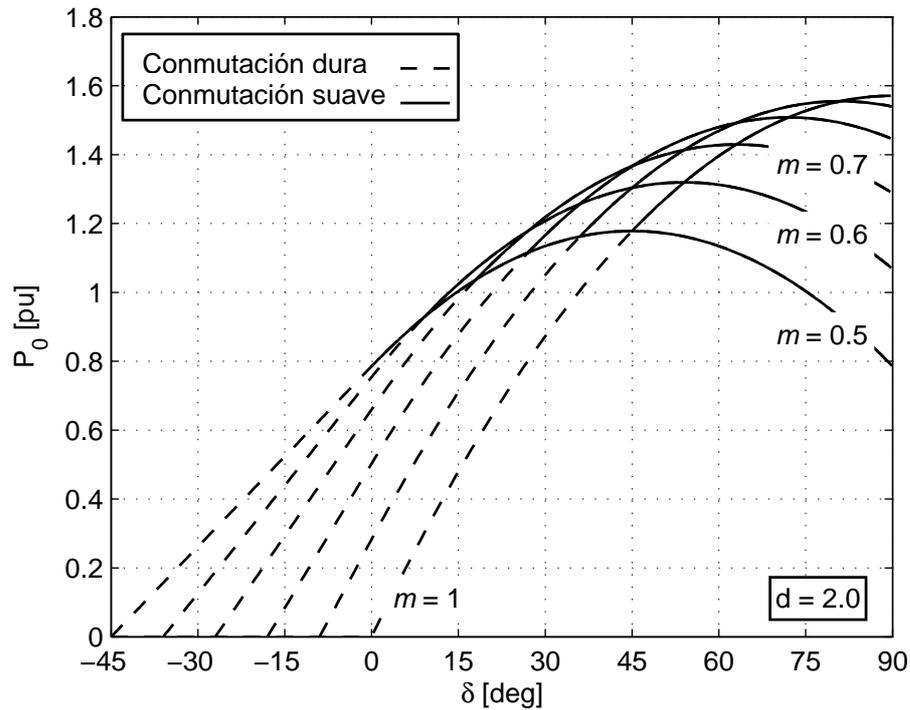


Figura 3.15: Potencia transferida en función de δ para $d = 2,0$ y con m como parámetro.

3.4. ALGORITMO DE CONTROL DEL FLUJO DE ENERGÍA

En la sección anterior se obtuvo la expresión de la potencia de salida en función de las variables manipuladas, δ y m , y de la relación entre las tensiones con las que debe operar el convertidor, d , cuando se utiliza la ECP, mostrándose que una misma potencia puede obtenerse con diferentes combinaciones de las variables manipuladas.

En esta sección se proponen dos algoritmos para controlar la potencia de salida del convertidor estableciendo las referencias de las variables δ y m , en función de la potencia requerida, P_0 , y de la relación entre tensiones, d .

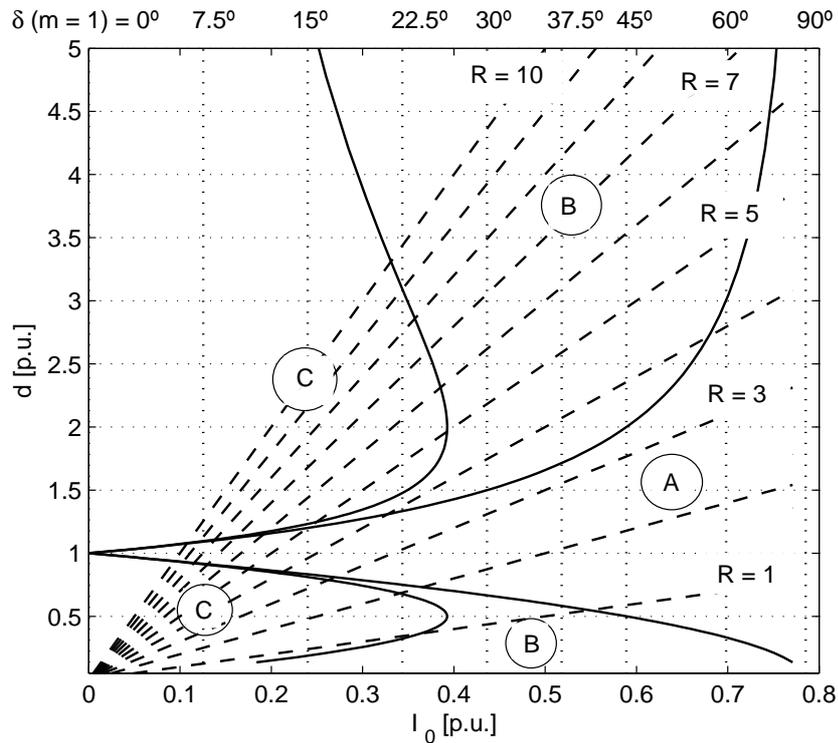


Figura 3.16: Regiones de conmutación suave en función de la relación entre tensiones y la corriente de salida, para diferentes valores de la carga normalizada. (A) es la región de conmutación suave y (B+C) de conmutación dura usando la ECC. (B) representa la extensión del rango de operación suave usando la ECP.

3.4.1. Algoritmo 1

A continuación, se propone un algoritmo para establecer las referencias de las variables δ y m , en función de la potencia requerida, P_0 , y de la relación entre tensiones, d , para conseguir los siguientes objetivos:

- Controlar el CPDA para transferir la potencia requerida y
- operar el convertidor con conmutación suave en el mayor rango de operación posible.

En función de las restricciones dadas en la Tabla 3.2, cuando el punto de operación del convertidor pertenece a la región A de la Fig. 3.16, el mismo opera con

conmutación suave con ambas estrategias de control de conmutación, pudiendo seleccionarse $m = 1$ y determinar δ en función de la potencia requerida lo que permite transferir la mayor potencia. La referencia de δ puede despejarse de (2.10) como

$$\delta = \frac{\pi}{2} - \frac{\sqrt{((V_1 d \pi)^2 - 4P_0 d \omega L \pi)}}{2V_1 d}. \quad (3.69)$$

Los límites entre las regiones A y B de la Fig. 3.16 están dados por las restricciones que se muestran en la Tabla 3.1. Cuando δ disminuye del límite indicado, el CPDA pasa a operar en la región B de la Fig. 3.16 y el convertidor opera con conmutación dura para $m = 1$ y con conmutación suave para determinados valores de $m < 1$.

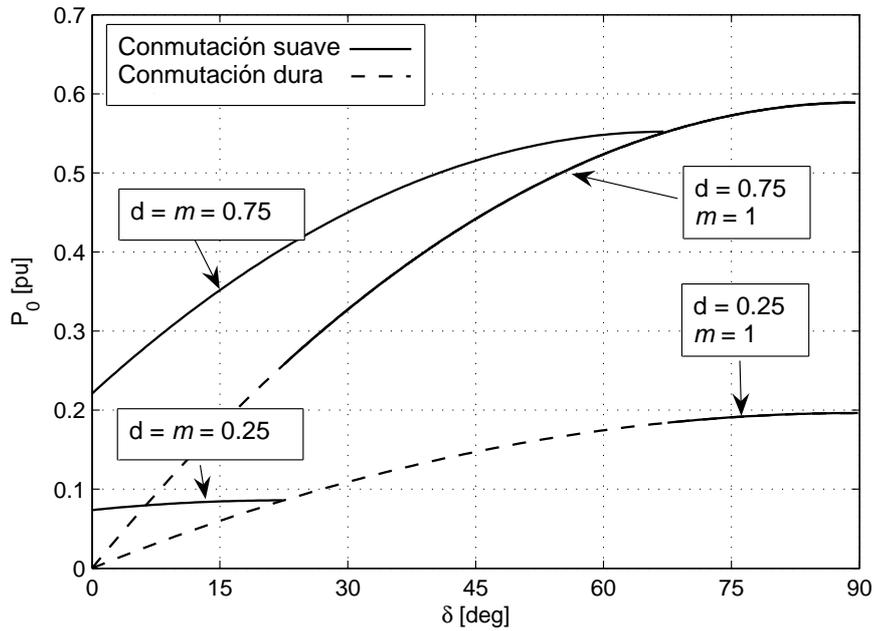
A partir de las restricciones de la Tabla 3.2, puede seleccionarse $m = d$, para modo reductor, y $m = 1/d$, para modo elevador, para poder operar el convertidor con conmutación suave a partir de $\delta > 0$.

En la Fig. 3.17 se muestra la evolución de la potencia de salida en función del ángulo δ , en modo reductor y en modo elevador. En esta figura, se muestra la potencia de salida para dos índices de modulación, $m = 1$ y $m = d$ si $d < 1$, ó $m = 1/d$ si $d > 1$, para cada valor de d constante. Con líneas a trazos se indica la operación con conmutación dura y con líneas llenas la operación con conmutación suave.

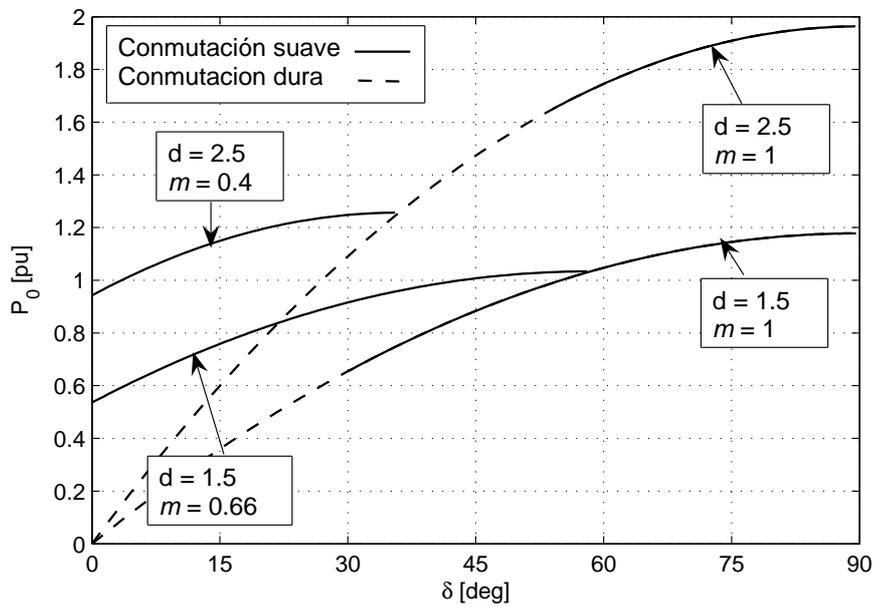
En esta figura puede observarse que para determinados valores de d no se puede obtener potencia con conmutación suave para ($0^\circ < \delta < 90^\circ$), ya que para algunos valores de P_0 el CPDA opera con conmutación dura utilizando ambos índices de modulación. Esta condición se muestra en la figura para los valores de $d = 0,25$, para modo reductor, y $d = 2,5$, para modo elevador.

Para operar el convertidor con conmutación suave a partir de $\delta > 0$, el mínimo índice de modulación que se aplica es igual a $m = d$, para reductor, y $m = 1/d$, para elevador. Sin embargo, para operar el convertidor con conmutación suave en

Extensión del rango de operación con conmutación suave



(a)



(b)

Figura 3.17: Región de conmutación suave en la potencia de salida en función de δ .

(a) Modo reductor; (b) Modo elevador

toda la región B de la Fig. 3.16, es necesario modificar el valor de m en función de la potencia requerida.

El siguiente análisis permite obtener las variables δ y m que permitan operar el convertidor con conmutación suave en la región B para los modos de operación reductor y elevador.

Cuando el convertidor opera en modo reductor y para poder operar el convertidor con conmutación suave, es necesario cumplir con las restricciones conmutación suave, para lo cual puede despejarse el valor de m de (3.64) como

$$m = \frac{2\delta + \pi d}{\pi} \quad (3.70)$$

y reemplazándolo en (3.54), se obtiene

$$P_0 = \frac{V_1^2 d (\pi^2 d + 2\delta\pi - \pi^2 d^2 - 2\delta\pi d - 2\delta^2)}{2\omega L \pi}. \quad (3.71)$$

La última ecuación expresa la potencia de salida cuando el convertidor opera con conmutación suave dentro de la región B de la Fig. 3.16, en modo reductor. De esta ecuación puede obtenerse δ como

$$\delta = \frac{d\pi V_1^2 (1 - d) - \sqrt{d\pi V_1^2 (d\pi V_1^2 - d^3\pi V_1^2 - 4P_0\omega L)}}{2dV_1^2}. \quad (3.72)$$

Así, las relaciones (3.70) y (3.72) determinan el valor de las variables manipuladas para operar el convertidor con conmutación suave dentro de la región B en modo reductor.

Al igual que el caso anterior, cuando el convertidor opera en modo elevador y para poder operar el convertidor con conmutación suave, es necesario cumplir con las restricciones de conmutación suave, para lo cual puede despejarse el valor de m de (3.66) como

$$m = \frac{2d\delta + \pi}{\pi d} \quad (3.73)$$

y reemplazándolo en (3.54), se obtiene

$$P_0 = \frac{V_1^2 (2d^2\delta (\pi - \delta) + d\pi (\pi - 2\delta) - \pi^2)}{2d\omega L\pi}. \quad (3.74)$$

De la última ecuación puede obtenerse δ para operar el convertidor con conmutación suave dentro de la región B de la Fig. 3.16, en modo elevador, como

$$\delta = \frac{d\pi V_1^2 (d - 1) - \sqrt{d^2\pi V_1^2 ((d^2 - 1)\pi V_1^2 - 4P_0d\omega L)}}{2d^2V_1^2}. \quad (3.75)$$

Las relaciones (3.73) y (3.75) determinan el valor de las variables manipuladas para operar el convertidor con conmutación suave dentro de la región B en modo elevador.

Los límites de la región B con la región C de la Fig. 3.16 están dados por las restricciones que se muestran en la Tabla 3.2. Cuando δ disminuye del límite indicado, el punto de operación del convertidor pertenece a la región C de la Fig. 3.16 y el convertidor opera con conmutación dura para ambas estrategias: ECC y ECP.

Así, la variable m puede mantenerse en el último valor y δ se despeja de (3.55) como

$$\delta = \frac{dm\pi V_1^2 (-1 + m) + 2P_0\omega L}{2dmV_1^2}. \quad (3.76)$$

Así, con las ecuaciones obtenidas se puede determinar el valor de las variables δ y m para cada una de las regiones de operación del convertidor. El Algoritmo de control requiere la implementación de los siguientes pasos.

1. Determinar a qué región de operación, A, B o C de la Fig. 3.16, pertenece el punto de operación del CPDA, en función de P_0 y d requeridos. Para ello,

calcular $\delta = \delta_1$ cuando se utiliza la ECC de (3.69).

- a) Si $\delta_1 \geq \delta_2$, donde δ_2 determina el límite entre las regiones A y B de la Fig. 3.16 dado por restricciones de la Tabla 3.1, entonces el punto de operación del CPDA pertenece a la región A de la Fig. 3.16.
 - b) Si $\delta_1 < \delta_2$, entonces el punto de operación del CPDA pertenece a la región B+C de la Fig. 3.16, pudiendo determinarse a cuál de las dos últimas regiones pertenece. Los límites de estas dos regiones se determinan evaluando δ_3 de las restricciones de la Tabla 3.2 con $m = d$, si $d < 1$, o $m = 1/d$, si $d > 1$.
 - c) Si $\delta_1 \geq \delta_3$, entonces el punto de operación del CPDA pertenece a la región B de la Fig. 3.16, caso contrario el punto de operación del CPDA pertenece a la región C de la misma figura.
2. Cuando el punto de operación del convertidor pertenece a la región A de la Fig. 3.16, seleccionar $m = 1$ y $\delta = \delta_1$.
 3. Cuando el punto de operación del convertidor pertenece a la región B de la Fig. 3.16, en modo de operación reductor seleccionar $m = d$ y δ igual a (3.72) y en modo elevador $m = 1/d$ y δ igual a (3.75).
 4. Cuando el punto de operación del convertidor pertenece a la región C de la Fig. 3.16, en modo de operación reductor seleccionar $m = d$ y δ igual a (3.76) y en modo elevador $m = 1/d$ y δ igual a (3.76).

En la Tabla 3.3 se resumen la ecuaciones utilizadas por el Algoritmo 1 en cada región de operación.

En la Fig. 3.18 se muestra con línea llena la potencia de salida en función del ángulo δ , utilizando el Algoritmo 1. Para cada valor de $d = cte$, se muestra la evolución de la potencia para dos índices de modulación, $m = 1$, cuando el punto de operación pertenece a la región A de la Fig. 3.16 y $m = m_c$, donde m_c está dado en la Tabla 3.3 para cada modo de operación, cuando el punto de operación pertenece

a la región B de la Fig. 3.16. Para simplificar la gráfica, en esta figura no se incluye la potencia de salida correspondiente a la región C que corresponde a conmutación dura.

3.4.2. Algoritmo 2

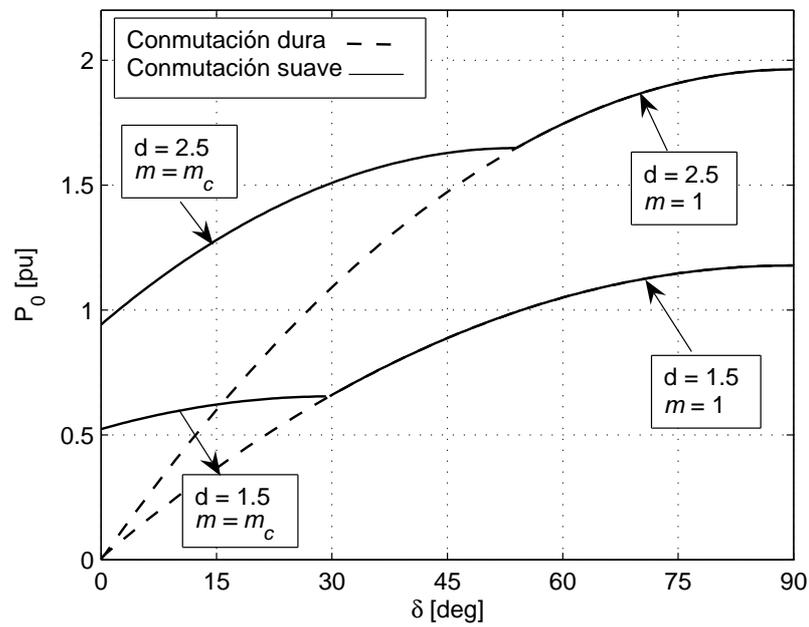
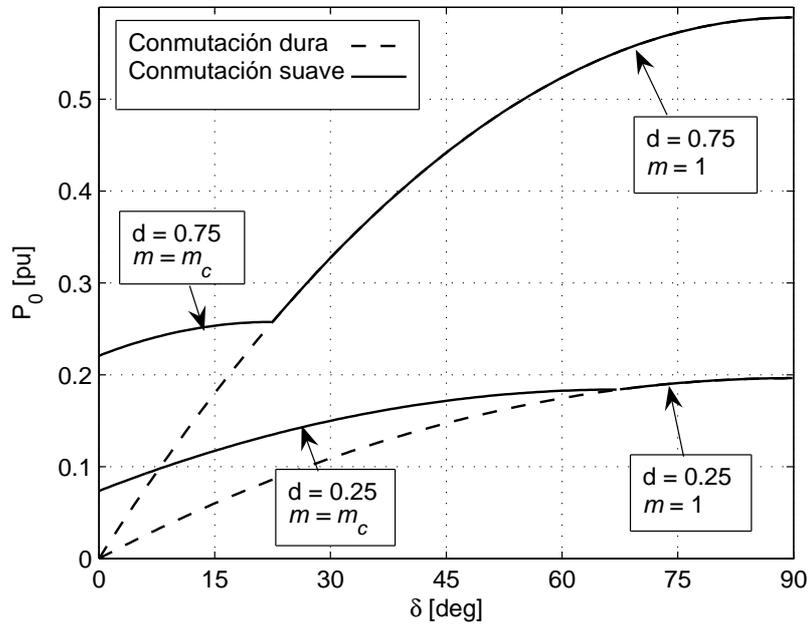
El algoritmo anterior permite determinar las variables δ y m para operar el convertidor con conmutación suave dentro de la región A+B de la Fig. 3.16. En la Sección 3.3.1 se demostró que una misma potencia de salida puede obtenerse para diferentes combinaciones de las variables δ y m , sugiriendo la posibilidad de seleccionar la combinación más adecuada de las mismas.

En esta Sección se propone un algoritmo de control, el cual permite seleccionar las variables δ y m que minimizen la potencia reactiva que se produce por efecto de la inductancia de dispersión del transformador. De esta manera, los objetivos que se buscan cumplir con el Algoritmo 2 son los siguientes:

- Controlar el CPDA para transferir la potencia requerida,
- operar el convertidor con conmutación suave en el mayor rango de operación posible y

Tabla 3.3: DETERMINACIÓN DE LAS VARIABLES δ Y m PARA CADA REGIÓN DE OPERACIÓN UTILIZANDO EL ALGORITMO 1.

Región de operación	δ	m
A	Ec. (3.69)	1
B ($d < 1$)	Ec. (3.72)	Ec. (3.70)
B ($d > 1$)	Ec. (3.75)	Ec. (3.73)
C ($d < 1$)	(3.76)	d
C ($d > 1$)	(3.76)	$1/d$



(b)

Figura 3.18: Potencia de salida en función de δ , para diferentes valores de m , utilizando el Algoritmo 1.

- minimizar la potencia reactiva transferida.

Se define la potencia reactiva, medida a bornes de L , como [68]

$$Q_L = \sqrt{S_L^2 - P_L^2}. \quad (3.77)$$

donde P_L es la potencia media a través de L , igual a cero para un período de conmutación, y S_L es la potencia aparente a través de L determinada como

$$S_L = V_{L \text{ rms}} I_{L \text{ rms}}, \quad (3.78)$$

donde

$$V_{L \text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (v_{T1}(\theta) - v_{T2}(\theta))^2 d\theta} \quad (3.79)$$

y

$$I_{L \text{ rms}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (i_L(\theta))^2 d\theta}. \quad (3.80)$$

Para evaluar las expresiones (3.79) y (3.80) se utilizan las expresiones de la corriente i_L definidas en la Sección 3.3.1 mientras que las tensiones v_{T1} y v_{T2} se expresan como

$$v_{T1}(\theta) = \begin{cases} V_1 & (0 < \theta < \alpha) \\ 0 & (\alpha < \theta < \pi) \end{cases} \quad (3.81)$$

para modo reductor y

$$v_{T1}(\theta) = V_1 \quad (0 < \theta < \pi) \quad (3.82)$$

para modo elevador. Mientras que v_{T2} se puede expresar como

$$v_{T2}(\theta) = \begin{cases} -V_2 & (0 < \theta < \delta) \\ V_2 & (\delta < \theta < \pi) \end{cases} \quad (3.83)$$

para modo reductor y

$$v_{T2}(\theta) = \begin{cases} -V_2 & (0 < \theta < \delta) \\ 0 & (\delta < \theta < \alpha) \\ V_2 & (\alpha < \theta < \pi) \end{cases} \quad (3.84)$$

para modo elevador.

Con estas relaciones se puede evaluar (3.77) obteniéndose lo siguiente:

Potencia reactiva en modo reductor

$$Q_L = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(\sqrt{\left(V_1 \left(d^5 (\pi V_1)^3 + dm\pi V_1^2 \left(-2\sqrt{b}\pi (1-m) + (m\pi)^2 V_1 \right) + \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + d^3 V_1^2 \left(-2\sqrt{b}(m\pi)^2 + m\pi^2 \left(4\sqrt{b} - 3m\pi V_1 \right) + \pi^2 \left(-6\sqrt{b} + 9m\pi V_1 \right) \right) \right) \right. \right. \\ \left. \left. \left. + 4\omega L\pi P_0 \left(\sqrt{b} + d^2 \left(\sqrt{b} - 3\pi V_1 - 3m\pi V_1 \right) \right) \right) \right) / (d\pi(\omega L)^2) \right) \quad (3.85)$$

donde $b = d(d\pi^2(2-m)mV_1^2 - 4\omega L\pi P_0)$.

La potencia reactiva en modo elevador se puede expresar como,

$$Q_L = \frac{1}{2\sqrt{3}} \left(\sqrt{\left(V_1 \left(d^5 (\pi V_1)^3 + dm\pi^3 V_1^2 \left(2\sqrt{b}(-3 + 2m - m^2) + \pi V_1 \right) - \right. \right. \right.} \\ \left. \left. \left. - d^3 m\pi V_1^2 \left(2\sqrt{b}\pi + 2\sqrt{b}m\pi - 9\pi^2 V_1 + 3m\pi^2 V_1 \right) \right) \right.} \\ \left. \left. \left. + 4\omega L\pi P_0 \left(\sqrt{b} + d^2 \left(\sqrt{b} - 3\pi V_1 - 3m\pi V_1 \right) \right) \right) \right) / (d\pi(\omega L)^2) \right) \quad (3.86)$$

En la Fig. 3.19 se muestra el resultado de evaluar (3.86) en función de m y d , para una potencia de salida constante utilizando los parámetros del convertidor implementado según se describe en el Apéndice A, correspondiente a funcionamiento en modo elevador.

La Fig. 3.19 muestra que, para cada valor de d , la superficie que representa la potencia reactiva posee un mínimo que depende de un dado valor de m , lo que sugiere implementar una estrategia de control que minimice la potencia reactiva. Dicha estrategia deberá basarse en la determinación del índice de modulación, en función de P_0 y d , para el cual el convertidor minimiza la potencia reactiva.

El valor de m que minimiza la potencia reactiva, $m_{Q\text{mín}}$, puede obtenerse igualando la derivada primera de (3.85) y (3.86) con respecto a m , para cada valor de P_0 y d , resultando lo siguiente:

Modo reductor

$$\frac{\partial Q_L}{\partial m} = 0 = \sqrt{3}V_1^2 \left(\sqrt{b} (d^2\pi^2 (3 - 2m) V_1^2 + (m\pi)^2 V_1^2 - 4d\omega L\pi P_0) + \right. \\ \left. + 2dV_1 \left(-(d\pi)^3 (1 - m)^3 V_1^2 + dm\pi^3 (1 - m + m^2) V_1^2 + \right. \right. \quad (3.87) \\ \left. \left. 2d^2\omega L\pi P_0 (-\pi + m\pi) + 2\omega L\pi^2 P_0 (1 + m) \right) \right).$$

Modo elevador

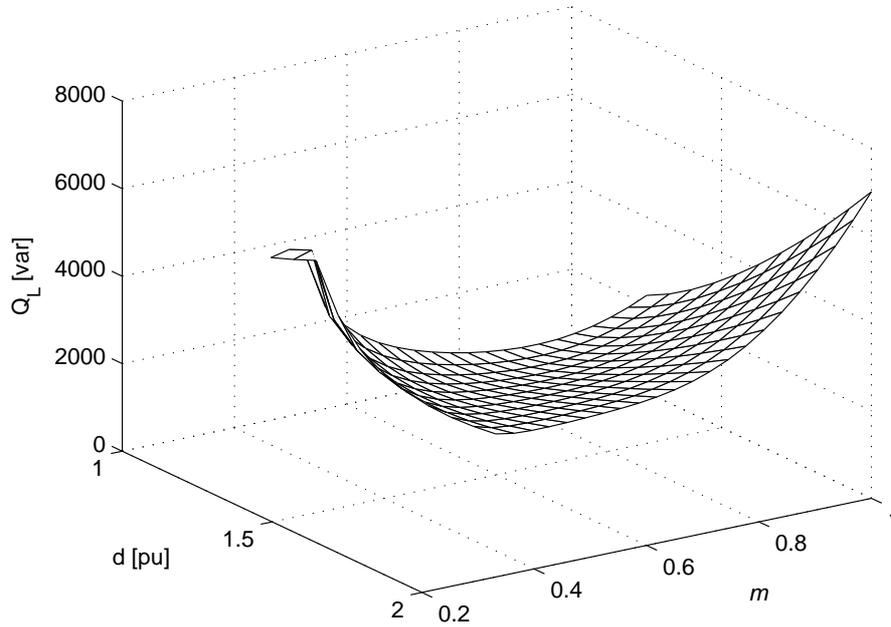


Figura 3.19: Potencia reactiva en función de m y d para una potencia de salida constante de 2kW, cuando el CPDA opera en modo elevador.

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial Q_L}{\partial m} = 0 = & 3d^2V_1^2 \left(dV_1^2 \left(\sqrt{b}\pi^2 (3 - 2m) - 2V_1\pi^3(1 - m)^3 \right) \right) + \\
 & + d^3m\pi V_1^2 \left(\sqrt{b}m\pi - 2V_1\pi^2 (1 + m - m^2) \right) + \\
 & + 4\omega LP_0\pi \left(d^2\pi V_1 (1 - m) - \left(\sqrt{b} + V_1\pi (1 - m) \right) \right).
 \end{aligned} \tag{3.88}$$

La solución de (3.87) y (3.88) puede hallarse por medio de algún algoritmo que resuelva raíces de ecuaciones no lineales.

Con ello, el Algoritmo 2 requiere la implementación de los siguientes pasos:

1. Resolver (3.87) o (3.88), según corresponda, en función de la potencia requerida, P_0 , y de la relación entre tensiones d , para determinar $m_{Q\text{mín}}$.
2. Reemplazar el $m = m_{Q\text{mín}}$, d y P_0 en (3.72) para determinar δ .

La Fig. 3.20 muestra las curvas de nivel que indican el valor de $m_{Q\text{mín}}$ calculado con el Algoritmo 2 en función de P_0 y d , dentro de la región de operación con conmutación suave.

3.5. RESULTADOS

En las Secciones anteriores se desarrolló el análisis del funcionamiento del CPDA, que permitió obtener los límites de operación con conmutación suave cuando se utiliza la estrategia de conmutación convencional y la propuesta en este trabajo de tesis. Ahora, para corroborar los análisis teóricos realizados anteriormente se presentan resultados de simulación y experimentales utilizando ambas estrategias.

Por medio de la simulación se busca corroborar los límites de operación con conmutación suave, para los modos de operación elevador y reductor, utilizando ambas estrategias de conmutación, ECC y ECP.

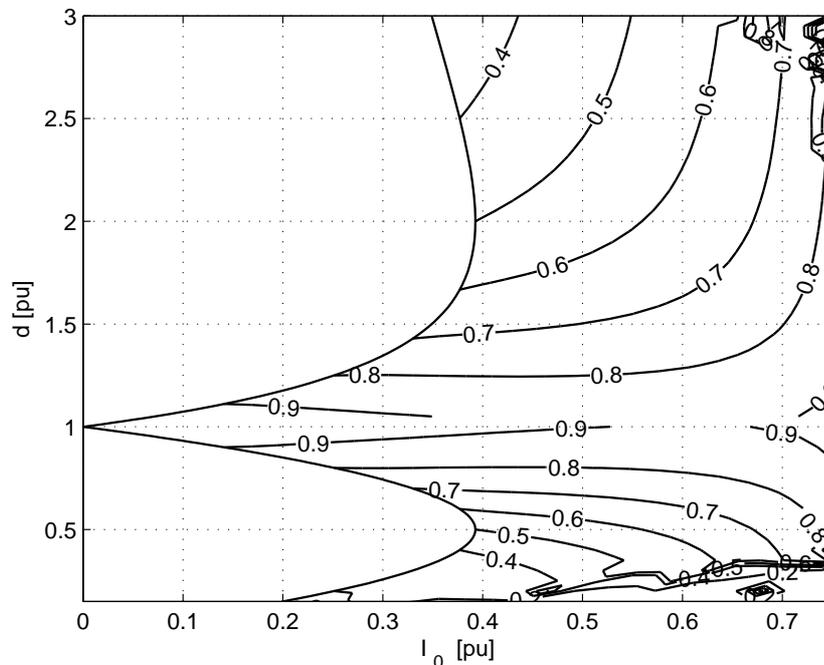


Figura 3.20: Curvas de nivel dentro de la región de conmutación suave que indican el $m = m_{Q\text{mín}}$ que minimiza la potencia reactiva.

Los resultados experimentales muestran el rendimiento de todo el sistema, para diferentes condiciones de operación, correspondientes al prototipo de convertidor implementado.

3.5.1. Resultados de simulación

Con el objetivo de verificar que utilizando la ECP se consigue extender la región de operación con conmutación suave, se realizaron simulaciones en diferentes puntos de operación, dentro y fuera de las zonas de conmutación suave determinadas en las secciones 3.2 y 3.3.

Anteriormente, se demostró que si la corriente del transformador se encuentra entre las fases de las tensiones a bornes del mismo, el convertidor opera con conmutación suave en ambos puentes. La señal de encendido de los transistores de potencia debe establecerse cuando la tensión a bornes de los mismos es cero, lo que ocurre cuando se encuentra en conducción el diodo en antiparalelo. Para que el apagado de la llave sea suave, debe encontrarse en conducción el transistor, en lugar del diodo.

Los resultados de simulación muestran las tensiones y corrientes a través del transformador, además de las tensiones y corrientes en las llaves de ambos puentes del convertidor. Se muestran la tensión de compuerta del transistor, que produce la señal de activación y la tensión a bornes de la llave, además de la corriente a través del transistor y del diodo.

La simulación del convertidor se realizó con modelos PSpice. Los resultados se obtuvieron con llaves ideales, donde la señal de control es positiva para encenderlas y nula para apagarlas.

Los parámetros del convertidor, utilizados para la simulación, se corresponden con los del prototipo experimental.

Resultados de simulación utilizando la ECC Los resultados de simulación que se muestran a continuación se corresponden con tres puntos de operación, en

Extensión del rango de operación con conmutación suave

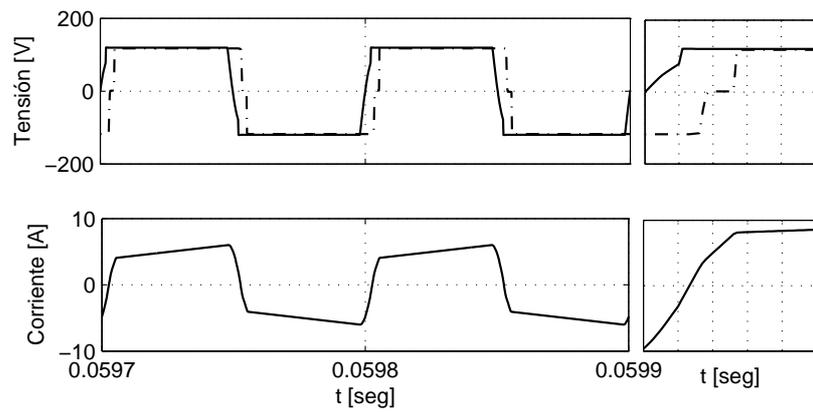
régimen estacionario, del convertidor: dentro de la región de conmutación suave (simulación *A*), en la región de conmutación dura en modo reductor (simulación *B*) y en la región de conmutación dura en modo elevador (simulación *C*). Para cada punto de operación, los parámetros de funcionamiento son los siguientes,

Simulación	Flujo de potencia	R	V_1	δ	d	Condición de δ para obtener ZVS $\delta(d)$
		[pu]	[V]	[deg]	[pu]	
<i>A</i>	$V_1 \rightarrow V_2$	4.00	120	15.0°	0.95	$\delta > 4.5^\circ$
<i>B</i>	$V_1 \rightarrow V_2$	4.00	120	11.5°	0.85	$\delta > 13.5^\circ$
<i>C</i>	$V_1 \rightarrow V_2$	4.00	120	22.5°	1.40	$\delta > 25.5^\circ$

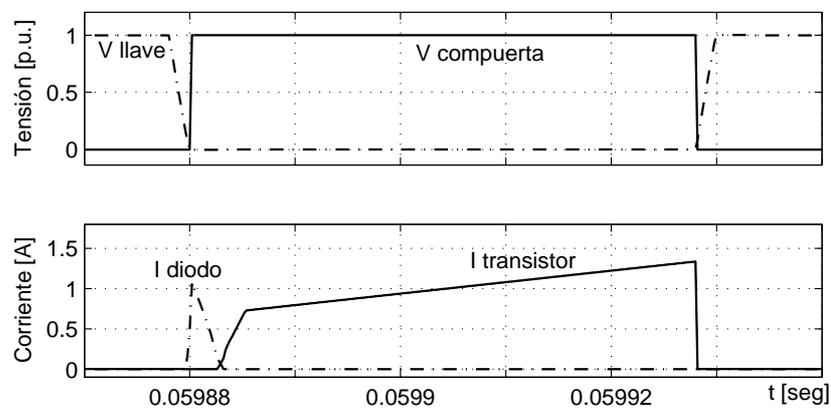
Para las simulaciones *B* y *C* se eligió un valor de δ inferior al valor límite para obtener conmutación suave, resultando la operación del convertidor bajo conmutación dura. Por ello, los resultados de estas simulaciones deben mostrar que se cumplen las condiciones de conmutación suave únicamente en uno de los puentes del convertidor.

La Fig. 3.21(a) muestra las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y la corriente a través del mismo, para la simulación *A*. El cruce por cero de la corriente se encuentra entre los cruces por cero de las tensiones, como se puede apreciar en el detalle ampliado de las fases de las tensiones y corriente. Con esta condición, y de acuerdo al análisis realizado anteriormente, las conmutaciones de las llaves de ambos puentes se realizan con conmutación suave. Para verificarlo, se muestran las tensiones y corrientes en las llaves de ambos puentes.

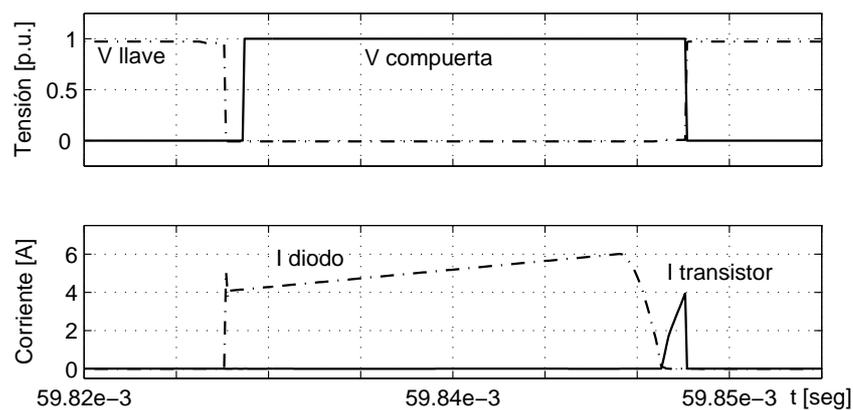
En la Fig. 3.21(b) se muestran las formas de onda de la tensión a bornes de la llave S_{11} y la señal de activación del transistor, ambas en [p.u.], la corriente a través del transistor y la corriente a través del diodo de la misma llave. En esta figura, se puede observar que el diodo entra en conducción, de manera natural, cuando se polariza en directo, ocasionando una disminución de la tensión a bornes de la llave, desde el valor inicial igual a $+V_1$, hasta el mínimo igual a la tensión de conducción del diodo (cero para llaves ideales). La señal de encendido del transistor se establece



(a)



(b)



(c)

Figura 3.21: Resultados de la simulación A; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{21} .

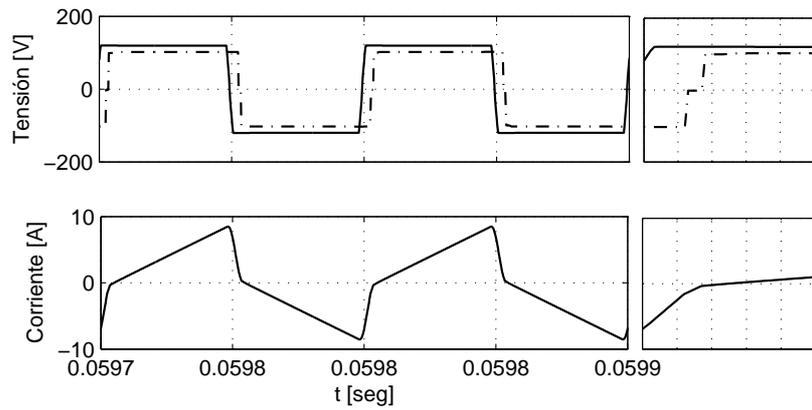
cuando se encuentra en conducción el diodo. Cuando la corriente cruza por cero, ésta se transfiere del diodo al transistor, realizándose el apagado del diodo y el encendido del transistor, de manera natural. El transistor conduce ahora la corriente de carga con una caída de tensión en sus bornes igual a su tensión colector-emisor. En el instante en que el circuito de activación de T_{11} genera la señal de apagado, la corriente del transistor comienza a transferirse al capacitor de conmutación, en paralelo con la llave, hasta anularse. La tensión a bornes de S_{11} comienza a crecer con una pendiente que es función del capacitor de conmutación y la corriente, según se explicó en el Capítulo 2, hasta el valor $+V_1$, siendo el apagado del transistor suave.

En la Fig. 3.21(c) se muestran las formas de onda de la tensión a bornes de la llave S_{21} y la señal de activación del transistor, ambas en [p.u.], la corriente a través del transistor y la corriente a través del diodo de la misma llave. Se puede observar que se cumplen las mismas condiciones de operación de la llave S_{11} explicadas anteriormente.

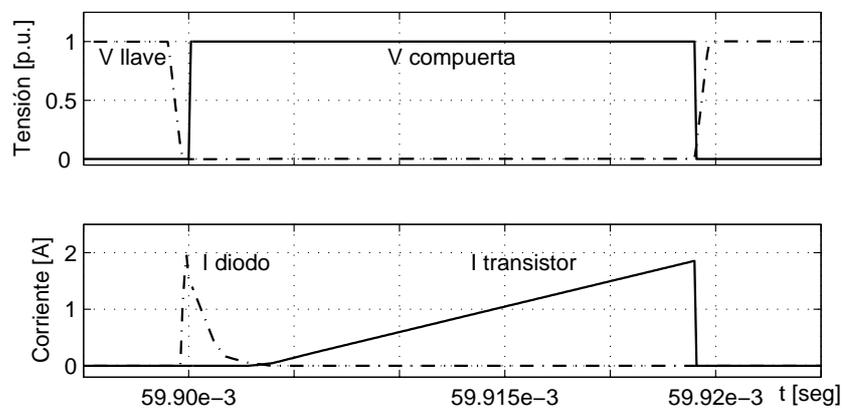
El tiempo de conducción de los diodos del puente P_2 es igual al tiempo de conducción de los transistores del puente P_1 . Cuando se invierte el sentido del flujo de potencia, los tiempos de conducción de cada llave se invierten, siendo el período de conducción de los diodos del puente P_1 igual al de los diodos del puente P_2 para el sentido de flujo de potencia considerado.

La Fig. 3.22(a) muestra las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y la corriente a través del mismo, para la simulación B . La corriente atrasa respecto de las tensiones y, de acuerdo al análisis realizado en el Capítulo 4, las conmutaciones de las llaves del puente P_2 no cumplen las condiciones de conmutación suave, por lo que el convertidor opera en la región de conmutación dura. Para verificarlo, se muestran las tensiones y corrientes en las llaves de ambos puentes.

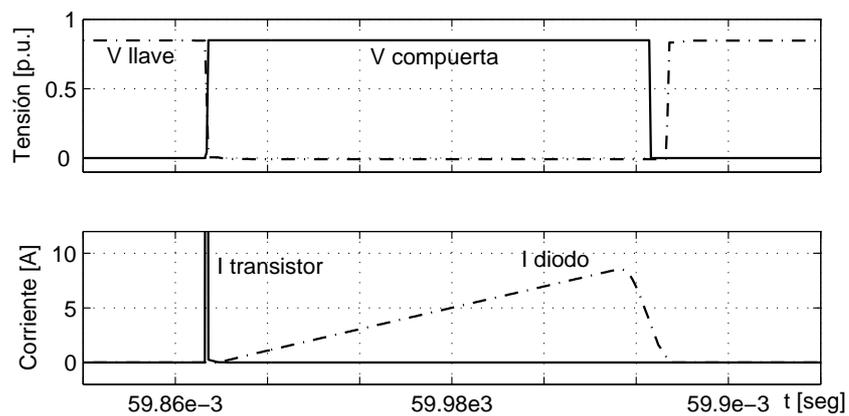
En la Fig. 3.22(b) se muestran las formas de onda de la tensión a bornes de la llave S_{11} y la señal de activación del transistor, ambas en [p.u.], la corriente a través del transistor y la corriente a través del diodo de la misma llave. En esta figura, se puede observar que el diodo entra en conducción de manera natural, disminuyendo



(a)



(b)



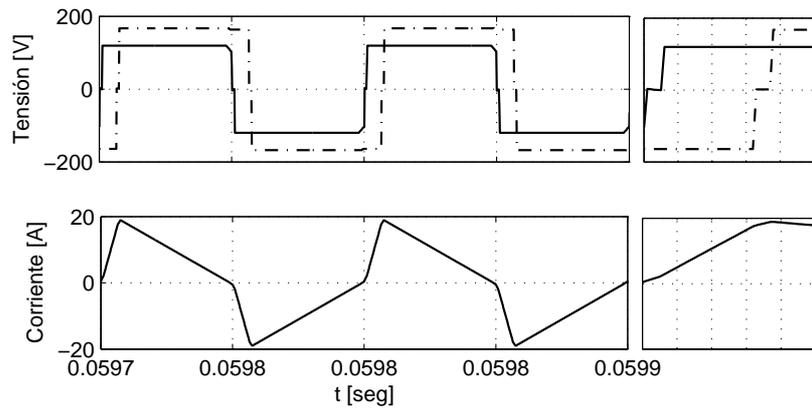
(c)

Figura 3.22: Resultados de la simulación *B*; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{21} .

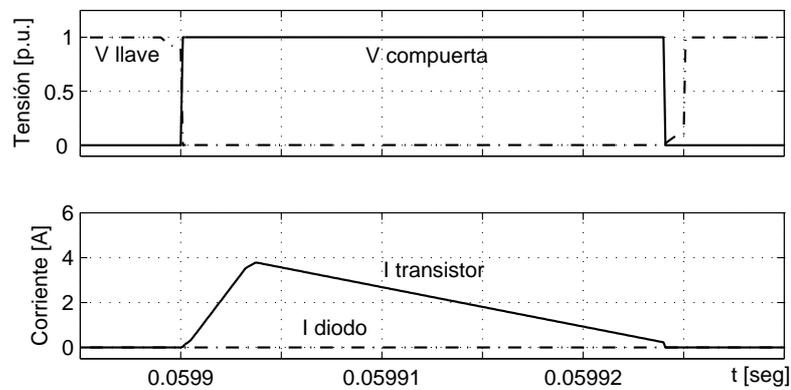
la tensión a bornes de la llave desde el valor inicial igual a $+V_1$ hasta el valor de tensión de conducción del diodo. La señal de encendido del transistor se establece cuando se encuentra en conducción el diodo. Cuando la corriente se anula, ésta se transfiere del diodo al transistor, realizándose el apagado del diodo y el encendido del transistor de manera natural. El transistor conduce ahora la corriente de carga con una caída de tensión en sus bornes igual a su tensión colector-emisor de saturación. En el instante en que el circuito de activación de T_{11} genera la señal de apagado, la corriente del transistor comienza a transferirse al capacitor de conmutación, en paralelo con la llave, hasta anularse. La tensión a bornes de S_{11} comienza a crecer hasta el valor $+V_1$, siendo el apagado del transistor suave.

En la Fig. 3.22(c) se muestran las formas de onda de la tensión a bornes de la llave S_{21} y la señal de activación del transistor, ambas en [p.u.], la corriente a través del transistor y la corriente a través del diodo de la misma llave. En esta figura, se puede observar que el transistor se enciende cuando el circuito de activación establece la señal de encendido, disminuyendo la tensión a bornes de la llave desde el valor inicial igual a $+V_2$ hasta el valor de tensión colector-emisor de saturación del transistor, siendo el encendido duro. Cuando la corriente cruza por cero, ésta se transfiere del transistor al diodo, realizándose el apagado del transistor y el encendido del diodo, de manera natural. El diodo conduce ahora la corriente de carga con una caída de tensión en sus bornes igual a su tensión de conducción. En el instante en que el circuito de activación de T_{21} genera la señal de apagado, la tensión a bornes de la llave se mantiene en su valor mínimo por estar el diodo en conducción. El diodo se apaga, de manera dura, cuando se produce el encendido del transistor T_{22} .

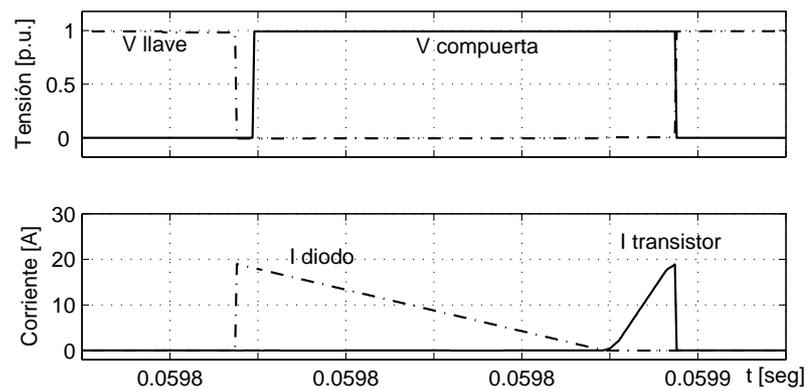
La Fig. 3.23(a) muestra las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y la corriente a través del mismo, para la simulación C . La corriente atrasa respecto de las tensiones y de acuerdo al análisis realizado en el Capítulo 2, las conmutaciones de las llaves del puente P_1 no cumplen las condiciones de conmutación suave, por lo que el convertidor opera en la región de conmutación dura. Para verificarlo, se muestran las tensiones y corrientes en las llaves de ambos puentes.



(a)



(b)



(c)

Figura 3.23: Resultados de la simulación C ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes de la llave S_{21} .

En la Fig. 3.23(b) se muestran las formas de onda de la tensión a bornes de la llave S_{11} y la señal de activación del transistor, ambas en [p.u.], la corriente a través del transistor y la corriente a través del diodo de la misma llave. En esta figura, se puede observar que el transistor se enciende cuando el circuito de activación establece la señal de encendido, disminuyendo la tensión a bornes de la llave desde el valor inicial igual a $+V_1$ hasta el valor de tensión colector-emisor de saturación del transistor, siendo el encendido duro. Cuando la corriente se anula, ésta se transfiere del transistor al diodo, realizándose el apagado del transistor y el encendido del diodo, de manera natural. El diodo conduce ahora la corriente de carga con una caída de tensión en sus bornes igual a su tensión de conducción. En el instante en que el circuito de activación de T_{11} genera la señal de apagado, la tensión a bornes de la llave se mantiene en un valor reducido por estar el diodo en conducción. El diodo se apaga, de manera dura, cuando se produce el encendido del transistor T_{12} .

En la Fig. 3.23(c) se muestran las formas de onda de la tensión a bornes de la llave S_{21} y la señal de activación del transistor, ambas en [p.u.], la corriente a través del transistor y la corriente a través del diodo de la misma llave. En esta figura, se puede observar que el diodo entra en conducción de manera natural, disminuyendo la tensión a bornes de la llave desde el valor inicial igual a $+V_2$ hasta el valor de tensión de conducción del diodo. La señal de encendido del transistor se establece cuando se encuentra en conducción el diodo. Cuando la corriente se anula, ésta se transfiere del diodo al transistor, realizándose el apagado del diodo y el encendido del transistor, de manera natural. El transistor conduce ahora la corriente de carga con una caída de tensión en sus bornes igual a su tensión colector-emisor de saturación. En el instante en que el circuito de activación de T_{21} genera la señal de apagado, la corriente del transistor comienza a transferirse al capacitor de conmutación, en paralelo con la llave, hasta anularse. La tensión a bornes de S_{21} comienza a crecer hasta el valor $+V_2$, siendo el apagado del transistor suave.

Resultados de simulación utilizando la ECP Los resultados de simulación que se muestran a continuación son obtenidos cuando se utiliza la estrategia de

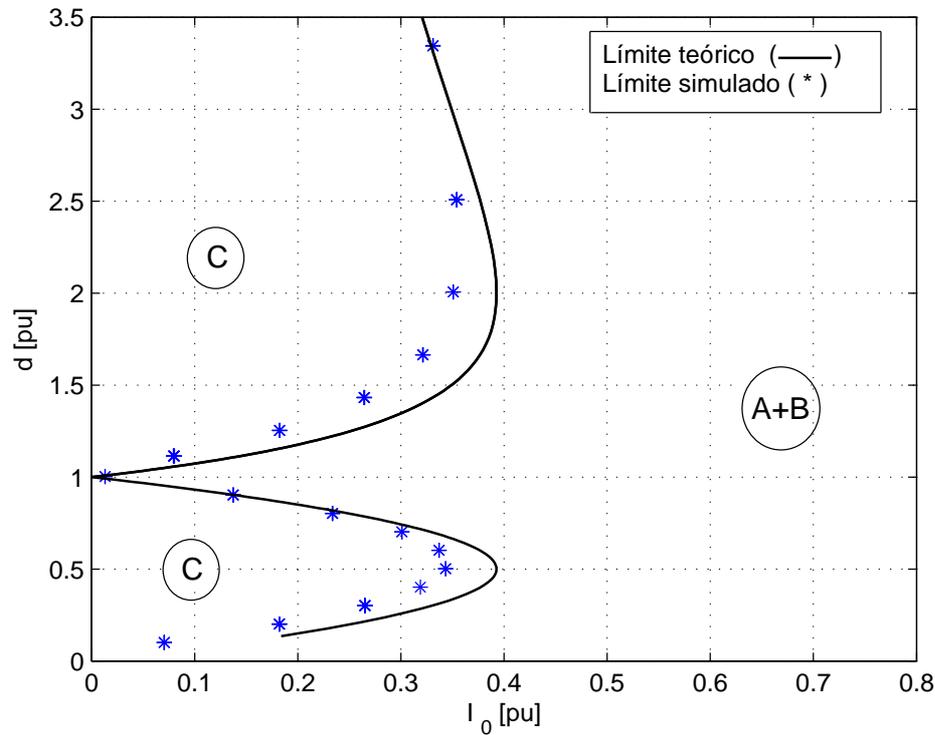


Figura 3.24: Resultados de simulación que muestran los límites teóricos (-) y simulados (*) entre las regiones de conmutación suave (A+B) y la de conmutación dura (C).

conmutación propuesta.

La Fig. 3.24 muestra los límites entre las regiones de conmutación suave (región A+B) y de conmutación dura (región C), utilizando la ECP, donde se muestra la relación entre tensiones del convertidor en función de la corriente de salida. En esta figura se indican los límites teóricos determinados en la Sección 3.3.2 (línea llena) y los límites determinados por medio de simulación (*).

Los resultados de simulación se obtuvieron estableciendo $\delta = 0$ y $m = d$, si el convertidor opera en modo reductor, y $m = 1/d$, si el convertidor opera en modo elevador.

En esta figura se puede observar una buena correlación entre los resultados teóricos y los obtenidos mediante simulación, lo que permite verificar los límites de

Extensión del rango de operación con conmutación suave

conmutación suave cuando se utiliza la ECP.

Los resultados que se mostraron anteriormente para los puntos de operación fuera de la región de conmutación suave, se evaluaron en los límites para corroborar los resultados del análisis. Aquí, se busca que el punto de operación esté dentro de la Región B de la Fig. 3.2. Según se indican a continuación.

Simulación	Flujo de potencia	R [$\Omega s/H_y$]	V_1 [V]	δ [deg]	d [pu]	m	Condición ZVS $\delta(d, m)$
D	$V_1 \rightarrow V_2$	1.75	120	23.0°	0.55	0.55	$\delta > 0.0^\circ$
E	$V_1 \rightarrow V_2$	5	120	23.0°	2	0.5	$\delta > 0.0^\circ$

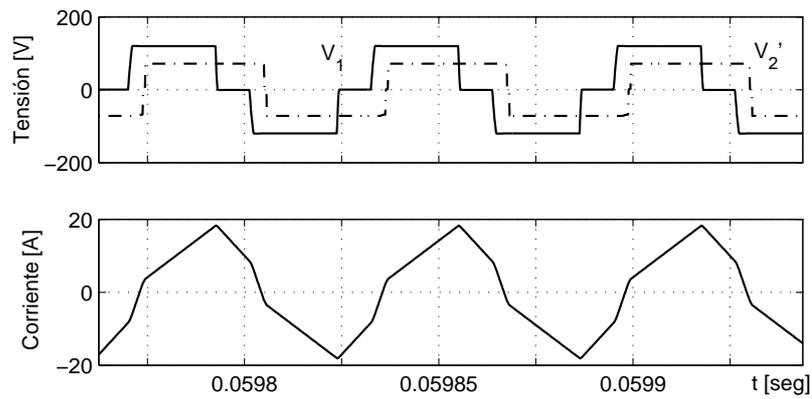
La Fig. 3.25(a) muestra las tensiones y corriente a bornes del transformador de la simulación D . La fase de la corriente se encuentra entre las fases de las tensiones, lo cual es una condición para operar el convertidor con conmutación suave. Esta situación se puede comprobar si se observan los resultados de las Figuras 3.25(b) y 3.25(c).

La Fig. 3.26(a) muestra las tensiones y corriente a bornes del transformador de la simulación E . Aquí, la fase de corriente también se encuentra entre las fases de las tensiones por lo que se concluye que las llaves de ambos puentes operan con conmutación suave. Esta situación se puede observar en las Figuras 3.26(b) y 3.26(c), obteniéndose la misma operación que para la simulación A .

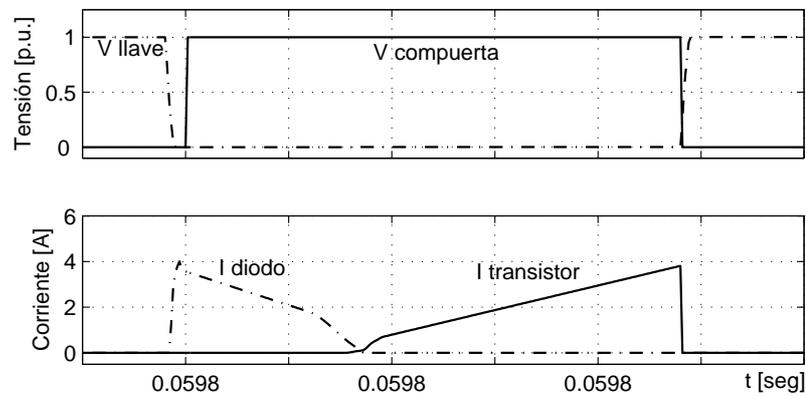
Así, los resultados de simulación verifican que el convertidor opera con conmutación suave en las llaves de los puentes P_1 y P_2 , cuando el punto de operación se encuentra dentro de la zona establecida en el análisis. Además, se puede concluir que las condiciones de operación pueden determinarse por medio de la fase de la corriente con respecto a la de las tensiones.

3.5.2. Resultados experimentales

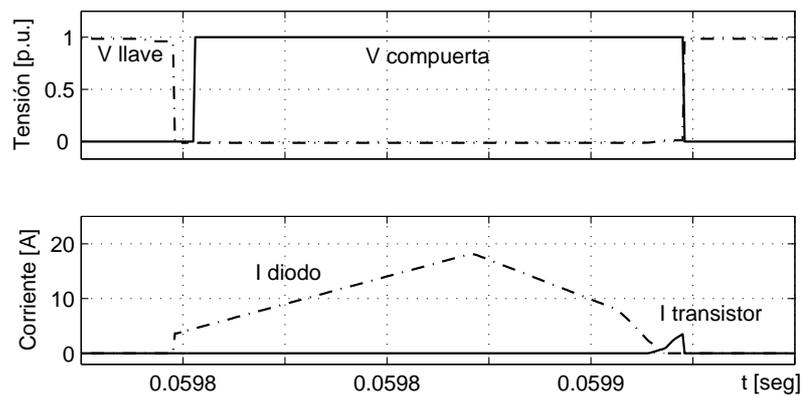
A continuación se presentan resultados experimentales que muestran las formas de onda de las tensiones y corrientes, utilizando ambas estrategias de conmutación,



(a)



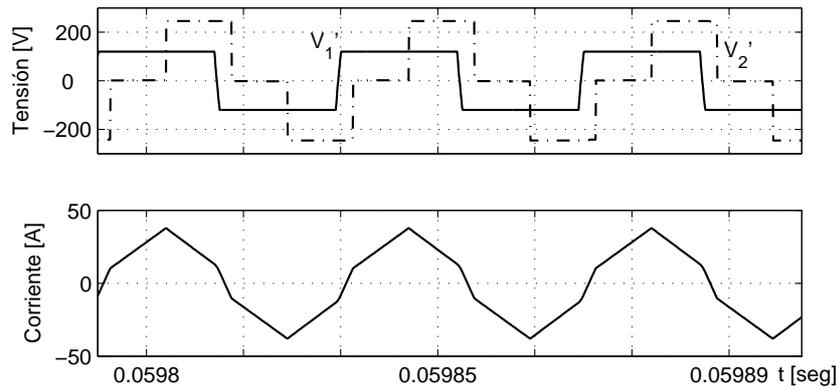
(b)



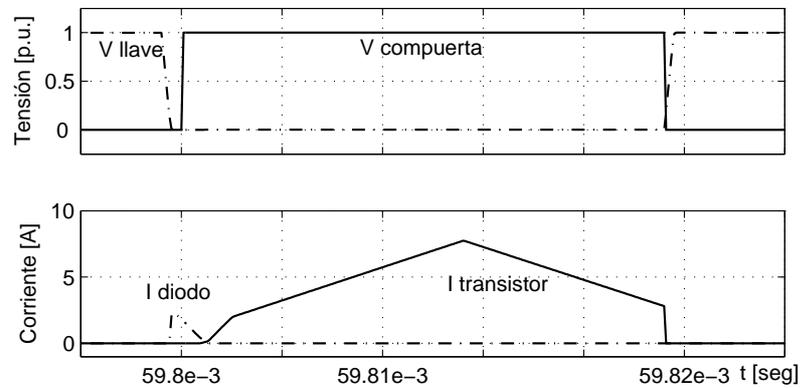
(c)

Figura 3.25: Resultados de la simulación D ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente a bornes del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{21} .

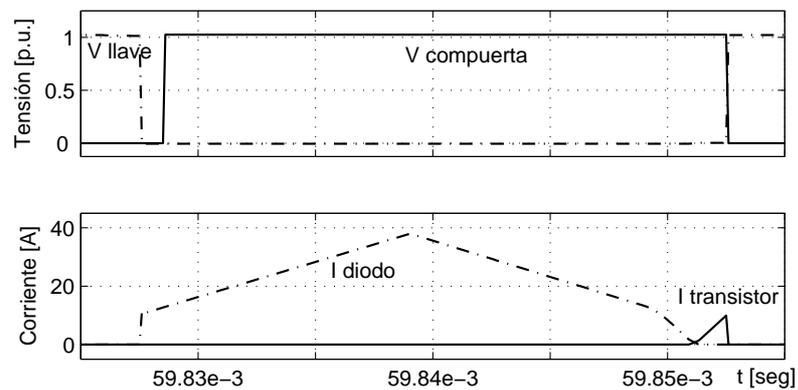
Extensión del rango de operación con conmutación suave



(a)



(b)



(c)

Figura 3.26: Resultados de la simulación E ; (a) formas de ondas de las tensiones y corriente a bornes del transformador; (b) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{11} ; (c) formas de onda de tensión y corrientes a bornes de la llave S_{21} .

con el objetivo de determinar el rendimiento para ambos casos. Así, se selecciona el punto de operación del convertidor para que opere dentro de la Región B de la Fig. 3.2. Además, se muestran los resultados del rendimiento del convertidor en función de la relación entre tensiones y diferentes potencias de salida.

Para obtener el rendimiento se debe medir la potencia eléctrica a bornes de la carga, en simultáneo con la potencia eléctrica que entrega la alimentación.

Para poder medir la potencia eléctrica, que entrega la alimentación, se incorpora un filtro LC entre el rectificador de la tensión de red 3x380V y el convertidor, de manera que la tensión y la corriente de entrada sean continuas con el menor *ripple* posible.

El cálculo del rendimiento se realiza entonces adquiriendo los valores de tensión y corriente en la entrada y salida del convertidor. Los voltímetros y amperímetros utilizados en las mediciones poseen una precisión de 1 % y 0.2 %, respectivamente.

En la Fig. 3.27 se muestran las formas de onda medidas de las tensiones a bornes del transformador y la corriente para una potencia de salida de 2kW, utilizando la ECC, cuando el convertidor opera fuera de la región de conmutación suave. En esta figura se puede observar que la corriente adelanta en fase a las tensiones. El rendimiento del convertidor medido fue del 80 %.

En la Fig. 3.28 se muestran formas de onda similares, para una potencia de salida de 2kW, utilizando la ECP, trabajando dentro de la región de operación con conmutación suave. En esta figura se puede observar que la fase de la corriente se encuentra entre las fases de las tensiones. El rendimiento del convertidor medido fue del 86 %.

La Fig. 3.29 muestra la rendimiento de convertidor en función de d , para ambas estrategias de control, medido para dos diferentes potencias de salida, 1kW y 1.5kW. Se puede observar que para valores de d diferentes de uno, el rendimiento decae rápidamente cuando se utiliza la ECC.

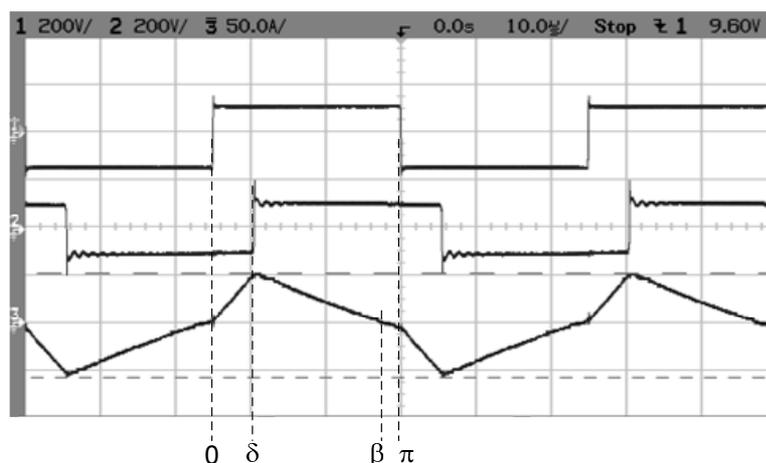


Figura 3.27: (a) Formas de onda medidas en ambos lados del transformador y corriente del secundario, para $d = 2.0$ y $\delta = 40^\circ$ ($P_0 = 2\text{kW}$), utilizando la ECC cuando el convertidor opera bajo conmutación dura.

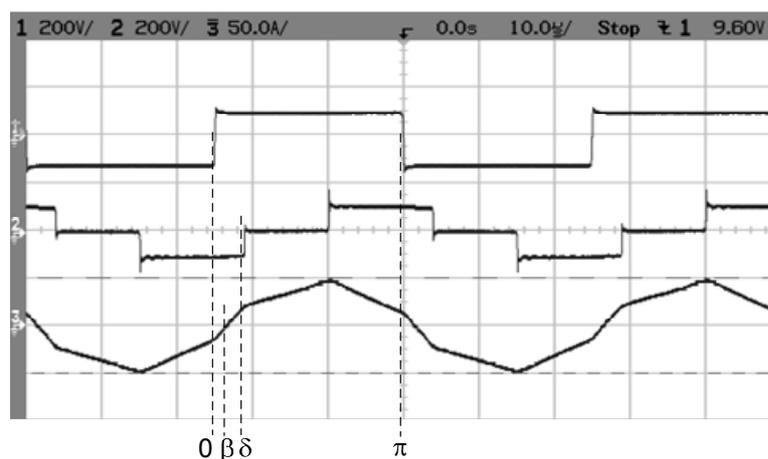


Figura 3.28: (a) Formas de onda medidas en ambos lados del transformador y corriente del secundario, para $d = 2.0$ y $\delta = 20^\circ$ ($P_0 = 2\text{kW}$), utilizando la ECP cuando el convertidor opera bajo conmutación suave.

3.6. SUMARIO

En este Capítulo se propuso una nueva estrategia de control de conmutación para extender el rango de operación bajo conmutación suave del CPDA.

Se realizó un análisis, utilizando las estrategias de control de control de conmutación convencional y la propuesta, demostrando que la estrategia propuesta permite

extender el rango de conmutación suave, mejorando, consecuentemente, el rendimiento del convertidor.

Se desarrollaron dos algoritmos de control del flujo de potencia para extender el rango de operación con conmutación suave. Se demostró que la estrategia propuesta, además de conseguir extender el rango de operación con conmutación suave, permite reducir la potencia reactiva aumentando el rendimiento de todo el sistema.

Finalmente se mostraron resultados de simulación y experimentales que permiten validar la propuesta presentada.

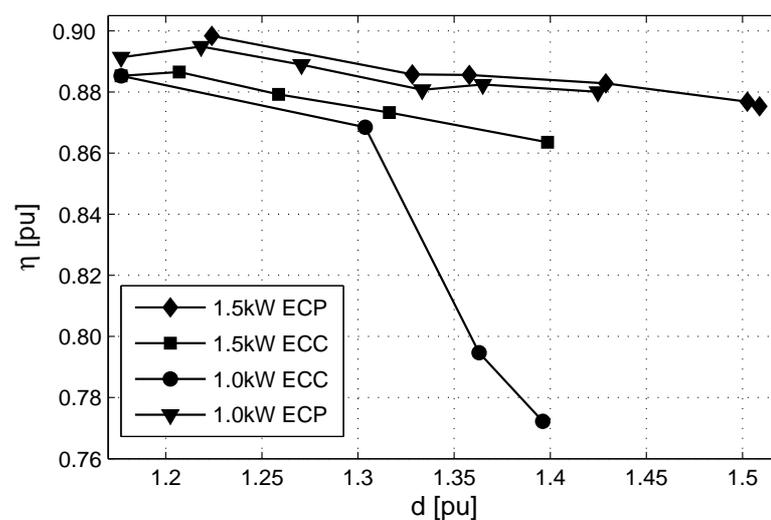


Figura 3.29: Rendimiento del convertidor en función de la relación entre tensiones para $d > 1$, utilizando la ECC (línea inferior) y la ECP (línea superior).

Capítulo 4

ESTRATEGIA DE CONMUTACIÓN PARA MINIMIZACIÓN DE PÉRDIDAS

4.1. INTRODUCCIÓN

En el Capítulo 3 se presentó una estrategia de control de conmutación para extender el rango de operación con conmutación suave del CPDA. Esta estrategia consiste en modular la tensión que genera el puente que se alimenta con la mayor tensión de continua.

En este capítulo se realiza un análisis y evaluación de las pérdidas que se producen en el CPDA utilizando la estrategia de control de conmutación propuesta en el Capítulo anterior. Para ello, se consideran las pérdidas que se producen en las llaves semiconductoras y en el transformador de alta frecuencia. Los resultados muestran que es posible reducir las pérdidas totales del convertidor aplicando una adecuada modulación en uno de los puentes. Basado en este análisis, se propone un algoritmo de control del convertidor que permite obtener la potencia requerida con mínimas pérdidas.

El Capítulo está organizado de la siguiente manera. Primeramente se realiza un análisis y cálculo de las pérdidas totales del CPDA, identificándose como variables manipuladas el desfase de las tensiones a bornes del transformador y el índice de modulación. Luego se propone un algoritmo de control de conmutación utilizando las variables manipuladas. Posteriormente se presentan los resultados experimentales obtenidos con un prototipo de laboratorio de 3kW. Estos resultados experimentales

demuestran la factibilidad práctica de la propuesta teórica.

4.2. ANÁLISIS DE LAS PÉRDIDAS CON LA ESTRATEGIA PROPUESTA

El objetivo de esta Sección es evaluar el rendimiento del CPDA en función de las variables manipuladas, δ y m , para analizar la posibilidad de minimizar las pérdidas totales. A continuación se realiza un análisis de cada una de las componentes de pérdidas.

4.2.1. Pérdidas en las llaves semiconductoras de potencia

Las pérdidas totales desarrolladas en las llaves semiconductores de potencia se componen esencialmente de pérdidas de conducción y de conmutación.

Pérdidas de conducción Las pérdidas de conducción se pueden evaluar para cada semiconductor en función de la corriente que circula a través del mismo, la caída de tensión durante el encendido y el intervalo de conducción, como se muestra en las Figuras 3.9 y 3.10, resumidas en la Tabla 4.1 para cada semiconductor. En esta tabla, θ_1 y θ_2 , representan los límites de conducción de cada intervalo.

Las pérdidas de conducción de los transistores de potencia (T_{xx} en la Fig. 2.1) se pueden calcular como:

$$P_{C-T} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} |i_L| V_{CES} d\theta, \quad (4.1)$$

donde V_{CES} es la caída de tensión a bornes del transistor de potencia en conducción.

Las pérdidas de conducción de los diodos de potencia (D_{xx} en la Fig. 2.1) se pueden calcular como:

Tabla 4.1: LLAVES SEMICONDUCTORAS ACTIVAS DURANTE CADA INTERVALO DE CONDUCCIÓN.

Modo	Intervalo	θ_1	θ_2	\mathbf{P}_1		\mathbf{P}_2	
				P_{C_T}	P_{C_D}	P_{C_T}	P_{C_D}
Reductor	1	0	δ	-	$D_{12} D_{13}$	-	$D_{22} D_{23}$
	2	δ	β	$T_{12} T_{13}$	-	$T_{22} T_{23}$	-
	3	β	α	$T_{12} T_{13}$	-	-	$D_{21} D_{24}$
	4	α	π	T_{13}	D_{11}	-	$D_{21} D_{24}$
Elevador	1	0	δ	-	$D_{12} D_{13}$	-	$D_{22} D_{23}$
	2	δ	β	$T_{12} T_{13}$	-	$T_{22} T_{23}$	-
	3	β	α	$T_{12} T_{13}$	-	T_{22}	D_{24}
	4	α	π	$T_{12} T_{13}$	-	-	$D_{21} D_{24}$

$$P_{C_D} = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} |i_L| V_F d\theta, \quad (4.2)$$

donde V_F es la caída de tensión a bornes del diodo en conducción.

Para poder evaluar (4.1) y (4.2), es necesario determinar el valor de las variables θ_1 y θ_2 . Estas últimas, son función de las variables de control del CPDA, m y δ , y del ángulo β . El ángulo β se puede determinar igualando la expresión de la corriente i_L a cero, con las expresiones de corriente i_L deducidas en la Sección 3.3.1, y resolviendo para θ , resultando lo siguiente:

Para modo reductor

$$\beta = \frac{2d\delta + m\pi - d\pi}{2 + 2d}. \quad (4.3)$$

Para modo elevador

$$\beta = \frac{2d\delta + \pi - dm\pi}{2 + 2d}. \quad (4.4)$$

Pérdidas de conmutación El cálculo de las pérdidas de conmutación se realiza de manera diferente si el CPDA opera con conmutación dura o suave, de acuerdo a las restricciones definidas en el Capítulo 3. Cuando el CPDA opera bajo conmutación suave, los transistores se encienden con tensión cero y se apagan con conmutación suave; así, cuando el convertidor opera con conmutación suave, en esta Tesis sólo se consideraran las pérdidas de apagado de los transistores.

Asumiendo que durante el apagado suave, la corriente del transistor decrece de manera lineal hasta anularse en un tiempo t_f , las pérdidas de apagado dependen del valor de la corriente en el instante de conmutación, el valor de los capacitores de conmutación y t_f según se demuestra en [69]. De esta manera, el cálculo de las pérdidas de apagado de los transistores se pueden estimar como sigue [70][71]

$$P_{off} = \left(\frac{I_P^2 t_f^2}{24C_{xx}} \right) f_s = \left(\frac{V_x I_P t_f}{12} \frac{C_r}{C_{xx}} \right) f_s. \quad (4.5)$$

donde I_P es la magnitud de la corriente en el comienzo del tiempo de conmutación; t_f es el tiempo que demora la corriente a través del transistor en anularse; V_x es la tensión de continua del puente correspondiente y $C_r = (I_P t_f)/(2V_x)$ es el valor crítico de los capacitores de conmutación (definido de modo que la tensión a bornes del transistor alcance el valor V_x en el mismo instante de tiempo en que la corriente se anula).

La ecuación (4.5) es válida cuando $C_{xx} > C_r$ [70][72]. Para valores de I_P inferiores al valor para el cual el I_P fue calculado, las pérdidas de apagado se pueden estimar como

$$P_{off} = \frac{V_x I_P t_f}{2} \left(1 - \frac{4}{3} \sqrt{\frac{C_{xx}}{C_r}} + \frac{1}{2} \frac{C_{xx}}{C_r} \right) f_s. \quad (4.6)$$

En la Tabla 4.2 se listan los ángulos en los que se producen las conmutaciones y los correspondientes semiconductores, cuando el CPDA opera bajo conmutación suave.

Cuando el convertidor opera bajo conmutación dura, los semiconductores de uno de los puentes operan con conmutación suave, mientras que en el otro puente operan bajo conmutación dura [65]. Para esta situación, los transistores del segundo puente se encienden con conmutación dura (produciendo disipación de energía) y se apagan con tensión cero; así, únicamente se produce disipación en el encendido. En esta condición de operación, también se tiene disipación de energía en el apagado de los diodos durante el proceso de recuperación inversa; sin embargo, a raíz de la presencia del capacitor de conmutación, estas pérdidas son reducidas pudiendo considerarlas nulas [31]. Así, las pérdidas de encendido de los transistores pueden determinarse de manera simplificada como [70],

$$P_{on} = \left(\frac{C_{xx} V_x^2}{2} \right) f_s. \quad (4.7)$$

Aunque las condiciones impuestas por las restricciones (3.1) y (3.2) se cumplan,

Tabla 4.2: SEMICONDUCTORES QUE GENERAN PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN CUANDO EL CPDA OPERA CON CONMUTACIÓN SUAVE.

Modo	Ángulo	P_1		P_2	
		P_{on}	P_{off}	P_{on}	P_{off}
Reductor	δ	-	-	-	$T_{22}T_{23}$
	α	-	T_{12}	-	-
	π	-	T_{13}	-	-
Reductor	δ	-	-	-	T_{23}
	α	-	-	-	T_{22}
	π	-	$T_{12}T_{13}$	-	-

es necesario que la corriente posea un determinado valor mínimo, para completar el apagado con conmutación suave. Este valor mínimo de corriente es función del valor de los capacitores de conmutación y de la inductancia de dispersión del transformador, según fue analizado en [58]

$$I_{Pmin} = \frac{2}{Z_0} \sqrt{d}. \quad (4.8)$$

donde $Z_0 = \sqrt{L/C_{xx}}$.

Cuando la corriente de conmutación es menor que (4.8), los transistores de conmutación tienen menores pérdidas de las que se producen bajo conmutación dura en el encendido calculadas con (4.7). Sin embargo, para simplificar el análisis, en este trabajo se considera esta condición de operación como conmutación dura y las pérdidas serán calculadas de acuerdo con (4.7).

En el Apéndice B se resumen las condiciones con conmutación dura para el CPDA. Para poder evaluar (4.5) o (4.6), según corresponda, es necesario determinar el valor de I_P , correspondiente al valor de i_L en los ángulos δ , α y π , como se muestra en las figuras 3.9 y 3.10, para los modos de operación reductor y elevador, respectivamente. Estas corrientes, resumidas en la Tabla 4.3, fueron determinadas utilizando las expresiones de corriente i_L de la Sección 3.3.1 evaluadas en los ángulos mencionados. La expresión de la corriente para $\theta = \pi$, no incluida en la Tabla 4.3, es igual al valor negativo de la corriente en $\theta = 0$ ($i_L(\pi) = -i_L(0)$).

4.2.2. Determinación de las pérdidas en el transformador

Las pérdidas en el transformador están compuestas por la suma de las pérdidas resistivas en los bobinados y las pérdidas en el núcleo magnético [73].

Las pérdidas resistivas en el cobre se pueden calcular como

$$P_{cu} = I_{rms}^2 R_{tr}. \quad (4.9)$$

Tabla 4.3: CORRIENTE EN LOS ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN PARA MODO DE OPERACIÓN ELEVADOR Y REDUCTOR, PARA MEDIO CICLO DE CONMUTACIÓN.

Modo	$i_L(0)$	$i_L(\delta)$	$i_L(\alpha)$
Red.	$\frac{V_1 (\pi d - 2d\delta - m\pi)}{2\omega L}$	$\frac{V_1 (2\delta - m\pi + \pi d)}{2\omega L}$	$\frac{V_1 (2d\delta + m\pi - 2dm\pi + d\pi)}{2\omega L}$
Ele.	$\frac{V_1 (m\pi d - 2d\delta - \pi)}{2\omega L}$	$\frac{V_1 (2\delta - \pi + m\pi d)}{2\omega L}$	$\frac{V_1 (2\delta + \pi + m\pi d - 2m\pi)}{2\omega L}$

donde I_{rms} es el valor eficaz de la corriente en el transformador y R_{tr} es la suma de las resistencias efectivas del bobinado del primario y del secundario, referidas a un lado del transformador.

La corriente eficaz se puede calcular como

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (i_L(\theta))^2 d\theta}. \quad (4.10)$$

La Tabla 4.4 resume los resultados de evaluar (4.10), utilizando las expresiones dadas en la Sección 3.3.1, para los modos de operación elevador y reductor.

Las pérdidas asociadas al núcleo magnético son proporcionales al flujo magnético, la frecuencia, el volumen del núcleo y la forma de onda de la tensión. Para simplificar el cálculo de las pérdidas del núcleo magnético, se considera que el transformador es alimentado con una forma de onda de tensión sinusoidal, la cual permite utilizar la siguiente expresión [74],

Estrategia de conmutación para minimización de pérdidas

Tabla 4.4: CORRIENTE EFICAZ EN EL TRANSFORMADOR PARA AMBOS MODOS DE OPERACIÓN.

Modo	I_{rms}
Reductor	$\frac{(V_1 \sqrt{3\pi (d^2\pi^3 + 12\delta^2 m\pi d - 8d\delta^3 + 12\delta dm\pi^2 - 6m^2 d\pi^3 - 12d\delta (m\pi)^2 + 4d (m\pi)^3 + 3\pi (m\pi)^2 - 2 (m\pi)^3})}{(6\omega L\pi)}$
Elevador	$\frac{(V_1 \sqrt{3\pi (3(dm)^2\pi^3 - 6d^2\delta m\pi^2 + 2d^2\delta^3 - 3(d\delta)^2 m\pi + 6(d\delta)^2\pi + 3d^2 m\pi^3 - 6\delta (d\pi)^2 + 2\pi^3 d^2 + 2d\delta^3 + 3d\pi\delta^2 - 6dm\pi\delta^2 + \pi^3 d + 6\pi\delta^2 + \pi^3)})}{(6\omega L\pi)}$

$$P_c = V_c K_c f_s^{\alpha_c} B^{\beta_c}, \quad (4.11)$$

donde V_c es el volumen del núcleo, f_s es la frecuencia de conmutación, B es la densidad de flujo, K_c , α_c y β_c son parámetros del núcleo que pueden determinarse a partir de los datos suministrados por el fabricante.

Las pérdidas del núcleo debidas a las corrientes parásitas no se han considerado en este trabajo debido a que el material utilizado para el núcleo, usualmente ferrite, posee una elevada resistividad; así, estas pérdidas son despreciables a la frecuencia de operación del convertidor.

4.2.3. Cálculo de las pérdidas totales

Con el objetivo de analizar la posibilidad de minimizar las pérdidas totales del CPDA, en esta sección se evaluarán las pérdidas correspondientes al prototipo del convertidor implementado, cuyos parámetros se listan en el Apéndice A.

Las pérdidas consideradas están compuestas por la suma de las pérdidas en los semiconductores (de conducción y de conmutación) y las pérdidas del transformador, como sigue:

$$P_T = P_{T\ cond} + P_{T\ sw} + P_{T\ tr}. \quad (4.12)$$

donde $P_{T\ cond} = (P_{C_T} + P_{C_D})$, $P_{T\ sw} = (P_{off} + P_{on})$ y $P_{T\ tr} = (P_{cu} + P_c)$, son las pérdidas de conducción y de conmutación en los semiconductores, y en el transformador, respectivamente.

El cálculo de P_T depende del modo de operación del CPDA, reductor o elevador, de su punto de operación, lo que hace que la conmutación sea suave o dura, y de los parámetros de diseño del CPDA. Los diferentes modos de operación definen diferentes regiones, las cuales se deben determinar para poder calcular las pérdidas totales.

Para determinar los valores límites del índice de modulación, en función de P_0 y d , para los cuales el CPDA opera bajo conmutación suave, se puede resolver m de las restricciones establecidas en la Tabla 3.2, reemplazando δ por su equivalente a la potencia de salida P_0 . Esto último se obtiene de despejar δ de (3.52) como

$$\delta = \frac{m\pi}{2} - \frac{\sqrt{(2(V_1d\pi)^2 m - (V_1d\pi m)^2 - 4P_0d\omega L\pi)}}{2V_1d}. \quad (4.13)$$

Reemplazando (4.13) en las expresiones de la Tabla 3.2 se obtienen las siguientes ecuaciones:

Para modo reductor,

$$m_{\text{inf}} = \frac{(V_1 \pi d) (2d + 1) + \sqrt{2\pi d (V_1^2 \pi d^2 (1 + d) - 2a_1 P_0 \omega L)}}{(V_1 \pi a_1)}, \quad (4.14)$$

donde $a_1 = 1 + 2d + 2d^2$ y

$$m_{\text{sup}} = 1 - \frac{\sqrt{(V_1 d \pi)^2 (1 - d^2) - 4P_0 d \omega L \pi}}{(V_1 d \pi)}. \quad (4.15)$$

Para modo elevador,

$$m_{\text{sup}} = 1 - \frac{\sqrt{(V_1 \pi)^2 (d^2 - 1) - 4P_0 d \omega L \pi}}{(V_1 d \pi)}, \quad (4.16)$$

y

$$m_{\text{inf}} = \frac{(V_1 \pi d) (2 + d) + \sqrt{2\pi d (V_1^2 \pi d^2 (1 + d) - 2a_2 P_0 \omega L)}}{(V_1 \pi d a_2)}, \quad (4.17)$$

donde $a_2 = 2 + 2d + d^2$.

Así, el convertidor opera con conmutación suave cuando el índice de modulación se encuentra en el rango ($m_{\text{inf}} < m < m_{\text{sup}}$), para ambos modos de operación.

Otra limitación es originada por el mínimo valor de m que permite obtener la potencia requerida P_0 , según fue determinado en el Capítulo 3

$$m_{\text{mín}} = 1 - \frac{\sqrt{((V_1 d \pi)^2 - 4P_0 d \omega L \pi)}}{V_1 d \pi}. \quad (4.18)$$

De esta manera, para un determinado valor de P_0 y de d , m puede tomar cualquier valor dentro del rango $m_{\text{mín}} \leq m \leq 1$; sin embargo, se debe notar que para

conmutación suave $m_{\text{inf}} \leq m \leq m_{\text{sup}}$, donde m_{inf} y m_{sup} están dados por las ecuaciones (4.14)-(4.17).

Finalmente, es posible definir tres diferentes regiones sobre la superficie que representa las pérdidas totales, en el espacio P_T , m y d , determinadas por:

$$\begin{cases} m_{\text{mín}} \leq m \leq m_{\text{inf}} & \Rightarrow & \text{conmutación dura (I)} \\ m_{\text{inf}} < m \leq m_{\text{sup}} & \Rightarrow & \text{conmutación suave} \\ m_{\text{sup}} < m \leq 1 & \Rightarrow & \text{conmutación dura (II)} \end{cases}$$

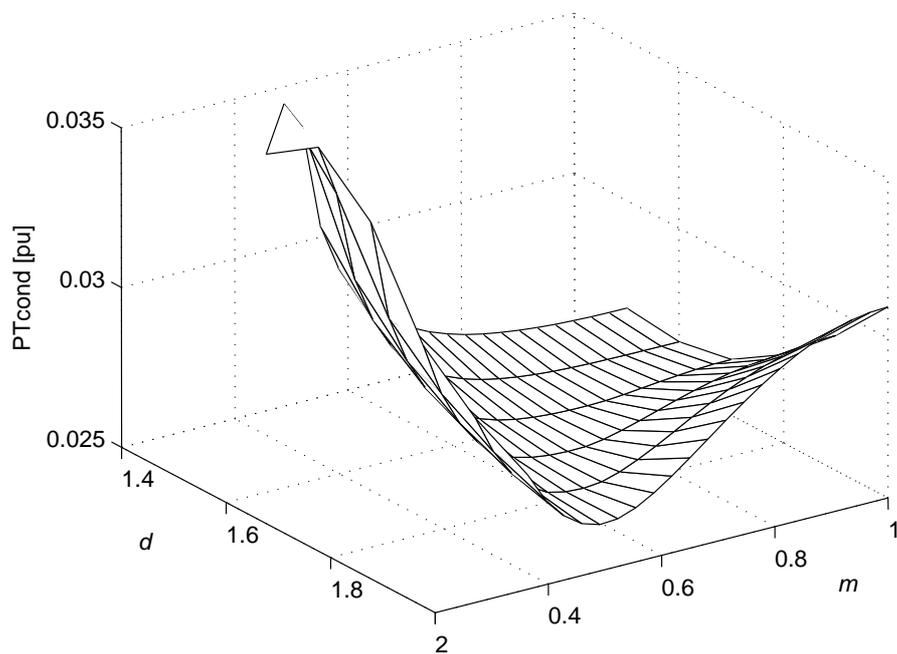
La región de conmutación dura (I) se corresponde al caso de corriente en adelanto, mientras que la región de conmutación dura (II) se corresponde con el caso de corriente en atraso. Ambos casos son analizados en el Apéndice B.

Luego, para todos los posibles valores de m definidos anteriormente, (4.12) puede ser expresada como la composición de las siguientes funciones:

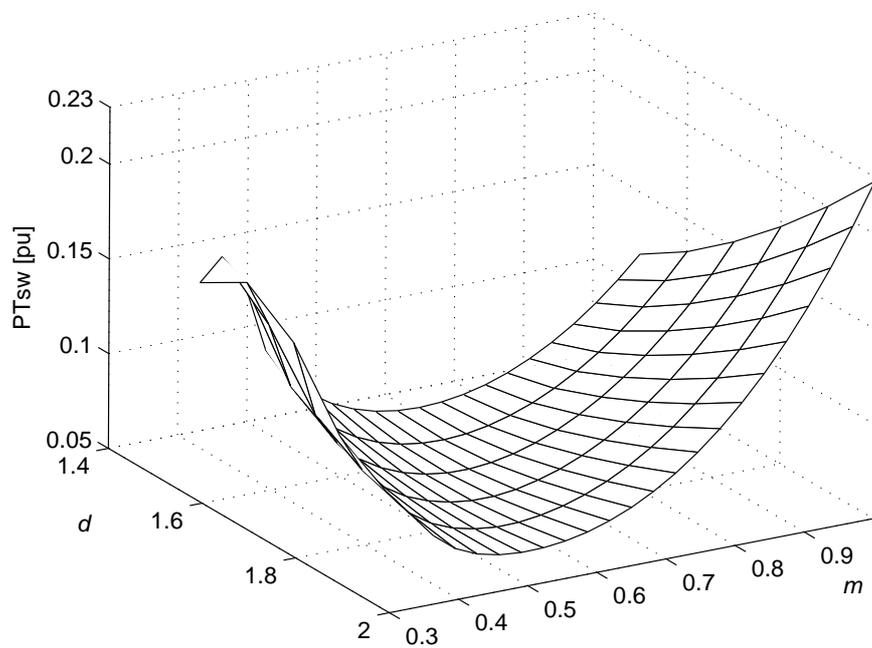
$$P_T(m) = \begin{cases} P_{T1} & \text{si } m_{\text{mín}} \leq m < m_{\text{inf}} \text{ (conmutación dura (I))} \\ P_{T2} & \text{si } m_{\text{inf}} \leq m < m_{\text{sup}} \text{ (conmutación suave)} \\ P_{T3} & \text{si } m_{\text{sup}} \leq m < 1 \text{ (conmutación dura (II))} \end{cases} \quad (4.19)$$

En la Fig. 4.1 se muestran las pérdidas calculadas -a) pérdidas de conducción de los semiconductores, -b) pérdidas de conmutación de los semiconductores, -c) pérdidas en el transformador y -d) pérdidas totales de acuerdo a (4.19) en función de m y d , para una potencia de salida constante; utilizando los parámetros listados en Apéndice A y el CPDA operando en modo elevador.

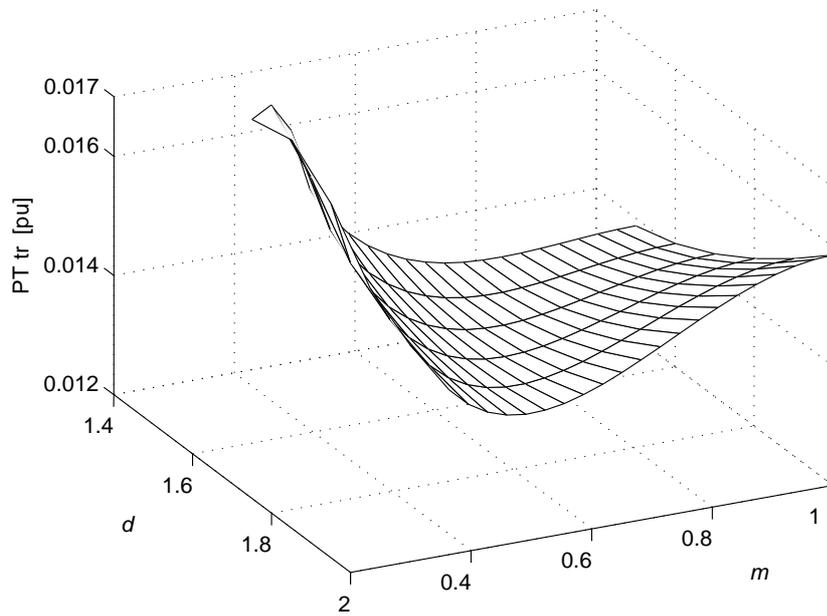
En la Fig. 4.1, se puede observar que para cada valor de d , la superficie que representa cada uno de los términos que componen a (4.12) posee un mínimo, por lo que la superficie que representa a las pérdidas totales también tiene un mínimo que ocurre para un determinado valor de m . Las observaciones anteriores sugieren la posibilidad de implementar una estrategia de conmutación para minimizar las



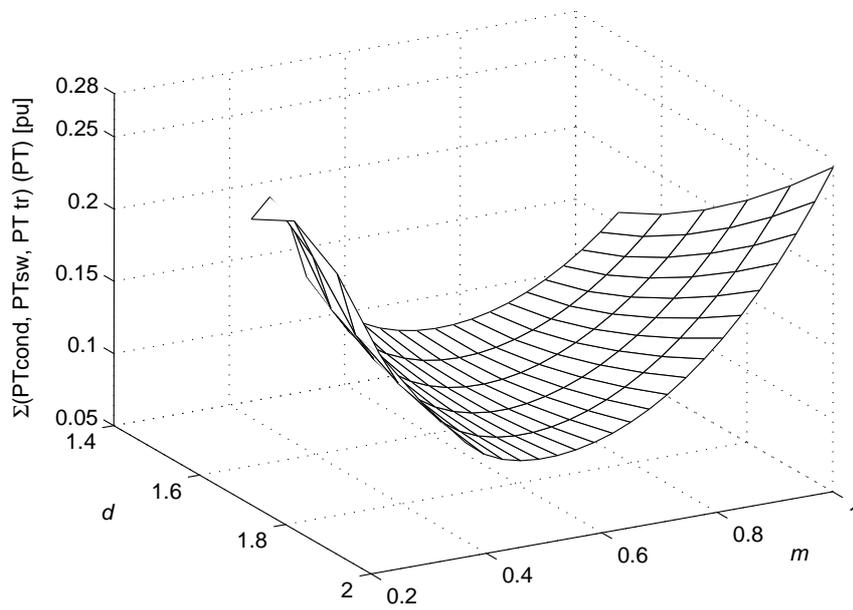
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.1: Pérdidas totales en función de d y m ; (a) Pérdidas de conducción; (b) Pérdidas de conmutación; (c) Pérdidas en el transformador; y (d) Pérdidas Totales.

pérdidas totales del CPDA, basada en la determinación del índice de modulación para operar el CPDA con mínimas pérdidas (máximo rendimiento). Este valor del índice de modulación será llamado en este trabajo índice de modulación óptimo, m_o , el cual será determinado en la siguiente Sección.

4.3. DETERMINACIÓN DEL ÍNDICE DE MODULACIÓN ÓPTIMO

Con el objetivo de determinar el valor del índice de modulación óptimo, para el cual las pérdidas totales son minimizadas, se utilizan los resultados de la Sección anterior. La ecuación (4.12) representa las pérdidas totales generadas por las llaves semiconductoras y el transformador. El resultado de evaluar (4.12) se puede representar por la superficie mostrada en la Fig. 4.1. De esta forma, el índice de modulación óptimo se puede obtener calculando la derivada de la superficie que representa las pérdidas totales (ver ec. (4.19)). El valor de m que minimiza las pérdidas totales se puede obtener igualando a cero la derivada primera de (4.19) respecto a m , como,

$$\frac{\partial P_T}{\partial m} = 0 = \begin{cases} \frac{\partial (P_{T1})}{\partial m} & \text{si } m_{\text{mín}} \leq m < m_{\text{inf}} \\ \frac{\partial (P_{T2})}{\partial m} & \text{si } m_{\text{inf}} \leq m < m_{\text{sup}} \\ \frac{\partial (P_{T3})}{\partial m} & \text{si } m_{\text{sup}} \leq m < 1 \end{cases} \quad (4.20)$$

En (4.21) y (4.22) se presentan las expresiones correspondientes a (4.20) cuando el convertidor opera bajo conmutación suave, en modo de operación reductor y elevador. Para modo de operación reductor se tiene

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{\partial (P_{T1})}{\partial m} = \frac{1}{\left(2\sqrt{bd}(\omega L)^2 q_1 \pi\right)} (bq_1 (dk_1 \pi V_1 (d-1) - 2k_3 \omega L) + \\
 + \sqrt{b} q_1 V_1 (dk_1 \pi^2 V_1 (1+d(1-2m)) + 2k_3 \omega L m \pi) - d\pi (1-m) \\
 (d^2 k_1 q_1 V_1^3 \pi^2 ((1+m) + d(1-m)) - \sqrt{3} c_1 k_2 \omega L \pi + 2dk_3 q_1 \omega L m \pi V_1^2)) \\
 \\
 \frac{\partial (P_{T2})}{\partial m} = \frac{1}{\left(2\sqrt{b}(1+d)(\omega L)^2 q_1 \pi\right)} (-2b(1+d) k_1 \pi q_1 V_1 + \\
 + \sqrt{b} q_1 V_1 ((1+d) k_1 V_1 \pi^2 (1+m) + 2k_3 \omega L \pi (1-m)) - \pi^2 (1-m) \\
 (d^2 (1+d) k_1 q_1 V_1^3 \pi (1+2m) - \sqrt{3} c_1 (1+d) k_2 \omega L + 2d^2 k_3 \omega L q_1 V_1^2)) \\
 \\
 \frac{\partial (P_{T3})}{\partial m} = \frac{1}{\left(2\sqrt{b}(-1+d)(\omega L)^2 q_1 \pi\right)} (-2b(-1+d) k_1 \pi q_1 V_1 + \\
 + 2\sqrt{b} q_1 V_1 ((-1+d) k_1 V_1 \pi^2 m + k_3 \omega L \pi (m-1)) - \pi^2 (1-m) \\
 (2d^2 (-1+d) k_1 q_1 V_1^3 m \pi + \sqrt{3} c_1 (1-d) k_2 \omega L - 2d^2 k_3 \omega L q_1 V_1^2))
 \end{array} \right. \quad (4.21)$$

donde $k_1 = \frac{t_f^2 f_s}{24C_{xx}}$; $k_2 = R_{tr}$; $k_3 = V_{CES} + V_F$, $b = d(d\pi^2(2-m)mV_1^2 - 4\omega L\pi P_0)$,
 $c_1 = \pi \left(d^2 m \pi V_1^2 (m-2) + 2d\omega L P_0 + m V_1 \sqrt{b} \right)$ y

$$q_1 = \sqrt{\frac{\pi \left((d\pi V_1)^3 + dm\pi^2 V_1^2 \left(2\sqrt{b}(m-2) + \pi m V_1 (3-2m) \right) + 4\sqrt{b} X_L \pi P_0 \right)}{dV_1^3}}.$$

Para modo de operación elevador se tiene

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{\partial (P_{T1})}{\partial m} = \frac{1}{\left(2\sqrt{b}(\omega L)^2 \pi q_2\right)} \left(\sqrt{3}c_2 dk_2 V_1 \pi (1-m) + \right. \\
 q_2 \left(-2bk_3 \omega L + \sqrt{b}d\pi V_1 (k_1(1+d-2m)\pi V_1 + 2dk_3 m \omega L) + \right. \\
 + \pi^2 V_1 (-4k_1 P_0 \omega L + d^2 V_1 (k_1(-1-2m+2m^2)\pi V_1 + 2k_3(-1+m)m \omega L) + \\
 \left. \left. + dk_1(-1-4m+2m^2)\pi V_1^2 + 4P_0 \omega L) \right) \\
 \\
 \frac{\partial (P_{T2})}{\partial m} = \frac{1}{\left(2\sqrt{b}(1+d)(\omega L)^2 \pi q_2\right)} \left(dV_1 (\sqrt{3}c_2(1+d)k_2 \pi (1-m) + \right. \\
 q_2 \left(\sqrt{b}d((1+d)k_1 \pi^2 (1+m)V_1 + 2k_3 \omega L \pi (1-m)) - \right. \\
 - \pi^2 (4k_1(-1-d)(m^2 \pi V_1^2 d + 2\omega L P_0) + \pi V_1^2 dk_1(1+d)(1+5m) + \\
 \left. \left. + 2k_3 \omega L V_1 d(1-m) \right) \right) \\
 \\
 \frac{\partial (P_{T3})}{\partial m} = \frac{1}{\left(2\sqrt{b}(-1+d)(\omega L)^2 \pi q_2\right)} \left(dV_1 (\sqrt{3}c_2(-1+d)k_2 \pi (1-m) + \right. \\
 + 2q_2 \left(\sqrt{b}d((-1+d)k_1 \pi^2 m V_1 + k_3 \omega L \pi (1-m)) \right. \\
 + \pi \left(-4k_1 \omega L \pi P_0 (1-d) + d(k_3 \omega L V_1 \pi (-1+m) + \right. \\
 \left. \left. + (1-d)k_1 \pi^2 m V_1^2 (3-2m) \right) \right) \right)
 \end{array} \right. \quad (4.22)$$

donde $c_2 = \pi \left(2X_L P_0 + dm V_1 \left(\pi V_1 (m-2) + \sqrt{b} \right) \right)$ y

$$q_2 = \sqrt{\frac{\left((dV_1)^3 (m\pi)^2 (3-2m) - 4\omega L P_0 \sqrt{b} + dV_1^2 \pi \left(\pi V_1 + 2m\sqrt{b}(m-2) \right) \right)}{dV_1 (\omega L)^2}}.$$

La solución de (4.21) o (4.22) se puede encontrar utilizando algún algoritmo para resolver raíces de ecuaciones no lineales.

4.4. RENDIMIENTO DEL CPDA UTILIZANDO m_o

El objetivo de esta Sección es evaluar el rendimiento del convertidor utilizando ambas estrategias de control de conmutación, ECC y la estrategia de control de

conmutación que minimiza la pérdidas (ECMP); a fin de cuantificar la ganancia en el rendimiento del convertidor cuando se utiliza la estrategia propuesta.

En la Fig. 4.2 se muestra el rendimiento, η , en función de P_0 y d , utilizando la estrategia de conmutación convencional ($m = 1$) y la estrategia propuesta ($m = m_o$). Se puede observar que utilizando $m = m_o$, el rendimiento puede ser mejorado para todos los valores de potencia de salida y ambos modos de operación (elevador y reductor).

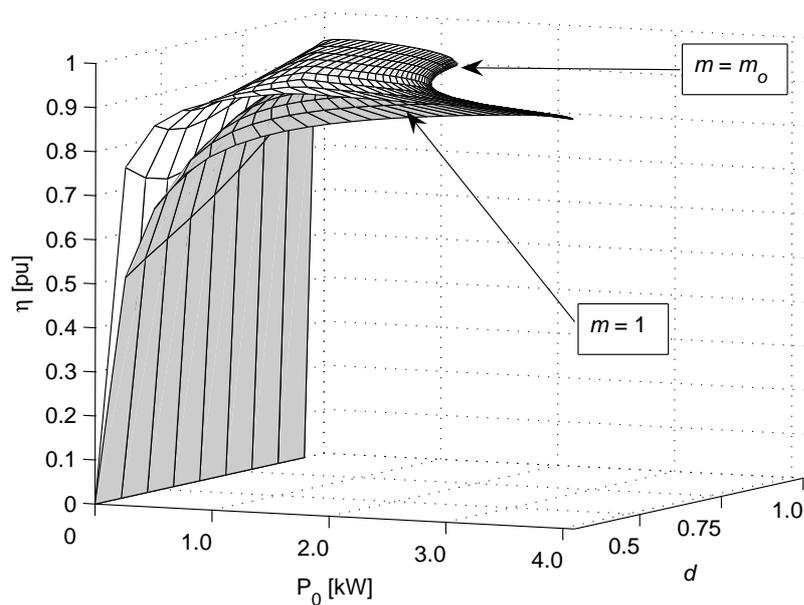
El incremento en el rendimiento es mayor cuando la diferencia entre las tensiones de entrada y salida aumenta. En la siguiente Sección se propone un algoritmo de control para determinar el índice de modulación $m = m_o$ para cada punto de operación, en función de P_0 y d .

4.5. ALGORITMO DE CONTROL PARA MINIMIZAR LAS PÉRDIDAS TOTALES EN EL CPDA

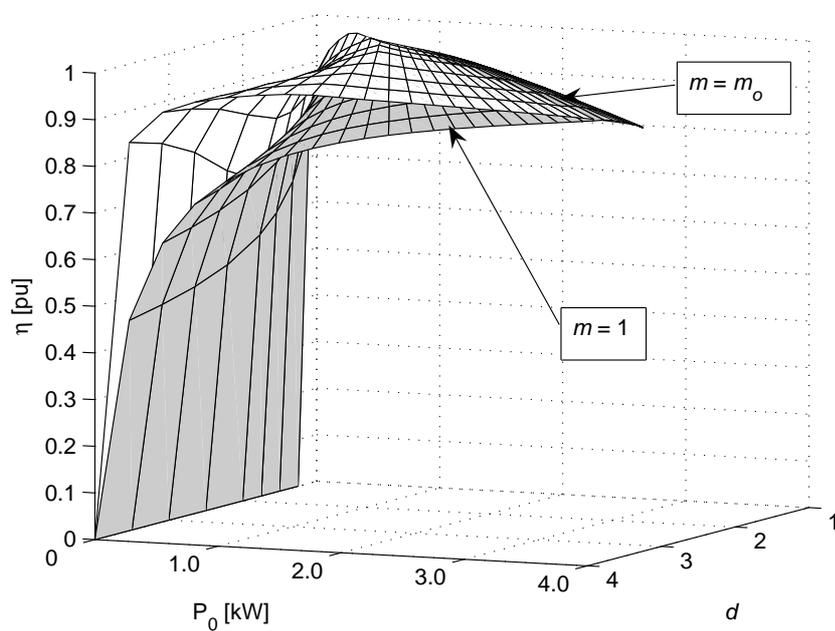
Como se explicó anteriormente, la potencia media de salida del CPDA se puede controlar por medio de dos variables independientes: δ y m . El análisis de pérdidas realizado reveló que hay un valor de $m = m_o$ que minimiza las pérdidas totales, lo cual sugiere seleccionar la variable m para optimizar el rendimiento y la variable δ para controlar la potencia requerida.

En esta sección, se desarrolla un algoritmo de control de conmutación para obtener la potencia de salida requerida con mínimas pérdidas, manipulando las variables δ y m . El algoritmo se puede expresar como:

1. En función del valor de P_0 y d , resolver (4.20) para determinar m_o .
2. Reemplazar $m = m_o$, d y P_0 en (4.13), para determinar δ .
3. Si $\delta < 0$ (conmutación dura), entonces fijar $\delta = 0$ (límite entre conmutación dura y suave) y recalcular m de (3.54) como



(a)



(b)

Figura 4.2: Rendimiento en función de P_0 y d , para ambas estrategias de control de conmutación. (a)-Modo reductor; (b)-Modo elevador.

$$m = \frac{1}{2} \pm \frac{\sqrt{(V_1 d \pi) - 8 P_0 d \omega L \pi}}{2 V_1 d \pi}. \quad (4.23)$$

La ecuación (4.23) determina dos posibles valores de m . Por lo tanto, se debe seleccionar aquél para el cual el valor de P_T es menor.

4. Utilizando los valores de m y δ determinados, generar las señales de modulación para controlar las llaves de potencia del convertidor.
5. Si alguna de las variables d o P_0 cambia, entonces volver al paso 1.

El paso 3 de este algoritmo ocurre cuando el CPDA opera con potencias de salida reducidas y operación con conmutación dura para ambas estrategias de conmutación: ECC y ECMP; correspondiendo a puntos de operación dentro del área C de la Fig. 3.16.

4.6. RESULTADOS

El análisis presentado en la Sección 4.2.3 demostró que el rendimiento del CPDA puede ser mejorado respecto a utilizar la ECC ($m = 1$) aplicando la estrategia de modular uno de los puentes con $m = m_o$. Con el objetivo de demostrar la factibilidad práctica de la propuesta, se implementó un prototipo de laboratorio (ver sus características en el Apéndice A) con el cual se obtuvieron y compararon resultados experimentales, utilizando ambas estrategias de conmutación.

Para reducir el costo computacional de resolver (4.20), correspondiente al paso 1 del Algoritmo de control propuesto, una tabla de dos entradas fue cargada en el DSP para determinar el valor de m_o . La Fig. 4.3 muestra las curvas de nivel calculadas en función de P_0 y d , para los cuales se implementó la tabla.

Para evaluar el rendimiento se diseñaron los siguientes experimentos. Para un valor determinado de d , se modificó la carga resistiva para obtener diferentes valores de la potencia de salida, comprendidos en el rango desde 0.5kW hasta 3kW, y

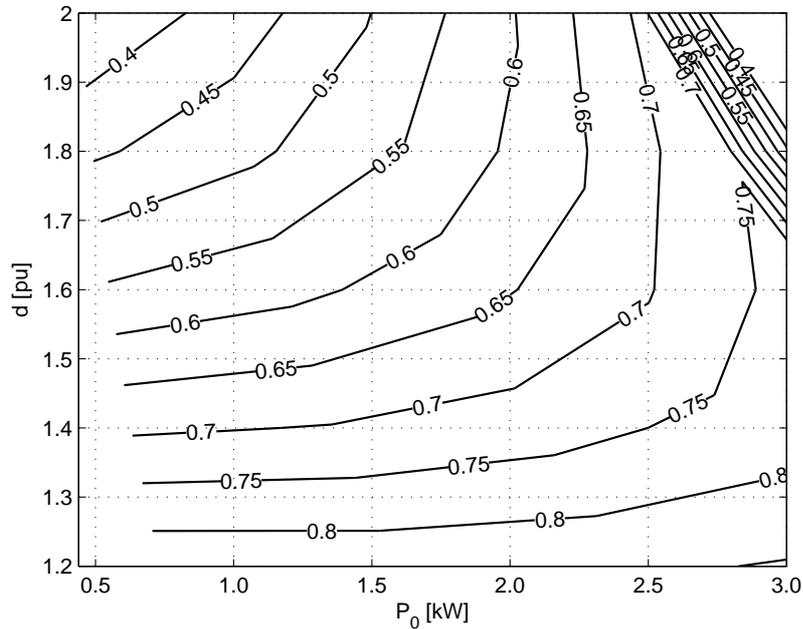


Figura 4.3: Curvas de nivel que indican el valor de m_o calculado en función de P_0 y d .

midiendo la potencia instantánea de entrada y salida del CPDA para poder calcular el rendimiento, η .

Se puede observar en la Fig. 4.4, que para el prototipo experimental implementado, el rendimiento se mejora hasta un 10% cuando se utiliza la ECMP en lugar de la ECC. Esta mejora aumenta para valores de d que difieren considerablemente de 1.

En la Fig. 4.4 también se puede observar que para los valores de $d = 1,75$ y 2 , utilizando la ECC, la máxima potencia de salida, P_0 , está limitada a un valor inferior de 3kW. Esto se debe a la existencia de una protección de sobre corriente, la cual se activa cuando la corriente excede un nivel preestablecido. Esto se debe a que cuando se utiliza la ECC se puede obtener la misma P_0 que si se utiliza la ECMP pero con valores de corriente superiores, según se muestra en la Fig. 4.5. Esta es otra ventaja de utilizar la ECMP, la cual no solamente mejora el rendimiento del CPDA, sino que también permite una utilización más eficiente de las llaves semiconductoras de

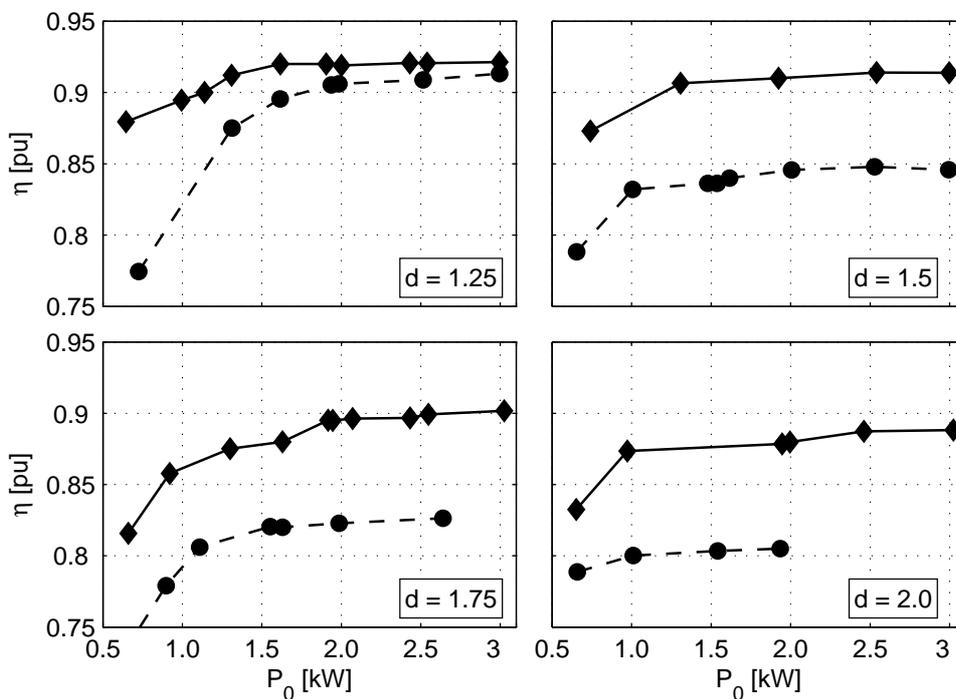


Figura 4.4: Rendimiento en función de la potencia de salida para $d = 1,25, 1,5, 1,75, 2,0$ para $m = m_o$ (◆), y $m = 1$ (●).

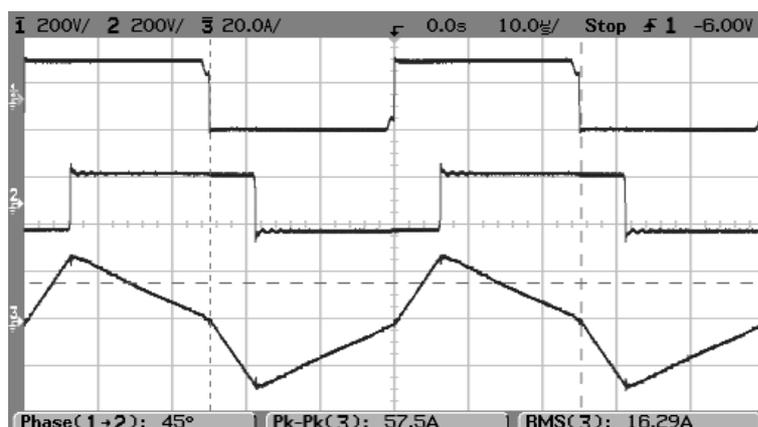
potencia debido a los menores valores picos y eficaces de corriente que se generan para la misma potencia de salida.

La Fig. 4.6 muestra los valores picos y eficaces de corriente en función de m . En esta figura se puede observar que cuando $m = m_o$ las corrientes están cercanas a su mínimo para los valores de d y P_0 requeridos. Esto permite validar las hipótesis establecidas en las secciones anteriores.

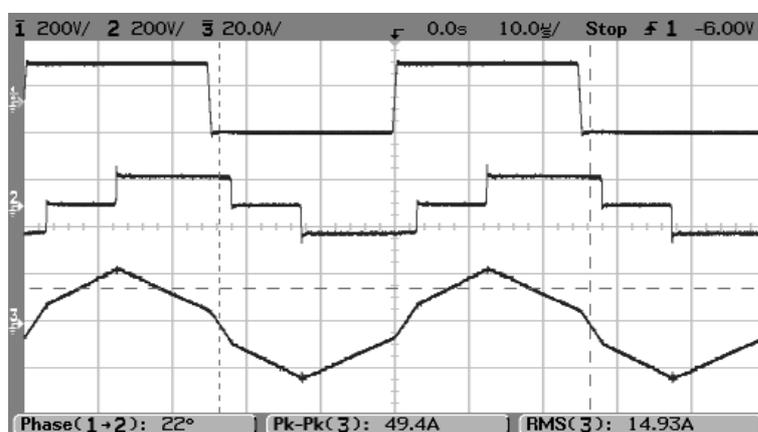
4.7. SUMARIO

Se propuso una nueva estrategia de control de conmutación para minimizar las pérdidas de un convertidor con PDA bajo conmutación suave.

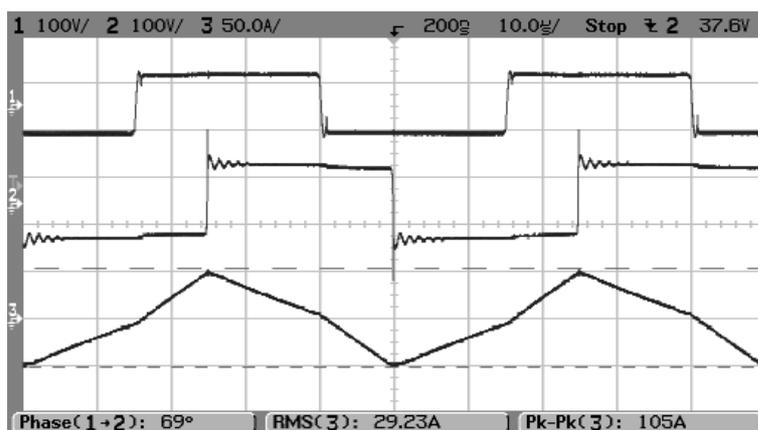
Un prototipo de convertidor experimental fue construido. Los resultados experi-



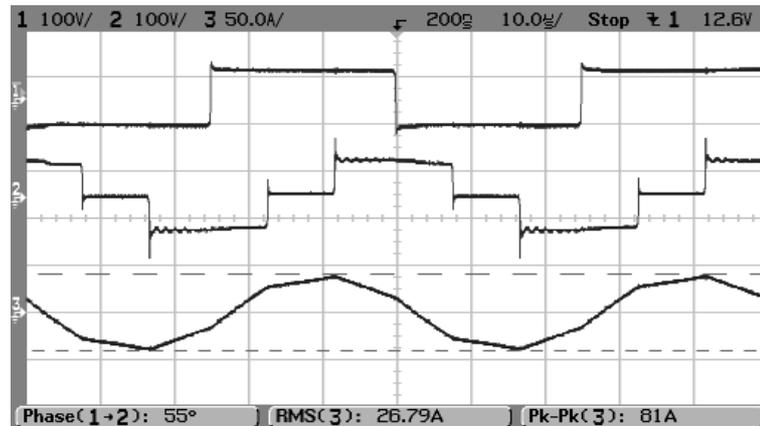
(a) $d = 2$ y $P_0 = 0,75\text{kW}$ con $m = 1$.



(b) $d = 2$ y $P_0 = 0,75\text{kW}$ con $m = m_o$.



(c) $d = 3$ y $P_0 = 1\text{kW}$ con $m = 1$.



(d) $d = 3$ y $P_0 = 1\text{kW}$ con $m = m_o$.

Figura 4.5: Mediciones de las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y la corriente del secundario.

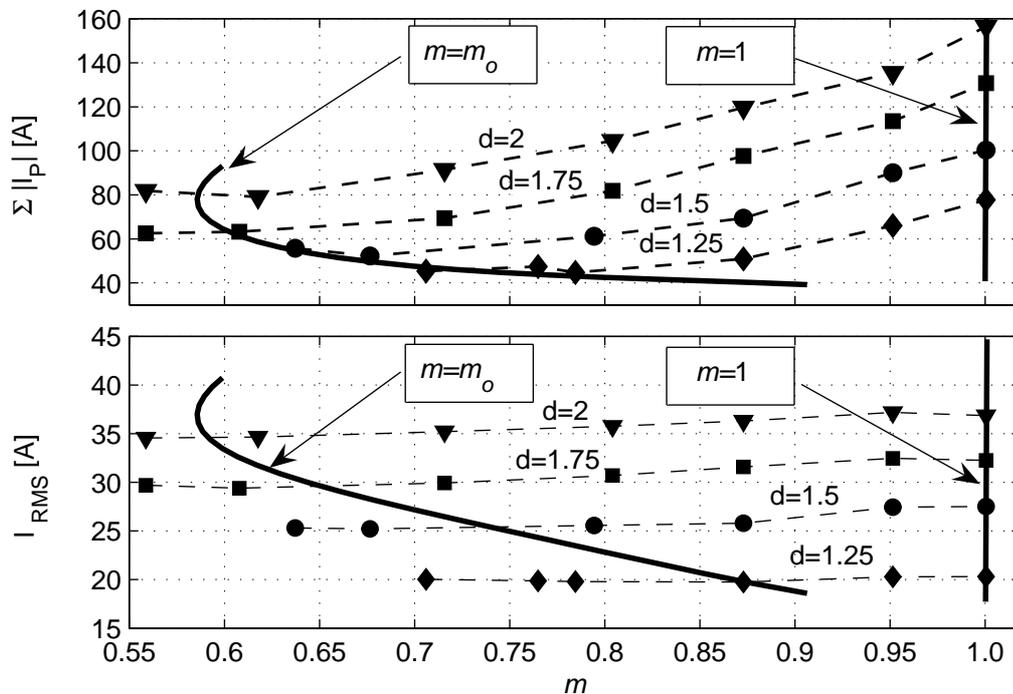


Figura 4.6: Sumatoria de las corrientes en los ángulos de conmutación (superior) y corriente eficaz (inferior) en función del índice de modulación m , para $d = 1.25$ ■; 1.5 ▼; 1.75 ●; 2.0 ◆ y $P_0 = 2\text{kW}$.

mentales presentados en el trabajo validan la factibilidad práctica de la propuesta. El análisis teórico, utilizando ambas estrategias, la convencional y la propuesta en este trabajo de tesis, demuestran que la estrategia propuesta permite mejorar el rendimiento del convertidor. Para el diseño del convertidor considerado, se logró una mejora en el rendimiento de hasta un 10 %, dependiendo del punto de operación.

Este convertidor es adecuado en aplicaciones donde la relación de tensiones no necesita cambiar significativamente; p.e. donde uno de los lados del convertidor es conectado a un banco de baterías, cambiando su tensión desde 0.8 pu hasta 1.2 pu. No obstante, los resultados mostrados en este Capítulo mostraron que el rendimiento del convertidor puede ser mantenido en niveles aceptables para relaciones de conversión de hasta 2 pu.

Capítulo 5

CONTROL DE TENSIÓN DEL CONVERTIDOR CON PUENTES DUALES ACTIVOS

5.1. INTRODUCCIÓN

En los Capítulos anteriores se analizó el funcionamiento del convertidor con puentes duales activos (CPDA) en estado estacionario, se propuso una nueva estrategia de control de conmutación que permite extender su rango de operación con conmutación suave y se propuso un nuevo algoritmo de control para transferir la potencia requerida minimizando las pérdidas en las llaves electrónicas y en el transformador. En este Capítulo se desarrollará un control de tensión digital para el CPDA.

Se analizará, como caso específico de estudio, una aplicación de tracción eléctrica, tal como se ha representado en la Fig. 5.1. En esta figura, puede observarse el esquema general del sistema, el cual está formado por un accionamiento eléctrico (motor de tracción, inversor y su respectivo control) alimentado por medio de un banco de baterías, a través del CPDA, utilizado para adaptar las diferencias de tensión entre el banco de baterías y la malla de CC que alimenta al accionamiento de tracción eléctrica. La capacidad del convertidor para controlar el flujo de energía de manera bidireccional y la posibilidad que el motor de tracción eléctrica pueda funcionar también como generador, permite recuperar la energía durante el frenado del vehículo transfiriéndola hacia las baterías, aumentando el rendimiento de todo el sistema.

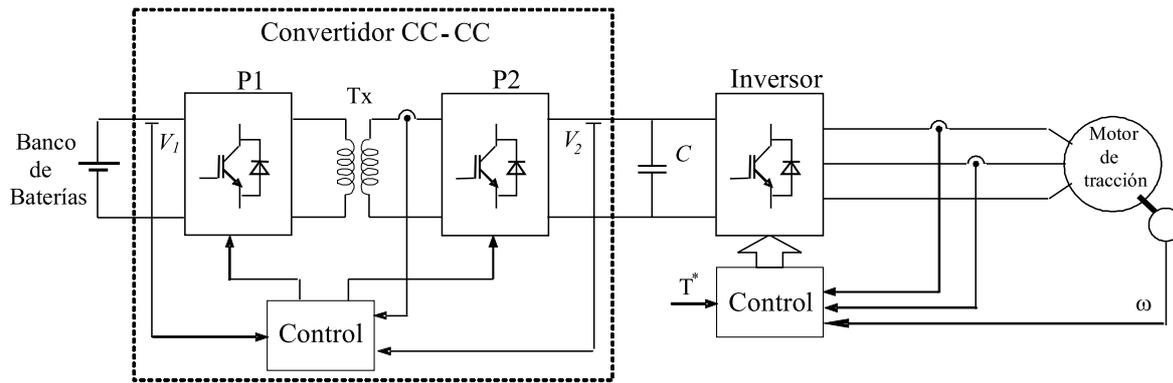


Figura 5.1: Esquema representativo del sistema de tracción eléctrica adoptado como caso de estudio.

Cuando el CPDA se utiliza en aplicaciones como la que se muestra en la Fig. 5.1, la carga del convertidor puede representarse como una fuente de potencia constante. Esta carga tiene la particularidad que puede inestabilizar el sistema a lazo abierto, ya que se comporta como una impedancia negativa [75][76]. El objetivo del sistema de control del CPDA es regular la tensión del lado de la carga en un valor de referencia constante, en presencia de perturbaciones originadas por la carga y/o la fuente de alimentación, independiente del sentido del flujo de energía.

En este trabajo de Tesis, se utilizará como variable de control de la tensión de salida a δ , mientras que el índice de modulación, m , se considera constante en un período de conmutación, en un valor establecido por el Algoritmo desarrollado en el Capítulo 4 para minimizar las pérdidas.

Con las ecuaciones que representan el modelo del convertidor se obtendrá un modelo dinámico de pequeña señal para diseñar el controlador. Luego, el modelo obtenido se discretizará y se diseñará una ley de control que pueda ser implementada en controladores digitales (microcontroladores (μC) o DSPs [77]).

La estrategia de control se realiza por medio de una realimentación completa de estados y compensación integral. Ello permite obtener una respuesta dinámica específica y un error en estado estacionario nulo, en presencia de perturbaciones. Los resultados de simulación obtenidos permiten validar el modelo desarrollado,

mostrándose un comportamiento estable del convertidor ante variaciones de carga.

5.2. ECUACIONES DE ESTADO DEL CONVERTIDOR

A continuación, se deducen las ecuaciones diferenciales que describen la dinámica del convertidor, para ambos modos de operación, reductor y elevador. Para simplificar estas ecuaciones, se asume que la conmutación de las llaves se produce de manera instantánea.

En la Fig. 5.2 se muestra el circuito equivalente que se utilizará para describir el comportamiento dinámico del CPDA. El transformador se modela por su inductancia de dispersión en serie con una resistencia que representa la suma de las resistencias de los bobinados del primario y del secundario, R_L . Los capacitores de filtro se representan por su capacidad en serie con una resistencia, R_{C1} y R_{C2} , para C_1 y C_2 , respectivamente. Estas resistencias series equivalentes se agregaron con el objetivo de analizar su influencia en el comportamiento dinámico del convertidor. La fuente de tensión V_b representa la tensión del banco de baterías y Z_i su impedancia interna.

Las ecuaciones dinámicas se pueden deducir del análisis de funcionamiento, realizado en los Capítulos 2 y 3, y de las formas de onda de las tensiones en bornes del transformador, v_{T1} y v_{T2} , la corriente en la inductancia de dispersión, i_L , y las corrientes de ambos puentes, i_{P1} e i_{P2} , mostradas en las figuras 5.3 y 5.4, para los modos de operación elevador y reductor cuando se utiliza la estrategia propuesta y el flujo de energía desde V_1 hacia V_2 . Estas formas de onda se corresponden al caso particular en que el CPDA opera con conmutación suave, sin embargo las relaciones que se obtienen también son válidas cuando el convertidor opera con conmutación dura y $\delta > 0$.

Se seleccionan como variables de estado las tensiones a bornes de los capacitores de filtro, v_{C1} y v_{C2} , y la corriente a través de la inductancia, i_L . Las ecuaciones dinámicas se obtienen aplicando sumatorias de corrientes en los nodos que se encuentran

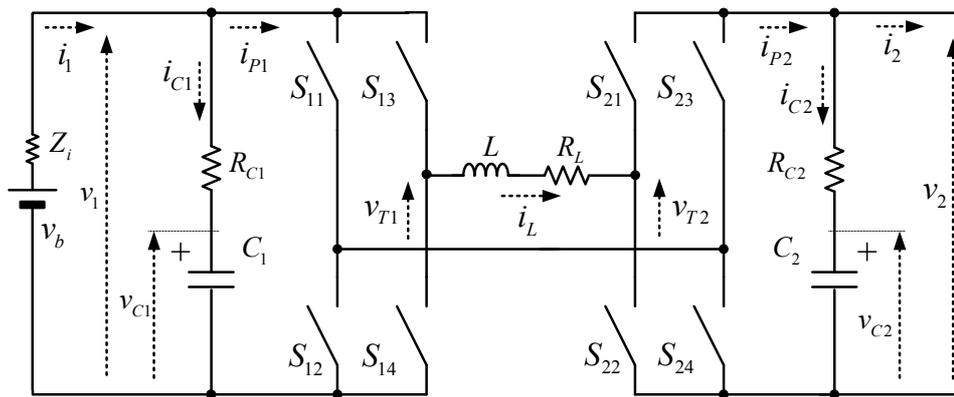


Figura 5.2: Circuito equivalente del convertidor CPDA para analizar su comportamiento dinámico.

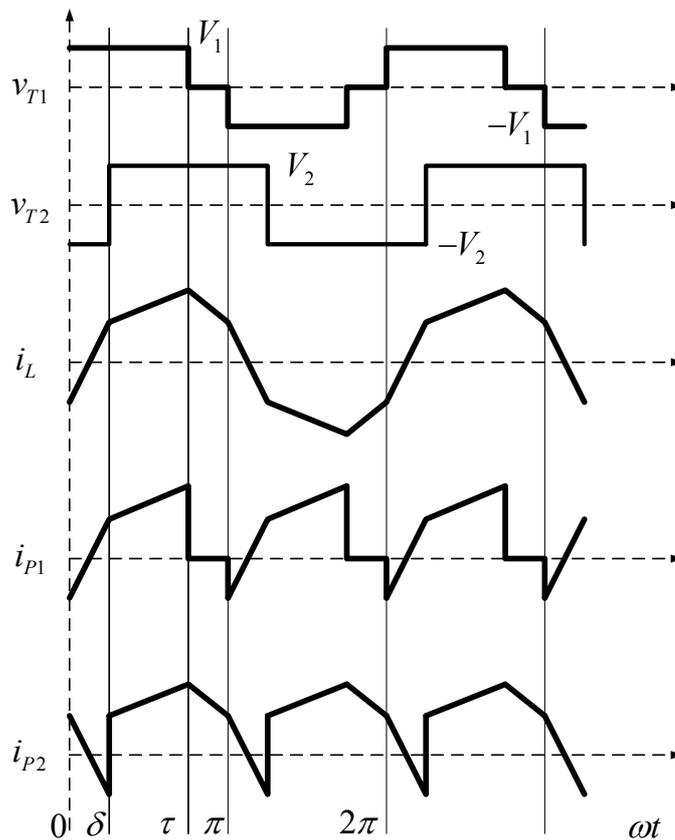


Figura 5.3: Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y las corrientes de ambos puentes y el transformador, cuando se modula el puente P_1 .

conectados los capacitores C_1 y C_2 , y sumatoria de las caída de tensión en la malla que contiene a la inductancia que representa al transformador.

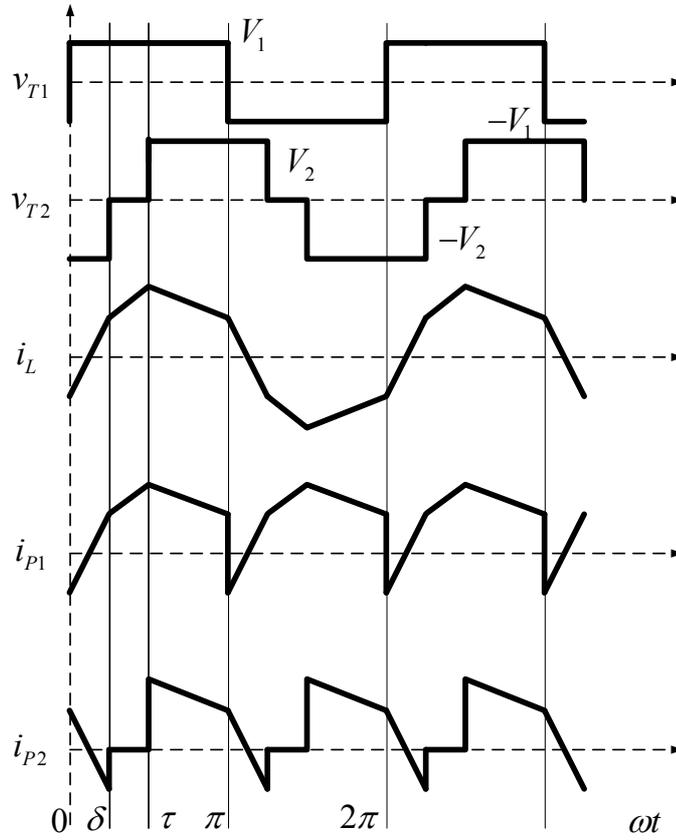


Figura 5.4: Formas de onda de las tensiones a bornes del transformador y las corrientes de ambos puentes y el transformador, cuando se modula el puente P_2 .

En las figuras 5.3 y 5.4 puede observarse que la frecuencia de las corrientes en los puentes es el doble de la frecuencia de conmutación de las llaves electrónicas, pudiendo dividirse en tres intervalos diferentes, que se corresponden con los estados de las llaves. A continuación se expresan las relaciones de cada intervalo, para cada modo de operación.

5.2.1. Modo reductor

Intervalo I ($0 < \theta \leq \delta$):

$$L \frac{di_L}{dt} = v_1 + v_2 - R_L i_L. \quad (5.1)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 - i_L \quad (5.2)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_2 - i_L \quad (5.3)$$

$$i_1 = (V_b - v_1) / Z_i \quad (5.4)$$

$$v_1 = v_{C1} + R_{C1} (i_1 - i_L) \quad (5.5)$$

$$v_2 = v_{C2} - R_{C2} (i_2 + i_L) \quad (5.6)$$

Intervalo II ($\delta < \theta \leq \alpha$):

$$L \frac{di_L}{dt} = v_1 - v_2 - R_L i_L. \quad (5.7)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 - i_L \quad (5.8)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_L - i_2 \quad (5.9)$$

$$i_1 = (V_b - v_1) / Z_i \quad (5.10)$$

$$v_1 = v_{C1} + R_{C1} (i_1 - i_L) \quad (5.11)$$

$$v_2 = v_{C2} + R_{C2} (i_L - i_2) \quad (5.12)$$

Intervalo III ($\alpha < \theta \leq \pi$):

$$L \frac{di_L}{dt} = -v_2 - R_L i_L. \quad (5.13)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 \quad (5.14)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_L - i_2 \quad (5.15)$$

$$i_1 = (V_b - v_1) / Z_i \quad (5.16)$$

$$v_1 = v_{C1} + R_{C1} (i_1) \quad (5.17)$$

$$v_2 = v_{C2} + R_{C2} (i_L - i_2) \quad (5.18)$$

Para los tres intervalos considerados, la corriente i_2 representa la corriente en la carga, según se analiza posteriormente en la Sección 5.2.3.

5.2.2. Modo elevador

Según puede deducirse del análisis del funcionamiento del Capítulo 3 y de las figuras 5.3 y 5.4, para el modo elevador los intervalos I y III son idénticos a los intervalos I y II del modo reductor, respectivamente. Por lo que sólo se escriben las ecuaciones diferenciales correspondientes al intervalo II.

Intervalo II ($\delta < \theta \leq \alpha$):

$$L \frac{di_L}{dt} = v_1 - R_L i_L. \quad (5.19)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_1 - i_L \quad (5.20)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_2 \quad (5.21)$$

$$i_1 = (V_b - v_1) / Z_i \quad (5.22)$$

$$v_1 = v_{C1} + R_{C1} (i_1 - i_L) \quad (5.23)$$

$$v_2 = v_{C2} + R_{C2} (-i_2) \quad (5.24)$$

Al igual que el caso anterior, la corriente i_2 representa la corriente en la carga.

5.2.3. Característica de la carga conectada al convertidor

Cuando el convertidor es cargado con una carga de potencia constante, el sistema a lazo abierto puede ser inestable, debido a que esta carga, dependiendo de su punto de operación, puede comportarse como una impedancia negativa [76]. A continuación, se explica brevemente este comportamiento para poder comprender su efecto en la operación del convertidor.

Cuando el convertidor se utiliza en un sistema de tracción eléctrica y el accionamiento posee un control de velocidad, existe una dinámica dominante por parte del conjunto accionamiento-motor debido a que la variación de velocidad se realiza de manera mucho más lenta que la dinámica del convertidor. Si el control del accionamiento está sintonizado de manera que la velocidad del motor permanezca estrictamente constante, la potencia con la que se alimenta el accionamiento es constante, generando una carga con tal comportamiento para el convertidor [75].

Ante una perturbación en el sistema, puede producirse una disminución de la tensión de salida del convertidor. La condición de potencia constante de la carga produce un incremento en la corriente de salida del convertidor. Pudiendo caracterizarse este comportamiento similar a cargar el convertidor con una impedancia, cuya característica tensión-corriente posee una pendiente negativa.

Ante la disminución de la tensión de salida y la condición de potencia constante dicta que se produzca un aumento de la corriente de carga. Con ello, la tensión de salida del convertidor disminuye aún más, produciéndose este efecto hasta que el convertidor culmina con una tensión de salida nula.

Por lo anterior, la corriente de salida del convertidor, con carga de potencia constante, puede modelarse como:

$$i_2 = P_0/v_2, \quad (5.25)$$

donde P_0 representa la carga de potencia constante conectada al convertidor.

Para simplificar el modelo, se linealiza la corriente de carga expresada en (5.25) alrededor de un punto de operación [76], como

$$i_2 \simeq \left(\frac{1}{\bar{V}_2}\right) p_0 - \left(\frac{P_0}{\bar{V}_2^2}\right) v_2 \quad (5.26)$$

donde \bar{V}_2 y P_0 son la tensión y la potencia de salida requeridas, respectivamente.

Reemplazando (5.26) en las ecuaciones diferenciales de las Secciones 5.2.1 y 5.2.2, se pueden obtener las ecuaciones dinámicas del convertidor con carga de potencia constante.

5.2.4. Ecuaciones matriciales del convertidor

A continuación se presentan las ecuaciones en variables de estado del CPDA. Para ello, se reemplaza (5.26) en las ecuaciones diferenciales correspondientes a

cada intervalo y modo de operación, obtenidas en la Sección 5.2. Manipulando las ecuaciones resultantes se puede obtener lo siguiente:

Modo reductor

Intervalo I:

$$L \frac{di_L}{dt} = \left(-R_L + \frac{R_{C2}\bar{V}_2^2}{P_0 R_{C2} - \bar{V}_2^2} - \frac{Z_i R_{C1}}{Z_i + R_{C1}} \right) i_L + \left(\frac{Z_i}{Z_i + R_{C1}} \right) v_{C1} - \left(\frac{\bar{V}_2^2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) v_{C2} + \left(\frac{R_{C1}}{Z_i + R_{C1}} \right) v_b + \left(\frac{R_{C2}\bar{V}_2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) p_0 \quad (5.27)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = - \left(\frac{Z_i}{Z_i + R_{C1}} \right) i_L - \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_{C1} + \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_b \quad (5.28)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = - \left(1 - \frac{R_{C2} P_0}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) i_L - \left(\frac{P_0}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) v_{C2} + \left(\frac{\bar{V}_2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) p_0 \quad (5.29)$$

Intervalo II:

$$L \frac{di_L}{dt} = \left(-R_L + \frac{R_{C2}\bar{V}_2^2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} - \frac{Z_i R_{C1}}{Z_i + R_{C1}} \right) i_L + \left(\frac{Z_i}{Z_i + R_{C1}} \right) v_{C1} + \left(\frac{\bar{V}_2^2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) v_{C2} + \left(\frac{R_{C1}}{Z_i + R_{C1}} \right) v_b - \left(\frac{R_{C2}\bar{V}_2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) p_0 \quad (5.30)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = - \left(\frac{Z_i}{Z_i + R_{C1}} \right) i_L - \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_{C1} + \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_b \quad (5.31)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \left(1 - \frac{R_{C2} P_0}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) i_L - \left(\frac{P_0}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) v_{C2} + \left(\frac{\bar{V}_2}{(R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2)} \right) p_0 \quad (5.32)$$

Intervalo III:

$$L \frac{di_L}{dt} = \left(-R_L + \frac{R_{C2} \bar{V}_2^2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) i_L + \left(\frac{\bar{V}_2^2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) v_{C2} - \left(\frac{R_{C2} \bar{V}_2}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) p_0 \quad (5.33)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = - \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_{C1} + \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_b \quad (5.34)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = \left(1 - \frac{R_{C2} P_0}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) i_L - \left(\frac{P_0}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) v_{C2} + \left(\frac{\bar{V}_2}{(R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2)} \right) p_0 \quad (5.35)$$

Modo elevador De igual manera a lo explicado anteriormente, para modo elevador sólo se escriben las ecuaciones en variables de estado correspondientes al intervalo II.

$$L \frac{di_L}{dt} = \left(-R_L - \frac{Z_i R_{C1}}{Z_i + R_{C1}} \right) i_L + \left(\frac{Z_i}{Z_i + R_{C1}} \right) v_{C1} + \left(\frac{R_{C1}}{Z_i + R_{C1}} \right) v_b \quad (5.36)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = - \left(\frac{Z_i}{Z_i + R_{C1}} \right) i_L - \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_{C1} + \left(\frac{1}{Z_i + R_{C1}} \right) v_b \quad (5.37)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = - \left(\frac{P_0}{R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2} \right) v_{C2} + \left(\frac{\bar{V}_2}{(R_{C2} P_0 - \bar{V}_2^2)} \right) p_0 \quad (5.38)$$

Los conjuntos de ecuaciones obtenidos pueden escribirse de manera más compacta utilizando notación matricial. De esta manera, las ecuaciones para modo reductor y las correspondientes a modo elevador, pueden escribirse como

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_i) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_i) \mathbf{u} + (\mathbf{E}_i) \mathbf{w}, \quad (i = 1, 2, 3) \quad (5.39)$$

donde \mathbf{x} es el vector de variables de estado formado por i_L , v_{C1} y v_{C2} . La entrada \mathbf{u} es la tensión del banco de baterías V_b , \mathbf{w} representa la potencia de la carga p_0 e i corresponde al intervalo. Las matrices \mathbf{A}_i , \mathbf{B}_i y \mathbf{E}_i con $i = 1, 2$ y 3 , se obtienen de las ecuaciones en variables de estado anteriores, siendo

Modo reductor:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_L}{L} + \frac{R_{C2}\bar{V}_2^2/L}{P_0R_{C2} - \bar{V}_2^2} - \frac{Z_iR_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) & \left(\frac{Z_i/L}{Z_i + R_{C1}} \right) & - \left(\frac{\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \\ - \left(\frac{Z_i/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) & - \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) & 0 \\ - \left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C2}P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) & 0 & - \left(\frac{P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.40)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_L}{L} + \frac{R_{C2}\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} - \frac{Z_iR_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) & \left(\frac{Z_i/L}{Z_i + R_{C1}} \right) & \left(\frac{\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \\ - \left(\frac{Z_i/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) & - \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) & 0 \\ \left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C2}P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) & 0 & - \left(\frac{P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.41)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_L}{L} + \frac{R_{C2}\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) & 0 & \left(\frac{\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \\ 0 & - \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) & 0 \\ \left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C2}P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) & 0 & - \left(\frac{P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.42)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.43)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.44)$$

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.45)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C2}\bar{V}_2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \\ 0 \\ \left(\frac{\bar{V}_2/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.46)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{C2}\bar{V}_2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2}\right) \\ 0 \\ \left(\frac{\bar{V}_2/C_2}{(R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2)}\right) \end{bmatrix}, \quad (5.47)$$

$$\mathbf{E}_3 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{C2}\bar{V}_2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2}\right) \\ 0 \\ \left(\frac{\bar{V}_2/C_2}{(R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2)}\right) \end{bmatrix}. \quad (5.48)$$

Modo elevador:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_L}{L} + \frac{R_{C2}\bar{V}_2^2/L}{P_0R_{C2} - \bar{V}_2^2} - \frac{Z_iR_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}}\right) & \left(\frac{Z_i/L}{Z_i + R_{C1}}\right) & -\left(\frac{\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2}\right) \\ -\left(\frac{Z_i/C_1}{Z_i + R_{C1}}\right) & -\left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}}\right) & 0 \\ -\left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C2}P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2}\right) & 0 & -\left(\frac{P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2}\right) \end{bmatrix}, \quad (5.49)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_L}{L} - \frac{Z_iR_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}}\right) & \left(\frac{Z_i/L}{Z_i + R_{C1}}\right) & 0 \\ -\left(\frac{Z_i/C_1}{Z_i + R_{C1}}\right) & -\left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}}\right) & 0 \\ 0 & 0 & -\left(\frac{P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2}\right) \end{bmatrix}, \quad (5.50)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} \left(-\frac{R_L}{L} + \frac{R_{C2}\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} - \frac{Z_i R_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) & \left(\frac{Z_i/L}{Z_i + R_{C1}} \right) & \left(\frac{\bar{V}_2^2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \\ -\left(\frac{Z_i/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) & -\left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) & 0 \\ \left(\frac{1}{C_2} - \frac{R_{C2}P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) & 0 & -\left(\frac{P_0/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.51)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.52)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.53)$$

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C1}/L}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ \left(\frac{1/C_1}{Z_i + R_{C1}} \right) \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (5.54)$$

$$\mathbf{E}_1 = \begin{bmatrix} \left(\frac{R_{C2}\bar{V}_2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \\ 0 \\ \left(\frac{\bar{V}_2/C_2}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.55)$$

$$\mathbf{E}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \left(\frac{\bar{V}_2/C_2}{(R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2)} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.56)$$

$$\mathbf{E}_3 = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{C2}\bar{V}_2/L}{R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2} \right) \\ 0 \\ \left(\frac{\bar{V}_2/C_2}{(R_{C2}P_0 - \bar{V}_2^2)} \right) \end{bmatrix}, \quad (5.57)$$

El conjunto de ecuaciones obtenidas anteriormente en (5.39), puede expresarse para cada intervalo de operación como

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_1) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_1) \mathbf{u} + (\mathbf{E}_1) \mathbf{w}, \quad nT_s \leq t < (n + \gamma_{1n}) T_s \quad (5.58)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_2) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_2) \mathbf{u} + (\mathbf{E}_2) \mathbf{w}, \quad (n + \gamma_{1n}) T_s \leq t < (n + \gamma_{1n} + \gamma_{2n}) T_s \quad (5.59)$$

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A}_3) \mathbf{x} + (\mathbf{B}_3) \mathbf{u} + (\mathbf{E}_3) \mathbf{w}, \quad (n + \gamma_{1n} + \gamma_{2n}) T_s \leq t < (n + 1) T_s \quad (5.60)$$

donde n es el enésimo ciclo de conmutación, γ_{1n} y γ_{2n} son los instantes de conmutación definidos en función de los ángulos δ y α como (ver figuras 5.3 y 5.4)

$$\gamma_{1n} = \delta/\pi \quad (5.61)$$

y

$$\gamma_{2n} = (\alpha - \delta)/\pi, \quad (5.62)$$

correspondientes al n -ésimo ciclo de conmutación.

En el Capítulo 3 se dedujo que el ángulo α es función de m , el cual es controlado para operar el convertidor con mínimas pérdidas, mientras que la variable δ es controlada para regular la tensión de salida del convertidor. Estas variables determinan los límites de operación de los diferentes intervalos del convertidor, deducidos anteriormente.

5.3. MODELO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR

En la Sección anterior se obtuvieron las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento dinámico del CPDA, correspondiente a cada uno de los intervalos y modos de operación. En esta sección se desarrolla el modelo dinámico del CPDA.

Primeramente se desarrolla el modelo dinámico en tiempo continuo y posteriormente se realiza su discretización, lo que permite diseñar una ley de control que pueda implementarse en controladores digitales.

5.3.1. Modelo dinámico en tiempo continuo

Las ecuaciones de estado correspondientes a los tres intervalos (ecuaciones (5.58)-(5.60)) pueden escribirse formando un único conjunto de ecuaciones, lo que requiere que se definan las siguientes funciones de conmutación,

$$\gamma_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } nT_s < t < (n + \gamma_{1n})T_s \\ 0 & \text{para } (n + \gamma_{1n})T_s < t < (n + 1)T_s \end{cases} \quad (5.63)$$

$$\gamma_2(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } (n + \gamma_{1n})T_s < t < (n + \gamma_{1n} + \gamma_{2n})T_s \\ 0 & \text{para } nT_s < t < (n + \gamma_{1n})T_s \\ y & (n + \gamma_{1n} + \gamma_{2n})T_s < t < (n + 1)T_s \end{cases} \quad (5.64)$$

$$\gamma_3(t) = 1 - \gamma_1(t) - \gamma_2(t). \quad (5.65)$$

Con estas funciones, el conjunto de ecuaciones matriciales definidas en (5.58)-(5.60) pueden combinarse en un único conjunto como

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} = & [\mathbf{A}_1\gamma_1(t) + \mathbf{A}_2\gamma_2(t) + \mathbf{A}_3\gamma_3(t)] \mathbf{x} + [\mathbf{B}_1\gamma_1(t) + \mathbf{B}_2\gamma_2(t) + \mathbf{B}_3\gamma_3(t)] \mathbf{u} + \\ & + [\mathbf{E}_1\gamma_1(t) + \mathbf{E}_2\gamma_2(t) + \mathbf{E}_3\gamma_3(t)] \mathbf{w} \end{aligned} \quad (5.66)$$

El sistema de ecuaciones (5.66) es el modelo dinámico en tiempo continuo del CPDA. Debido a que existen productos de diferentes variables, este modelo es no lineal [78]. Para poder aplicar las técnicas de control lineal y simplificar el modelo, se linealiza (5.66) alrededor de un punto de operación, obteniéndose la descripción compuesta de dos términos: términos de estado estacionario y términos de pequeña señal. Asumiendo que las magnitudes de los términos de alterna poseen una pequeña amplitud alrededor de un determinado punto de operación, cada una de las variables puede expresarse como la suma de los términos de estado estacionario y de pequeña señal. Así, se obtienen las siguientes relaciones,

$$i_1 = I_1 + \tilde{i}_1, \quad (5.67)$$

$$i_2 = I_2 + \tilde{i}_2, \quad (5.68)$$

$$v_1 = V_1 + \tilde{v}_1, \quad (5.69)$$

$$v_{c1} = V_{C1} + \tilde{v}_{C1}, \quad (5.70)$$

$$v_2 = V_2 + \tilde{v}_2, \quad (5.71)$$

$$v_{c2} = V_{C2} + \tilde{v}_{C2}, \quad (5.72)$$

$$i_L = \tilde{i}_L, \quad (5.73)$$

$$p_0 = P_0 + \tilde{p}_0, \quad (5.74)$$

$$\gamma_{1n} = \Gamma_1 + \tilde{\gamma}_{1n}, \quad (5.75)$$

$$\gamma_{2n} = \Gamma_2 + \tilde{\gamma}_{2n}. \quad (5.76)$$

Donde $I_1, I_2, V_1, V_{C1}, V_2, V_{C2}, P_0, \Gamma_1$ y Γ_2 son los valores de estado estacionario de las variables del circuito mientras que $\tilde{i}_1, \tilde{i}_2, \tilde{v}_1, \tilde{v}_{C1}, \tilde{v}_2, \tilde{v}_{C2}, \tilde{i}_L, \tilde{p}_0, \tilde{\gamma}_{1n}$ y $\tilde{\gamma}_{2n}$ son los valores de pequeña señal de las mismas variables. La corriente sobre la inductancia posee valor medio igual a cero, según lo explicado en el Capítulo 2, resultando $I_L = 0$. La asunción de términos de pequeña señal implica lo siguiente,

$$\frac{\tilde{i}_1}{I_1} \ll 1, \quad (5.77)$$

$$\frac{\tilde{i}_2}{I_2} \ll 1, \quad (5.78)$$

$$\frac{\tilde{v}_1}{V_1} \ll 1, \quad (5.79)$$

$$\frac{\tilde{v}_{C1}}{V_{C1}} \ll 1, \quad (5.80)$$

$$\frac{\tilde{v}_2}{V_2} \ll 1, \quad (5.81)$$

$$\frac{\tilde{v}_{C2}}{V_{C2}} \ll 1, \quad (5.82)$$

$$\frac{\tilde{p}_0}{P_0} \ll 1, \quad (5.83)$$

$$\frac{\tilde{\gamma}_{1n}}{\Gamma_1} \ll 1, \quad (5.84)$$

$$\frac{\tilde{\gamma}_{2n}}{\Gamma_2} \ll 1. \quad (5.85)$$

De manera similar, las funciones de conmutación $\gamma_1(t)$ y $\gamma_2(t)$ se pueden expresar como

$$\gamma_1(t) = \bar{\gamma}_1(t) + \tilde{\gamma}_1(t) \quad (5.86)$$

donde

$$\bar{\gamma}_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } nT_s < t < (n + \Gamma_1)T_s \\ 0 & \text{para } (n + \Gamma_1)T_s < t < (n + 1)T_s \end{cases} \quad (5.87)$$

representa el término de estado estacionario de la función de conmutación $\gamma_1(t)$ y

$$\tilde{\gamma}_1(t) = \begin{cases} \text{sgn}(\gamma_{1n} - \Gamma_1) & \text{para } t \in [(n + \Gamma_1)T_s, (n + \gamma_{1n})T_s] \\ 0 & \text{resto} \end{cases} \quad (5.88)$$

donde

$$\text{sgn}(\gamma_{1n} - \Gamma_1) = \begin{cases} +1 & \text{si } (\gamma_{1n} - \Gamma_1) > 0 \\ 0 & \text{si } (\gamma_{1n} - \Gamma_1) = 0 \\ -1 & \text{si } (\gamma_{1n} - \Gamma_1) < 0 \end{cases} \quad (5.89)$$

representa el término de pequeña señal de la función de conmutación $\gamma_1(t)$.

La función $\gamma_2(t)$ se puede expresar de manera similar, donde

$$\bar{\gamma}_2(t) = \begin{cases} 1 & \text{para } (n + \Gamma_1)T_s < t < (n + \Gamma_1 + \Gamma_2)T_s \\ 0 & \text{para resto del periodo} \end{cases} \quad (5.90)$$

representa el término de estado estacionario de la función de conmutación $\gamma_2(t)$ y

$$\tilde{\gamma}_2(t) = -\tilde{\gamma}_1(t) \quad (5.91)$$

para modo reductor y

$$\tilde{\gamma}_2(t) = 0 \quad (5.92)$$

para modo elevador. Las ecuaciones (5.91) y (5.92) representan el término de pequeña señal de la función de conmutación $\gamma_2(t)$.

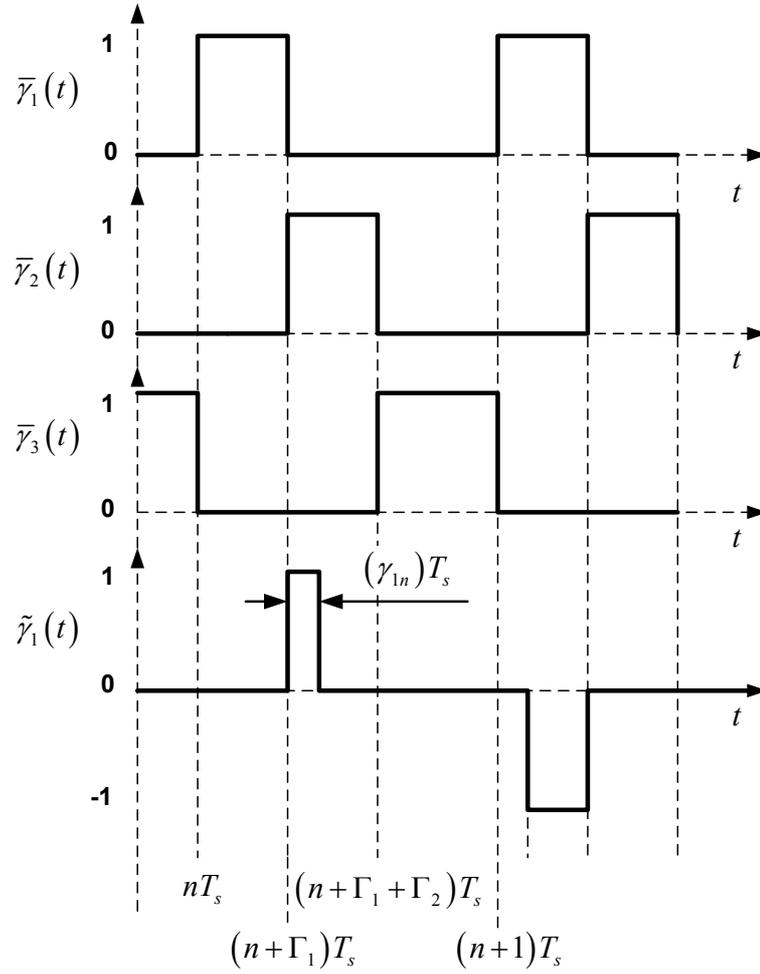


Figura 5.5: Funciones de conmutación $\bar{\gamma}_1(t)$, $\bar{\gamma}_2(t)$, $\bar{\gamma}_3(t)$ y $\tilde{\gamma}_1(t)$.

En la Fig. 5.5 se muestran las diferentes funciones de conmutación definidas anteriormente. En esta figura se muestra un caso en que $(\gamma_{1n} - \Gamma_1) > 0$ siendo $\tilde{\gamma}_1(t) > 0$ y otro en que $(\gamma_{1n} - \Gamma_1) < 0$ siendo $\tilde{\gamma}_1(t) < 0$.

Reemplazando las ecuaciones (5.67)-(5.92) en (5.66) se obtiene

$$\begin{aligned}
 (\dot{\mathbf{X}} + \dot{\hat{x}}) &= [\mathbf{A}_1(\bar{\gamma}_1(t) + \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{A}_2(\bar{\gamma}_2(t) - \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{A}_3(1 - \bar{\gamma}_1(t) - \bar{\gamma}_2(t))] (\mathbf{X} + \hat{x}) \\
 &+ [\mathbf{B}_1(\bar{\gamma}_1(t) + \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{B}_2(\bar{\gamma}_2(t) - \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{B}_3(1 - \bar{\gamma}_1(t) - \bar{\gamma}_2(t))] (\mathbf{U} + \hat{u}) \\
 &+ [\mathbf{E}_1(\bar{\gamma}_1(t) + \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{E}_2(\bar{\gamma}_2(t) - \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{E}_3(1 - \bar{\gamma}_1(t) - \bar{\gamma}_2(t))] (\mathbf{W} + \hat{w})
 \end{aligned} \tag{5.93}$$

para modo reductor y

$$\begin{aligned}
 (\dot{\mathbf{X}} + \dot{\tilde{x}}) &= [\mathbf{A}_1 (\bar{\gamma}_1(t) + \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{A}_2 (\bar{\gamma}_2(t)) + \mathbf{A}_3 (1 - \bar{\gamma}_1(t) - \tilde{\gamma}_1(t) - \bar{\gamma}_2(t))] (\mathbf{X} + \tilde{x}) \\
 &+ [\mathbf{B}_1 (\bar{\gamma}_1(t) + \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{B}_2 (\bar{\gamma}_2(t)) + \mathbf{B}_3 (1 - \bar{\gamma}_1(t) - \tilde{\gamma}_1(t) - \bar{\gamma}_2(t))] (\mathbf{U} + \tilde{u}) \\
 &+ [\mathbf{E}_1 (\bar{\gamma}_1(t) + \tilde{\gamma}_1(t)) + \mathbf{E}_2 (\bar{\gamma}_2(t)) + \mathbf{E}_3 (1 - \bar{\gamma}_1(t) - \tilde{\gamma}_1(t) - \bar{\gamma}_2(t))] (\mathbf{W} + \tilde{w})
 \end{aligned} \tag{5.94}$$

para modo elevador.

Separando los términos correspondientes de pequeña señal se puede obtener la siguiente expresión

$$\begin{aligned}
 \dot{\tilde{x}} &= [\mathbf{A}_1 \bar{\gamma}_1(t) + \mathbf{A}_2 \bar{\gamma}_2(t) + \mathbf{A}_3 \bar{\gamma}_3(t)] \tilde{x} + [\mathbf{B}_1 \bar{\gamma}_1(t) + \mathbf{B}_2 \bar{\gamma}_2(t) + \mathbf{B}_3 \bar{\gamma}_3(t)] \tilde{u} + \\
 &+ [\mathbf{E}_1 \bar{\gamma}_1(t) + \mathbf{E}_2 \bar{\gamma}_2(t) + \mathbf{E}_3 \bar{\gamma}_3(t)] \tilde{w} + \mathbf{K} \tilde{\gamma}_1(t).
 \end{aligned} \tag{5.95}$$

donde

$$\mathbf{K} = [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \mathbf{U} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \mathbf{W}], \tag{5.96}$$

para modo reductor y

$$\mathbf{K} = [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_3) \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_3) \mathbf{U} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_3) \mathbf{W}], \tag{5.97}$$

para modo elevador.

Esta ecuación representa el modelo dinámica de pequeña señal del CPDA en tiempo continuo, operando con carga de potencia constante. Esta ecuación, en la siguiente Sección será discretizada y luego se diseñará un controlador para regular la tensión de salida del convertidor.

5.3.2. Modelo dinámico en tiempo discreto

En esta sección se discretiza el modelo de pequeña señal obtenido en (5.95), el cual puede obtenerse integrando la ecuación (5.95) en un período de conmutación.

Para simplificar el modelo, en esta Tesis se considera que $\tilde{u} \approx 0$ y $\tilde{w} \approx 0$ en un período de conmutación.

El tiempo de inicio para realizar la integración es arbitrario, siendo conveniente seleccionar el instante en el cual se determina el valor de δ , el que se corresponde con el comienzo de cada ciclo de conmutación, nT_s .

La primera etapa de integración se realiza en el intervalo $[nT_s, (n + \Gamma_1) T_s]$. La ecuación de estado (5.95) queda reducida durante este intervalo debido a que $\bar{\gamma}_2$ y $\bar{\gamma}_3$ son iguales a cero, lo mismo ocurre con $\tilde{\gamma}_1(t)$ a raíz de la definición establecida en la ecuación (5.88). Con ello, (5.95), en el intervalo considerado, puede expresarse como

$$\dot{\tilde{x}} = [\mathbf{A}_1 \bar{\gamma}_1(t)] \tilde{x}. \quad (5.98)$$

Integrando (5.98) se obtiene [79]

$$\dot{\tilde{x}}[(n + \Gamma_1) T_s] = e^{(\mathbf{A}_1 \Gamma_1 T_s)} \tilde{x}[nT_s]. \quad (5.99)$$

De manera similar, la integración durante el intervalo comprendido entre $[(n + \Gamma_1) T_s, (n + \Gamma_2) T_s]$ se realiza con la siguiente ecuación en tiempo continuo

$$\dot{\tilde{x}} = [\mathbf{A}_2 \bar{\gamma}_2(t)] \tilde{x} + \mathbf{K} \tilde{\gamma}_1(t), \quad (5.100)$$

Dada la restricción de pequeña señal, la función $\tilde{\gamma}_1(t)$ se puede representar por una serie de pulsos en los instantes $(n + \Gamma_1) T_s$. Esta función puede aproximarse con buena precisión utilizando una función delta de Dirac según se realiza en [80], de la siguiente manera

$$\tilde{\gamma}_1(t) \approx T_s \tilde{\gamma}_{1n} v(t - (n + \Gamma_1) T_s), \quad (5.101)$$

donde v es la función delta de Dirac.

Reemplazando (5.101) en (5.100) e integrando se obtiene

$$\dot{\tilde{x}}[(n + \Gamma_2) T_s] = e^{(\mathbf{A}_2(\Gamma_2)T_s)} e^{(\mathbf{A}_1\Gamma_1 T_s)} \tilde{x}[nT_s] + e^{(\mathbf{A}_2(\Gamma_2)T_s)} \mathbf{K} T_s \tilde{\gamma}_{1n}. \quad (5.102)$$

Para completar el período de integración se puede operar de igual manera a los dos intervalos anteriores, obteniéndose

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{x}}[(n + 1) T_s] = & e^{(\mathbf{A}_3(1-\Gamma_2-\Gamma_1)T_s)} e^{(\mathbf{A}_2(\Gamma_2)T_s)} e^{(\mathbf{A}_1\Gamma_1 T_s)} \tilde{x}[nT_s] + \\ & + e^{(\mathbf{A}_3(1-\Gamma_2-\Gamma_1)T_s)} e^{(\mathbf{A}_2(\Gamma_2)T_s)} \mathbf{K} T_s \tilde{\gamma}_{1n}. \end{aligned} \quad (5.103)$$

La ecuación (5.103) representa el modelo en tiempo discreto del CPDA, modelado con una ecuación en diferencias, lineal e invariante en el tiempo, con coeficientes constantes. Se debe notar que no se hicieron suposiciones adicionales a las de pequeña señal.

El modelo (5.103) puede reescribirse utilizando notación matricial como

$$\tilde{x}[(n + 1) T_s] = \Phi \tilde{x}[nT_s] + \Psi \tilde{\gamma}_{1n} \quad (5.104)$$

donde

$$\Phi = e^{(\mathbf{A}_3(1-\Gamma_2-\Gamma_1)T_s)} e^{(\mathbf{A}_2(\Gamma_2)T_s)} e^{(\mathbf{A}_1\Gamma_1 T_s)} \quad (5.105)$$

$$\Psi = e^{(\mathbf{A}_3(1-\Gamma_2-\Gamma_1)T_s)} e^{(\mathbf{A}_2(\Gamma_2)T_s)} \mathbf{K} T_s \quad (5.106)$$

Para poder realizar una acción de control, es conveniente obtener una expresión para $\tilde{\gamma}_{1n}$, en función de la variable de referencia, que para este caso es la tensión de referencia de salida del convertidor, v_{ref} , la cual puede expresarse como [81]

$$\tilde{\gamma}_{1n} = \frac{\Gamma_1}{V_{ref}} \tilde{v}_{ref}. \quad (5.107)$$

Reemplazando (5.107) en (5.104), resulta

$$\tilde{x}[(n+1)T_s] = \Phi \tilde{x}[nT_s] + \Psi \frac{\Gamma_1}{V_{ref}} \tilde{v}_{ref}. \quad (5.108)$$

Esta ecuación representa el modelo de pequeña señal en tiempo discreto del CPDA.

5.4. DISEÑO DEL CONTROL DIGITAL

En la sección anterior se obtuvo el modelo lineal en tiempo discreto del CPDA. En esta sección se diseña un controlador por medio de realimentación completa de estados con el objetivo de regular la tensión de salida del convertidor en un valor de referencia constante.

La ventaja de aplicar una realimentación completa de estados es que los polos de lazo cerrado pueden ubicarse de manera arbitraria para obtener la respuesta transitoria deseada. Para ello, el sistema debe cumplir la condición que sea controlable [77].

La entrada del sistema, \tilde{v}_{ref} , puede representarse por medio de la realimentación negativa de los estados como

$$\tilde{v}_{ref} = -\mathbf{F}_1 \tilde{x}[nT_s], \quad (5.109)$$

donde \mathbf{F}_1 representa la matriz de ganancias de realimentación seleccionada para ubicar los polos de lazo cerrado en los lugares deseados dentro del círculo unitario del plano z .

Reemplazando (5.109) en (5.108) se obtiene el modelo dinámico del convertidor a lazo cerrado como

$$\tilde{x}[(n+1)T_s] = \left[\Phi - \Psi \frac{\Gamma_1}{V_{ref}} \mathbf{F}_1 \right] \tilde{x}[nT_s]. \quad (5.110)$$

Debido a que la carga del convertidor puede variar, el controlador debe poseer además una acción integral, a fin de mantener la tensión de salida en el valor de referencia deseado. Para ello, se agrega una variable de estado adicional, establecida por el error entre la tensión de referencia y la tensión de salida del convertidor [81]. El modelo discreto a lazo cerrado con compensación integral puede expresarse como

$$\begin{bmatrix} \tilde{x} [(n+1)T_s] \\ \tilde{x}_a [(n+1)T_s] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & 0 \\ \mathbf{C} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x} [nT_s] \\ \tilde{x}_a [nT_s] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi \\ 0 \end{bmatrix} \frac{D}{V_{ref}} \tilde{v}_{ref} \quad (5.111)$$

donde \tilde{x}_a es la dinámica adicional debida al control integral y \mathbf{C} es la matriz que relaciona la salida con los estados como $y = v_2 = \mathbf{C} \tilde{x}[nT_s]$.

Para determinar la relación de la tensión de salida en función de las variables de estado del sistema resolviendo las expresiones de la Sección 5.2 como

$$\tilde{v}_2 = \left(\frac{\bar{V}_2^2 (1 + 2\Gamma_1)}{\bar{V}_2^2 + R_{C2}P_0} \right) \tilde{i}_L + \left(\frac{\bar{V}_2^2}{\bar{V}_2^2 + R_{C2}P_0} \right) \tilde{v}_{C2}. \quad (5.112)$$

Con ello, la matriz \mathbf{C} resulta ser

$$\mathbf{C} = \left[\begin{array}{cc} \left(\frac{\bar{V}_2^2 (1 + 2\Gamma_1)}{\bar{V}_2^2 + R_{C2}P_0} \right) & 0 \\ \left(\frac{\bar{V}_2^2}{\bar{V}_2^2 + R_{C2}P_0} \right) & \end{array} \right]. \quad (5.113)$$

La técnica de realimentación completa de estados permite ubicar arbitrariamente los polos de lazo cerrado del sistema para lograr una respuesta dinámica específica. Esto se logra haciendo que la variable \tilde{v}_{ref} sea proporcional a los estados en la forma

$$\tilde{v}_{ref} = -\mathbf{F} \begin{bmatrix} \tilde{x} [nT_s] \\ \tilde{x}_a [nT_s] \end{bmatrix} \quad (5.114)$$

donde $\mathbf{F} = [\mathbf{F}_1 \ \mathbf{F}_2]$ es la matriz de ganancias de realimentación. El número de elementos de \mathbf{F}_1 coincide con el orden j del sistema (para el CPDA $j = 3$); mientras que \mathbf{F}_2 relaciona la salida con las variables de estados a través de $y_a = \mathbf{F}_2 x_a$, donde x_a es la variable de estado auxiliar dada por la realimentación integral.

La principal ventaja de esta configuración es que el sistema de lazo cerrado es estable y la salida del convertidor puede seguir a una entrada de referencia con error estacionario nulo. En la Fig. 5.6 se muestra una figura del sistema de control por realimentación completa de estados.

5.4.1. Ubicación de los polos a lazo cerrado

Un método para ubicar los polos de lazo cerrado, consiste en seleccionar las ganancias de compensador de manera que la ecuación característica del convertidor sea igual a la ecuación característica de un filtro Bessel, de orden n particular [82]. Para controlar el CPDA con el esquema presentado, el orden del sistema es igual a cuatro ($n = 4$). La ventaja de ubicar los polos de lazo cerrado en los lugares dictaminados por un filtro Bessel es que, idealmente, la respuesta no presenta sobrepaso ante una entrada escalón [82].

Para un sistema de cuarto orden los polos de lazo cerrado, de acuerdo a un filtro Bessel y un tiempo de establecimiento de 1mseg, deben ubicarse en $P_{s\ 1,2} = -4.0156 \pm j5.023$, $P_{s\ 3,4} = -5.5281 \pm j1.6553$ en el plano complejo s . Como el modelo desarrollado es en tiempo discreto, los polos de lazo cerrado en el plano z se mapean de acuerdo a $P_z = e^{(P_s T_s)}$, donde T_s es el período de conmutación, resultando $P_{z\ 1,2} = 0.7924 \pm j0.2033$, $P_{z\ 3,4} = 0.7559 \pm j0.0627$.

Las ganancias de realimentación se obtuvieron para una potencia de salida nominal $P_0 = 2\text{kW}$, empleando el comando *place* de Matlab. Así, el vector \mathbf{F} que resulta

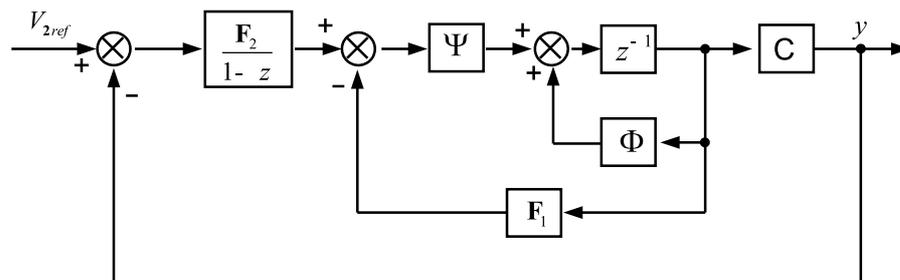


Figura 5.6: Sistema de control digital con realimentación completa de estados.

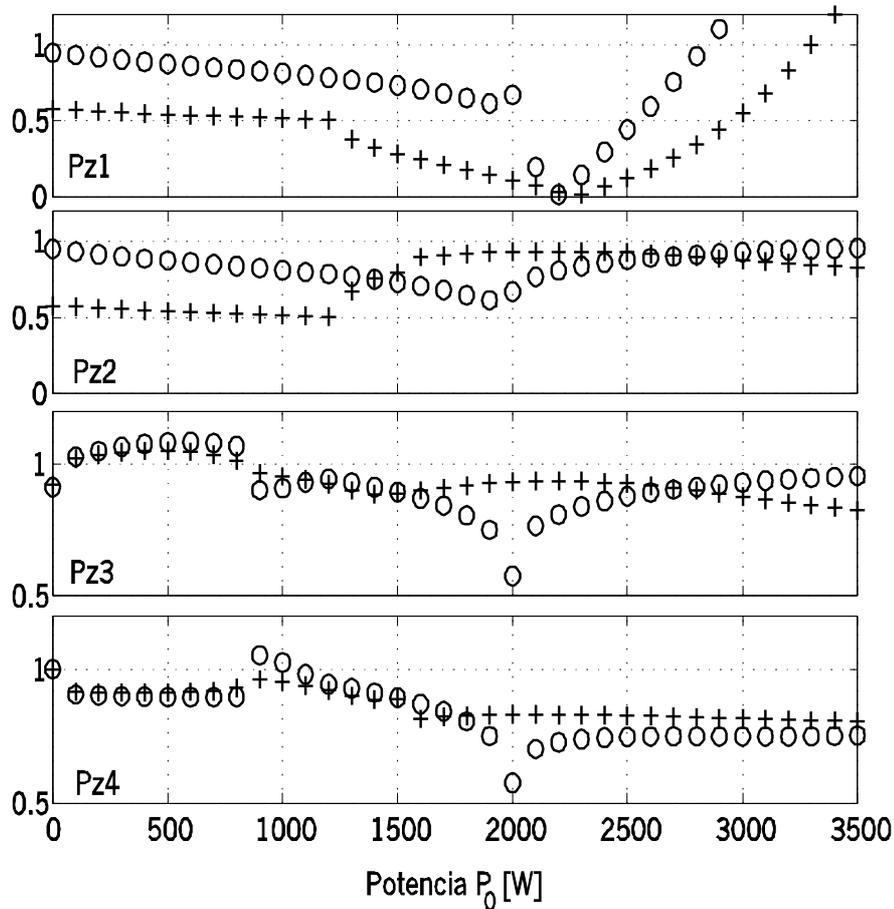


Figura 5.7: Magnitud de los polos de lazo cerrado en función de la potencia de salida.

(o) $R_C = 10m\Omega$; (+) $R_C = 100m\Omega$.

es

$$\mathbf{F} = [0.6157 \quad 5.9034 \quad 0.1738 \quad -0.3122]. \quad (5.115)$$

Para determinar la sensibilidad de los polos de lazo cerrado y con ello el rango de operación estable del convertidor, para las mismas ganancias calculadas anteriormente, se calculó el módulo de los polos de lazo cerrado variando la potencia de salida. La Fig. 5.7 muestra los resultados obtenidos para una variación de P_0 entre 0 - 3.5kW, con $R_C = 10$ y $100m\Omega$. Se puede observar que el sistema de lazo cerrado permanece estable (magnitud de cada polo de lazo cerrado menor que uno) para $1kW \leq P_0 \leq 3kW$ con $R_C = 10m\Omega$ y $0.8kW \leq P_0 \leq 3.3kW$ con $R_C = 100m\Omega$.

5.4.2. Estrategia de control

La referencia del regulador de tensión es la variable v_{ref} , la cual está compuesta de un término de estado estacionario y uno de pequeña señal (ecuación (5.114)).

$$v_{ref} = V_{ref} + \tilde{v}_{ref}. \quad (5.116)$$

La tensión de referencia v_{ref} es calculada en el comienzo del n -ésimo ciclo de conmutación como

$$v_{ref}(n) = V_{ref}(n) - \mathbf{F}_1 \tilde{x}(n) + y_a(n), \quad (5.117)$$

donde

$$y_a(n) = \mathbf{F}_2 x_a(n) \quad (5.118)$$

$$x_a(n) = x_a(n-1) + u_a(n) \quad (5.119)$$

$$u_a(n) = V_{ref} - x_3(n). \quad (5.120)$$

5.5. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para validar el modelo realizado se modeló el CPDA utilizando modelos PSpice, incluyendo su controlador, según se propone en [79] para convertidor básicos. Las llaves que se utilizaron son ideales donde la señal de control es positiva para encenderlas y nula para apagarlas. Los parámetros del convertidor son: tensión de las baterías $V_b = 127V$, impedancia interna del banco $Z_i = 500m\Omega$, $C_1 = C_2 = 1000\mu F$, $L = 20\mu H$, $R_L = 0,43m\Omega$. Para la resistencia serie de los capacitores se consideraron los valores suministrados por el fabricante comprendidos entre $10m\Omega$ y $100m\Omega$. La potencia de salida es 2kW.

En la Fig. 5.8 se muestra la evolución de la tensión v_2 , la potencia P_0 y el error $(V_{2ref} - v_2)$, con $R_C = 10m\Omega$ y tres valores de potencia $P_0 = 0, 2$ y $3kW$. En esta figura puede observarse que el convertidor se inestabiliza para una potencia de

Control de tensión del convertidor con puentes duales activos

salida de 3kW, lo que verifica el resultado obtenido en el análisis de sensibilidad de los polos de lazo cerrado mostrado en la Fig. 5.7. Se debe mencionar que los resultados mostrados cuando $P_0 = 0\text{kW}$, se corresponden al caso en que el convertidor es cargado con una resistencia de alto valor óhmico, ya que si la carga fuera de potencia constante se tendría un punto inestable.

En la Fig. 5.9 se muestra la evolución de las mismas variables y condiciones que el caso anterior, pero con $R_C = 100\text{m}\Omega$. En esta figura se puede observar que el sistema es estable para $P_0 = 3\text{kW}$ lo que verifica el resultado obtenido en el análisis de sensibilidad de los polos de lazo cerrado mostrado en la Fig. 5.7. El *ripple* en la tensión de salida se incrementa al aumentar la potencia de salida debido a las resistencias serie de los capacitores de filtro, consideradas en este caso.

En la Fig. 5.10 se muestran los resultados de simulación, que indican la evolución de las variables consideradas para $R_C = 50\text{m}\Omega$, cuando el convertidor opera en modo bidireccional. En este caso se puede apreciar que el CPDA es estable ante cambios del sentido de flujo de energía.

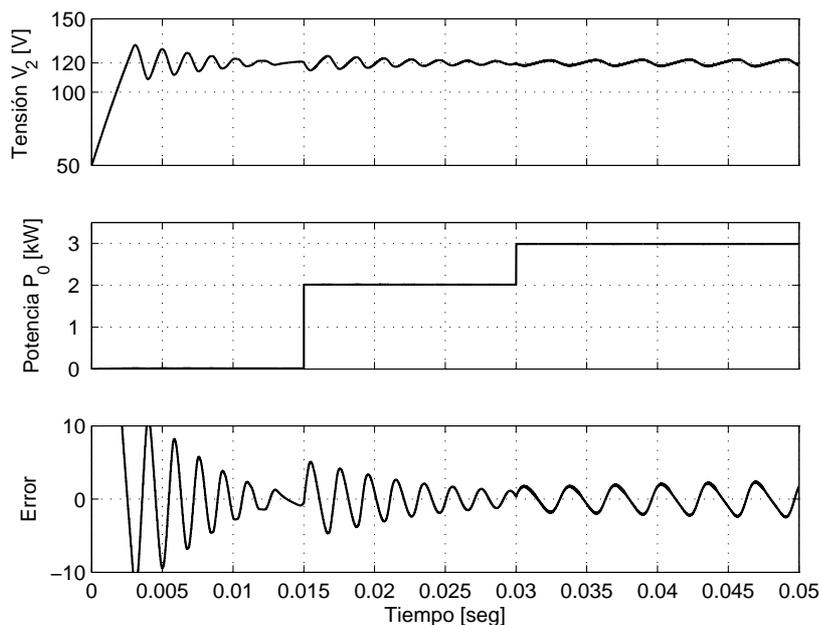


Figura 5.8: Resultados de simulación para $R_C = 10\text{m}\Omega$ y $P_0 = 0, 2$ y 3kW .

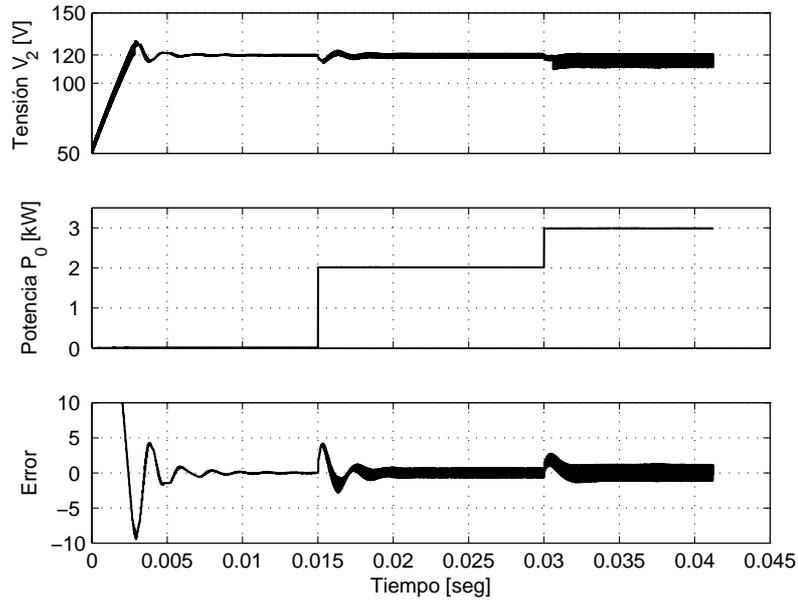


Figura 5.9: Resultados de simulación para $R_C = 100m\Omega$ y $P_0 = 0, 2$ y $3kW$.

Con estos resultados se puede concluir que el modelo en tiempo discreto desarrollado permite diseñar un controlador de la tensión de salida del convertidor, cuando el mismo es cargado con una carga de potencia constante. Además, puede concluirse

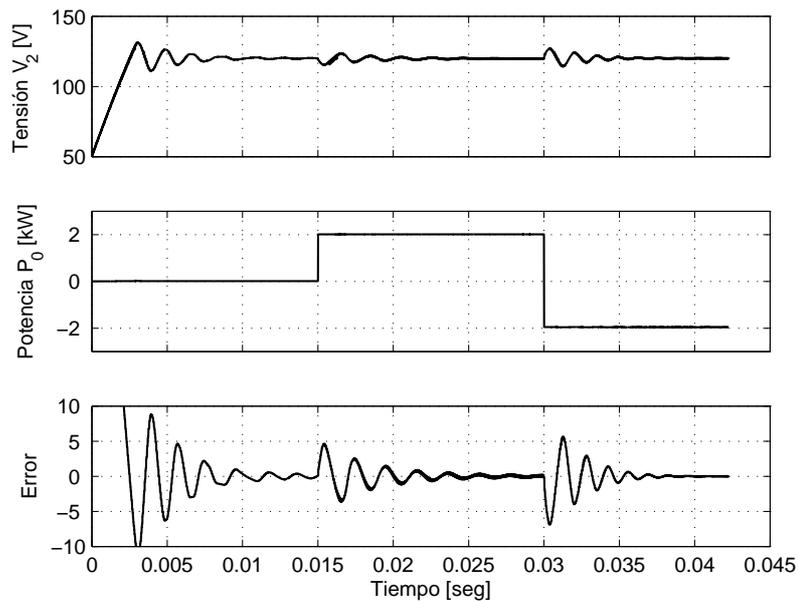


Figura 5.10: Resultados de simulación para $R_C = 50m\Omega$ y $P_0 = \pm 2kW$.

que para diseñar el controlador es conveniente utilizar el mínimo valor de resistencia serie equivalente de los capacitores de filtro, especificado por el fabricante. Esto permite determinar los límites de operación estable del convertidor de manera más conservativa.

5.6. SUMARIO

Se desarrolló un esquema de control digital por medio de una realimentación completa de estados para el CPDA cuando es utilizado en un sistema de tracción eléctrica, en donde el convertidor se utiliza para adaptar las tensiones de un banco de baterías con la tensión que alimenta al accionamiento. Estas aplicaciones tienen como característica que el convertidor es cargado con una carga de potencia constante, la cual puede inestabilizar el sistema de lazo abierto.

Por medio de la realimentación completa de estados, los polos de lazo cerrado fueron ubicados en los lugares establecidos por un Filtro Bessel, el cual tiene como característica fundamental que la respuesta ideal del sistema no presenta sobrepaso. Además, se implementó una realimentación integral con la cual se consigue un error en estado estacionario nulo en presencia de perturbaciones.

Para diseñar la ley de control se obtuvo un modelo lineal, invariante en el tiempo y de pequeña señal del CPDA en tiempo discreto, por medio de la discretización del modelo dinámico en tiempo continuo del mismo, obtenido previamente.

El CPDA y su control fueron implementados con modelos PSpice para su simulación, lo que permite verificar el modelado en un ambiente más próximo a la implementación, frente a simular con modelos promediados como se realiza en otras propuestas [62].

Los resultados obtenidos permitieron verificar el comportamiento estable del convertidor ante variaciones de la carga conectada al convertidor. Se mostraron resultados para diferentes valores de las resistencias series de los capacitores de filtro de entrada y de salida del convertidor, pudiendo concluirse que para un diseño más

conservativo es conveniente sintonizar el controlador utilizando el menor valor de las resistencias serie de los capacitores de filtro, suministrada por el fabricante.

Capítulo 6

DISCUSIÓN, CONCLUSIONES Y PROPUESTA PARA TRABAJOS FUTUROS

6.1. DISCUSIÓN Y CONCLUSIONES

Durante el desarrollo de esta Tesis se estudió, diseñó y construyó un prototipo de convertidor CC-CC, para aplicaciones en sistemas Generador-Almacenador-Consumidor (GAC), posible de ser aplicado en Microcentrales Electro-Eólicas, Vehículos Eléctricos y Vehículos Eléctricos Híbridos. Estos sistemas requieren que los convertidores sean bidireccionales, reductores-elevadores de tensión y controlen el flujo de energía, entre dos fuentes de tensión, con el mayor rendimiento posible.

El estudio se centró en el Convertidor CC-CC con Puentes Duales Activos (CPDA), el cual presenta ventajas frente a otras topologías. Algunas de sus características son: permite elevar y reducir la tensión de alimentación, posee capacidad de transferir energía de manera bidireccional y puede operar con conmutación suave, permitiendo obtener un alto rendimiento. Sin embargo, la operación con conmutación suave sólo es posible en una determinada región de operación, por lo que el convertidor debe diseñarse de manera que trabaje en esta región para el mayor rango de potencias de salida posible.

A continuación se discuten los resultados obtenidos y se enumeran las principales conclusiones referidas a la extensión del rango de operación con conmutación suave, la minimización de las pérdidas, el modelado dinámico del convertidor y su control.

6.1.1. Extensión del rango de operación con conmutación suave

Para controlar el flujo de potencia del CPDA con mínimas pérdidas, resultó conveniente utilizar la característica que posee el convertidor de operar con conmutación suave. Sin embargo, cuando se utiliza la estrategia de conmutación convencional, el convertidor sólo puede operar con conmutación suave en una región de operación reducida.

A partir del análisis de la conmutación realizado, utilizando la estrategia convencional, se determinó que para las condiciones $d \neq 1$ y la corriente del transformador en adelante o en atraso de fase con respecto a las fases de las tensiones a bornes del transformador, el puente que se alimenta con la menor tensión de continua pierde la capacidad de operar con conmutación suave, bajo el principio ZVS. Esto ocurre porque los transistores de potencia de dicho puente entran en conducción sin que se encuentren conduciendo previamente los diodos en antiparalelo.

Con el objetivo de estudiar la posibilidad de extender la región de operación con conmutación suave, se propuso modular la forma de onda de tensión generada por el puente que se alimenta con la mayor tensión de continua. Con ello, bajo ciertas condiciones, se consiguió modificar la forma de onda de la corriente en el transformador, i_L , de manera que se cumplan las condiciones de operación con conmutación suave.

Se realizó un análisis del funcionamiento del convertidor con la estrategia de conmutación propuesta, obteniéndose los nuevos límites de operación con conmutación suave, cuya evaluación permitió demostrar que es posible extender la región de operación con conmutación suave.

Se obtuvieron resultados de simulación y experimentales en determinados puntos de operación, para los cuales utilizando la estrategia de conmutación convencional el convertidor opera con conmutación dura y utilizando la estrategia de conmutación propuesta puede operar con conmutación suave. Esto permitió verificar los resultados

obtenidos con el análisis teórico realizado.

6.1.2. Minimización de pérdidas

El análisis del funcionamiento del CPDA permitió identificar dos variables independientes para poder controlar la potencia de salida, el desfase de las tensiones a bornes del transformador, δ , y el índice de modulación de la tensión generada por el puente alimentado con la mayor tensión de continua, m .

A raíz de que una misma potencia de salida se puede obtener para diferentes combinaciones de las variables δ y m , surgió la posibilidad de analizar cuál es la mejor combinación de estas variables para transferir la potencia requerida con mínimas pérdidas. Con el objetivo de deducir un algoritmo de control que satisfaga estos requerimientos, se modelaron y evaluaron las pérdidas en las llaves semiconductoras de potencia, considerando las pérdidas de conducción y de conmutación y también las pérdidas del transformador. Con este análisis de pérdidas se llegó a la conclusión de que existe una combinación de las variables mencionadas anteriormente para las cuales las pérdidas totales pueden ser minimizadas.

A partir de las conclusiones citadas en el párrafo anterior, se propuso un algoritmo de control que determina el valor de las variables δ y m , en función de la potencia requerida y de la relación entre tensiones del convertidor, para operar el CPDA con mínimas pérdidas. Se obtuvieron resultados experimentales que permitieron validar el análisis realizado, los cuales muestran que es posible obtener mejoras en el rendimiento del CPDA de hasta un 10%.

6.1.3. Modelo dinámico del convertidor y su control

Se propuso una estrategia de control para regular la tensión de salida del convertidor, para una aplicación de tracción eléctrica. Para ello, primeramente se desarrolló el modelo dinámico del convertidor a partir de las ecuaciones diferenciales que describen el comportamiento del mismo en cada intervalo de conducción de las llaves

electrónicas de potencia. Se determinó que el comportamiento dinámico del convertidor puede ser modelado considerando las ecuaciones diferenciales correspondientes a medio ciclo de conmutación, lo cual permite reducir la complejidad del modelo. La carga del convertidor se modeló como una fuente de potencia constante, la cual puede inestabilizar el sistema a lazo abierto según pudo analizarse.

A partir del modelo dinámico en tiempo continuo se realizó su discretización obteniéndose un modelo del convertidor en tiempo discreto de pequeña señal, el cual es más preciso que el modelo promediado de pequeña señal en tiempo continuo utilizado comúnmente para modelar convertidores, debido a que la mayor simplificación que se realiza para obtener el modelo es la suposición que las variables poseen una variación de pequeña amplitud alrededor de un punto de operación. El modelo en tiempo discreto permite predecir con mayor precisión la respuesta del sistema en frecuencias cercanas a la de conmutación, lo cual es necesario si se desea incrementar el ancho de banda del sistema a lazo cerrado y conseguir una respuesta dinámica más rápida. Además, con este modelo se facilita el diseño de una ley de control para ser implementada en controladores digitales, micro-controladores/procesadores ($\mu\text{C}/\text{P}$) o DSPs.

Se propuso una ley de control por realimentación completa de estados y compensación integral. La ventaja de poder utilizar esta ley de control es que el sistema de lazo cerrado es estable y se consigue un error en estado estacionario ante presencia de perturbaciones nulo. Se presentaron resultados de simulación que permiten verificar el diseño del controlador propuesto.

6.2. PROPUESTAS PARA TRABAJOS FUTUROS

A continuación se discuten algunos temas que pueden continuarse a partir de los trabajos realizados y que han quedado inconclusos debido a los tiempos disponibles para completar esta Tesis. Estos temas están relacionados con la operación del CPDA con conmutación suave, el modelado de las pérdidas y el correspondiente modelo dinámico y su control.

6.2.1. Extensión del rango de operación con conmutación suave

El análisis desarrollado sobre la operación del convertidor con conmutación suave determinó que existe una región de operación para la cual el convertidor opera con conmutación dura, inclusive cuando se utiliza la estrategia de conmutación propuesta. Por ello, es conveniente analizar la posibilidad de extender la región de operación con conmutación suave.

Una posibilidad es diseñar el transformador de alta frecuencia con una inductancia de magnetización adecuada, de manera que permita incrementar la región de operación con conmutación suave, tal como se analizó en el Capítulo 3 de esta Tesis.

En el Capítulo 3 de esta Tesis se analizó que diseñando el transformador de alta frecuencia con una inductancia de magnetización adecuada, se puede extender la región de operación con conmutación suave del CPDA.

Por otro lado, con una reducida inductancia de magnetización incrementa la corriente a través del transformador, y de las llaves electrónicas, aumentando sus pérdidas, por lo que existe una relación de compromiso que puede ser analizada para encontrar la solución más conveniente.

6.2.2. Minimización de pérdidas

En esta tesis las pérdidas del CPDA se calcularon con un modelo desarrollado en función de los parámetros idealizados del prototipo del convertidor implementado.

Como trabajo futuro se propone mejorar el modelo de las llaves electrónicas de potencia y del transformador, con lo que se espera obtener nuevas relaciones que permitan seleccionar las variables δ y m de manera más precisa e inclusive para poder mejorar el diseño del convertidor.

Las pérdidas de conmutación de las llaves electrónicas se evaluaron considerando que la tensión y la corriente varían de manera lineal y con una pendiente constante.

Sin embargo, la estimación de las pérdidas durante el apagado, por ejemplo, puede mejorarse dividiéndose el tiempo de apagado en dos intervalos como se propone en [83], durante el primer intervalo la corriente decae con una pendiente mayor que el segundo, con lo que puede modelarse el efecto de la cola de corriente durante el apagado.

La estimación de las pérdidas de conducción puede mejorarse considerando la caída de tensión a bornes de las llaves en función de la corriente de carga, en lugar del valor medio especificado por el fabricante.

La evaluación de las pérdidas en el núcleo del transformador se realizó considerando que el mismo es alimentado con una forma de onda de tensión sinusoidal, lo que permitió simplificar el análisis. Sin embargo, la tensión de alimentación del mismo posee una cantidad importante de armónicos los que incrementan las pérdidas y un aumento de la temperatura en el núcleo limitando la máxima potencia que puede manejar el transformador. Se propone analizar y calcular las pérdidas en el núcleo considerando la forma de onda de tensión real con la cual se alimenta el transformador.

6.2.3. Modelo dinámico del convertidor y control

La estrategia de control propuesta para regular la tensión de salida del convertidor se diseñó con un modelo linealizado del convertidor alrededor de un punto de operación determinado. Sin embargo, la característica de salida del convertidor es altamente no lineal. Con esto resulta interesante analizar la posibilidad de utilizar estrategias no lineales de control, como por ejemplo control por modos deslizantes, el cual se ha utilizado ampliamente en las topologías de convertidores clásicas [84] [85]. Además, en las aplicaciones analizadas, se requiere controlar la potencia transferida además de las tensiones de salida del convertidor, necesiándose de un esquema de control adecuado.

El CPDA resulta interesante en aquellas aplicaciones donde se utilizan múltiples alimentadores, controlados por un mismo convertidor, para alimentar una carga y

a su vez, tener capacidad de controlar el flujo de potencia de manera bidireccional [6][44][45][46]. La técnica de control por desplazamiento de fase permite seleccionar que alimentador/es suministra/n potencia a la carga con solamente controlar el desplazamiento de fase entre todas las tensiones a bornes del transformador [86]. Se propone evaluar nuevas estrategias de control para lograr este objetivo.

Apéndice A

IMPLEMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR

En esta Tesis se realizaron los análisis teóricos correspondientes a la topología del CPDA y se mostraron resultados experimentales que permitieron validar la teoría desarrollada. En este Apéndice se describe el prototipo experimental de CPDA implementado para obtener los citados resultados experimentales.

A continuación, se describe el prototipo experimental que se implementó en el laboratorio del Grupo de Electrónica Aplicada de la Universidad Nacional de Río Cuarto, con el objetivo de validar la teoría expuesta en la presente Tesis.

Según se explicó en el Capítulo 2, los puentes del convertidor se pueden implementar en configuración semipuente, pudiéndose reducir la cantidad de llaves de potencia y sus circuitos de activación. El puente del lado de mayor tensión, P_1 , se implementó en una configuración semipuente, reduciéndose con ello la tensión aplicada al transformador y también la cantidad de llaves de potencia del convertidor y circuitos de activación. El puente del lado de baja tensión, P_2 , se implementó en puente completo, para poder corroborar los resultados obtenidos del análisis presentado en los Capítulos 3 y 4 cuando se utiliza la estrategia de control de conmutación propuesta (ECP).

La teoría presentada en esta Tesis se realizó para el caso general en que ambos puentes del convertidor se implementen en configuración puente completo. Las condiciones de conmutación suave y demás relaciones obtenidas también son válidas para esta configuración. Sin embargo, a raíz que uno de los puentes del convertidor se implementó en configuración semipuente, el cálculo de las pérdidas que se pre-

Implementación del convertidor

sentó en el Capítulo 4 corresponde al prototipo implementado. Así, las pérdidas de conducción y de conmutación que fueron presentadas en la Fig. 4.1, se evaluaron considerando las dos llaves electrónicas del puente P_1 .

El convertidor se diseñó para una potencia nominal de 3kW, tensiones nominales $V_1 = 600V$, $V_2 = 120V$ y una frecuencia de conmutación de 20kHz. El convertidor es alimentado con tensión continua obtenida a través de la rectificación de la tensión de la red de suministro de 3x380V. Como carga se utilizó un banco de resistencias ajustable.

En la Fig. A.1 se muestra un esquema simplificado del prototipo implementado, el que está formado por dos etapas: la etapa de potencia y la etapa de control.

La etapa de potencia está constituida por el transformador de alta frecuencia y los puentes que alimentan al mismo, formados por las llaves semiconductoras de potencia, los circuitos de activación de las llaves, los circuitos de activación de los transistores de potencia, los capacitores de filtro, el disipador donde se sujetan los módulos semiconductores y las barras de CC que conectan los puentes P_1 y P_2 con la alimentación y la carga, respectivamente.

Mientras que la etapa de control se implementa con un controlador digital (DSP) y los circuitos de medición y protección. El DSP es el encargado de ejecutar los algoritmos de control y realizar otras acciones relacionadas con protección y comunicación con una PC, la que funciona como interfaz con el usuario.

Para inicializar el sistema se debe establecer una comunicación entre la PC y el controlador, el cual establece las señales PWM de los circuitos de activación de las llaves. Si existe alguna señal de error, proveniente de estos circuitos o de los circuitos de protección, el controlador produce un estado de alta impedancia en las salidas, el que sólo se puede desactivar con una operación de reinicio del controlador, la cual se puede ejecutar desde la PC.

El valor de la variable δ inicial es cero, mientras que $m = 1$, modificándose en función de la referencia de la potencia a transferir generada desde la PC. El

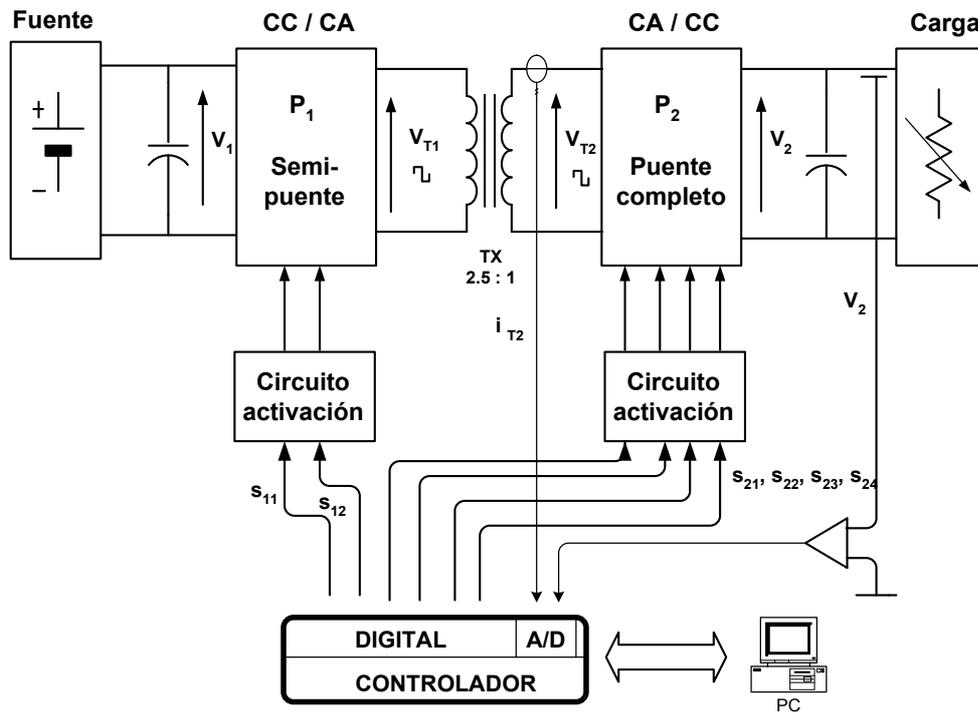


Figura A.1: Diagrama de bloques simplificado del CPDA implementado.

controlador adquiere la corriente del secundario del transformador para anular la componente de CC, evitando con ello la saturación del núcleo del transformador y ejecutar acciones de protección ante sobrecargas.

El convertidor también posee protección de cortocircuito en ambos puentes del convertidor, los que actúan sobre los circuitos de activación de las llaves. Se implementó un sensor de temperatura en la superficie del disipador, con objetivos de protección, cuando la temperatura supera un valor límite, produciéndose una señal de corte inmediato en los circuitos de activación de los puentes.

En las Fig. A.2 y Fig. A.3 se muestran fotografías del CPDA implementado. A continuación, se describe el diseño de las diferentes partes de la etapa de potencia.

A.1. DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA

A.1.1. Diseño del transformador de alta frecuencia

A continuación se determina la potencia con la cual se debe diseñar el transformador, utilizando el modelo análogo sinusoidal desarrollado en la Sección 2.2.3. Para ello, se define la potencia aparente de diseño del transformador como [41]

$$S_{tr}[\text{VA}] = \frac{1}{2} (v_{T1\text{ rms}} i_{T1\text{ rms}} + v_{T2\text{ rms}} i_{T2\text{ rms}}). \quad (\text{A.1})$$

donde $v_{Tx\text{ rms}}$ y $i_{Tx\text{ rms}}$ son los valores eficaces de las tensiones y corrientes a bornes del transformador, respectivamente.

Utilizando las expresiones de las tensiones y corrientes desarrolladas para el modelo análogo, ecuaciones (2.1)-(2.4), puede concluirse que $i_{T1\text{ rms}} = i_{T2\text{ rms}} = \mathbf{I}_{\text{rms}}$, $v_{T1\text{ rms}} = V_{f1\text{ rms}}$ y $v_{T2\text{ rms}} = V_{f2\text{ rms}}$. Reemplazando estas relaciones en (A.1) y resolviendo puede obtenerse

$$S_{tr}[\text{VA}] = \frac{V_{f1}^2 (1 + d)}{2\omega L} \sqrt{d^2 - 2d \cos(\delta) + 1}. \quad (\text{A.2})$$

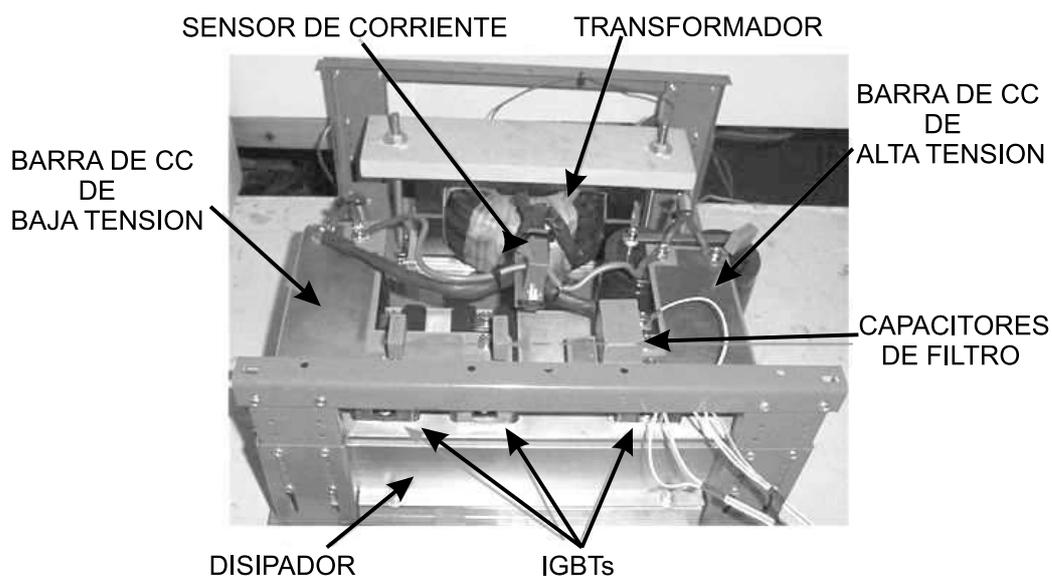
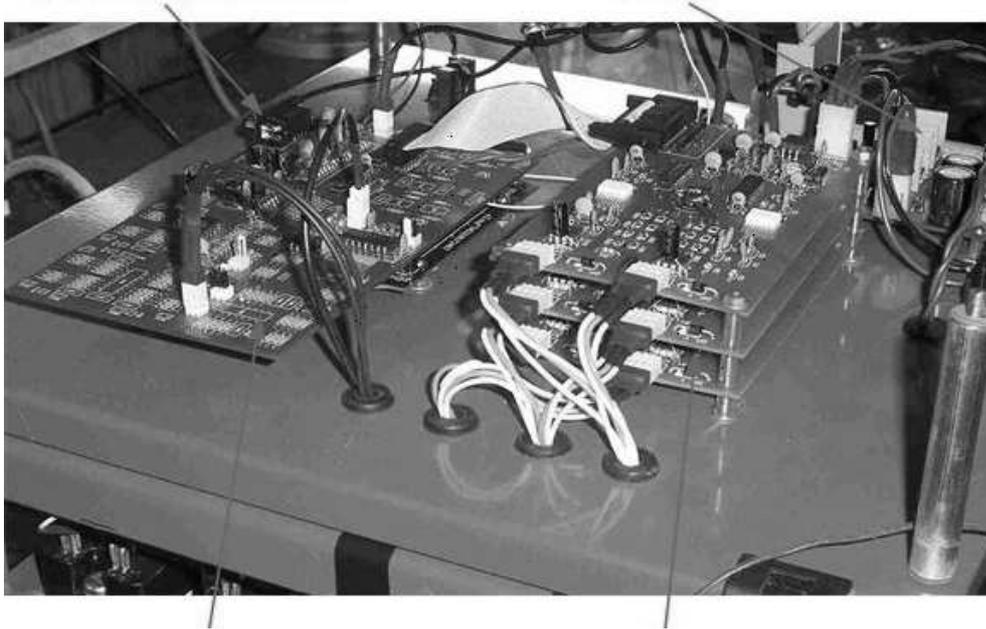


Figura A.2: Fotografía de la etapa de potencia del CPDA de 3kW implementado.

ALIMENTACION



INTERFAZ DSP

CIRCUITOS DE ACTIVACIÓN

Figura A.3: Fotografía de la etapa de control del CPDA de 3kW implementado.

Esta ecuación permite determinar la potencia aparente mínima con la cual debe diseñarse el transformador. De esta ecuación puede deducirse que el tamaño del transformador es inversamente proporcional a la frecuencia de operación, lo cual sugiere elevar esta variable tanto como sea posible, limitada por las pérdidas en el núcleo del transformador y en la conmutación de las llaves electrónicas como se dedujo en el Capítulo 4. Además, de (A.2) puede determinarse como afecta la relación de tensiones del convertidor, d , en el tamaño del transformador. Reemplazando (2.4) en (A.2), puede obtenerse la expresión de la potencia aparente del transformador en función de la potencia de salida requerida,

$$S_{tr}[\text{VA}] = P_0 \left(\frac{(1+d)}{2d \sin(\delta)} \sqrt{d^2 - 2d \cos(\delta) + 1} \right). \quad (\text{A.3})$$

En la Fig. A.4 se muestra el resultado de evaluar el cociente entre (A.3) y la potencia de salida, en función de δ y con d como parámetro. Se puede observar que el valor de d para el cual se consigue el menor tamaño de transformador, en todo el rango de operación, es $d = 1$, el cual establece el punto de diseño más conveniente del

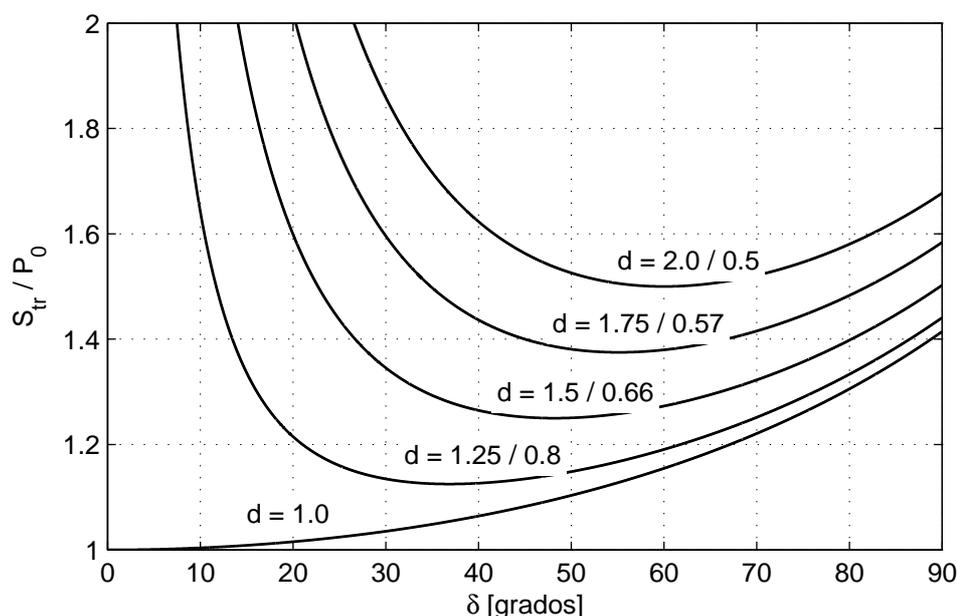


Figura A.4: Relación entre la potencia de diseño del transformador y la potencia de salida, en función de δ con d como parámetro.

CPDA. Con ello, el transformador se diseñó para una potencia máxima de 5 [kVA] para no sobrecargar el transformador cuando la relación entre tensiones difiere de $d = 1$.

El transformador se diseñó de acuerdo al método propuesto en [73], el cual permite maximizar el rendimiento. Para simplificar la explicación se considera que la transferencia de potencia se realiza desde V_1 hacia V_2 , por lo tanto el lado del transformador que se alimenta con la tensión v_{T1} es el primario.

A continuación se obtienen las expresiones necesarias para el diseño del transformador. La relación entre el flujo magnético en el núcleo del transformador y la tensión de alimentación se puede determinar a través de la Ley de Faraday, como

$$v_{T1}(t) = N_1 \frac{d\phi(t)}{dt}, \quad (\text{A.4})$$

donde N_1 es el número de espiras del bobinado y $\phi(t)$ representa el flujo magnético en el núcleo del transformador.

Para simplificar el diseño se considera que el transformador se alimenta con tensión y corriente sinusoidal (así, se considera sólo la componente fundamental de la forma de onda cuadrada), por lo que el flujo magnético se puede expresar como

$$\phi(t) = A_C \hat{B} \sin(\omega t), \quad (\text{A.5})$$

donde A_C es el sección del núcleo, \hat{B} es el valor máximo de la densidad de flujo magnético y ω es la frecuencia angular de la fundamental.

La máxima densidad de flujo la suministra el fabricante del material magnético. Se debe cuidar de no sobrepasar este valor para que la corriente no tome valores elevados ante la saturación del núcleo, pudiendo destruir las llaves de potencia. El núcleo se puede saturar si el valor máximo de la tensión de alimentación supera un determinado valor límite.

Utilizando (A.4) y (A.5), el valor máximo de tensión en el primario del transformador se puede expresar como

$$\hat{V}_{T1} = N_1 A_C \left| \frac{d \hat{B} \sin(\omega t)}{dt} \right|_{\max} = N_1 A_C \omega \hat{B}, \quad (\text{A.6})$$

Para calcular el transformador del prototipo se utilizaron los parámetros de diseño que se especifican en la tabla A.1.

Para la implementación del prototipo experimental se utilizaron núcleos de Ferrite marca Cosmos, tipo UU100A. Las pérdidas en el núcleo son función de la densidad de flujo. Para los núcleos utilizados se adoptó una densidad de flujo de $\hat{B} = 100\text{mT}$, la que permite minimizar las pérdidas con una aceptable densidad de potencia. Esta densidad de flujo produce una densidad de pérdidas en el núcleo de $40\text{kW}/\text{m}^3$ a 25°C y 20kHz . Para el volumen mostrado en la tabla A.1, las pérdidas son de 15W .

Para determinar el número de espiras de los bobinados, se despeja de (A.6) N_1 y utilizándose los parámetros de diseño de la tabla A.1, con la densidad de flujo

Implementación del convertidor

adoptada, se obtiene

$$N_1 = \frac{\hat{V}_{T1}}{2 \pi f_C A_C \hat{B}} \cong 20.$$

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \cong 8.$$

La sección de los conductores se calcula por el método propuesto en [38], donde se utiliza el criterio de que el bobinado del transformador utilice toda el área de ventana disponible. Así, si se considera que cada bobinado cubre la mitad del espacio disponible, y utilizando los parámetros de diseño, se tiene

$$A_{cu1} = \frac{k_{cu} A_w}{2N_1} = 22,05 \text{ mm}^2$$

$$A_{cu2} = \frac{k_{cu} A_w}{2N_2} = 55,125 \text{ mm}^2$$

donde A_{cuX} es el área del bobinado. El diámetro de los alambres de cada bobinado se determina como

Tabla A.1: PARÁMETROS DE DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA.

Parámetro	Símbolo	Valor	Unidad
Potencia aparente de diseño nominal	S	5	kVA
Tensión del primario máxima	\hat{V}_{T1}	300	V
Tensión del secundario máxima	\hat{V}_{T2}	120	V
Relación de transformación	n	2.5	
Frecuencia de operación	f_C	20	kHz
Factor de Apilamiento	k_{cu}	0.3	
Área Neta de la Ventana del Núcleo	A_w^*	3264	mm ²
Área Útil de la Ventana del Núcleo	A_w	2940	mm ²
Área Efectiva del Núcleo	A_C	1240	mm ²
Volumen del Conjunto	V_t	372000	mm ³
Densidad de Flujo de Saturación	B_{sat}	400	mT

$$d_{cu1} = \sqrt{\frac{4 A_{cu1}}{\pi}} = 5,2986 \text{ mm}$$

$$d_{cu2} = \sqrt{\frac{4 A_{cu2}}{\pi}} = 8,3778 \text{ mm}$$

La longitud de los conductores de cada uno de los bobinados se puede determinar como:

$$l_1 = N_1 l_{media1} = 6\text{m},$$

$$l_2 = N_2 l_{media2} = 3,6\text{m},$$

donde l_{media1} y l_{media2} son las longitudes medias de los bobinados del primario y secundario, respectivamente. Estos valores se obtienen en función de las dimensiones del núcleo. Para los núcleos utilizados, y considerando que los bobinados ocupan toda el área de ventana disponible, estos valores son 300mm para el primario y 450mm para el secundario.

Las pérdidas en el núcleo a 20 kHz, 100 mT, 25 °C se expresaron anteriormente igual a 15W. Para determinar la densidad de corriente se determina las pérdidas en el cobre de los bobinados, que se igualan a las pérdidas en el núcleo para conseguir el máximo rendimiento del transformador [73]. Así, se obtiene lo siguiente

$$P_{cu} = J_{rms}^2 V_w k_{cu} \rho_{cu}$$

$$J_{rms} = \sqrt{\frac{P_{cu}}{k_{cu} \rho_{cu} l_w A_w}} = 1,175[A/mm^2]$$

Con esta densidad de corriente obtenida, la máxima corriente eficaz que puede circular por los bobinados es

$$I_{rms1} = J_{rms} A_{cu1} = 25,9A$$

$$I_{rms2} = n I_{rms1} = 64,8A$$

Por efecto de la elevada frecuencia de la corriente alterna que circula a través de los bobinados del transformador, se genera un efecto pelicular que ocasiona que la densidad de corriente aumente en la superficie del conductor y disminuya exponencialmente hacia el centro del conductor. Como resultado se produce una mayor

Implementación del convertidor

resistencia efectiva del conductor que ocasiona mayores pérdidas en los bobinados, de las que se producirían con corriente continua.

Se considera que si $d_C \leq 2\epsilon$, donde d_C es el diámetro del conductor y ϵ es la profundidad del efecto pelicular, entonces el efecto pelicular puede ser despreciado. Para determinar cual es el máximo diámetro que los conductores, es necesario conocer la profundidad del efecto pelicular. La cual se puede determinar como [62]

$$\epsilon = \sqrt{\frac{\rho}{\pi\mu f_C}}, \quad (\text{A.7})$$

donde ρ es la resistividad del cobre ($2,3 \times 10^{-6} \Omega\text{cm}$), μ es la permeabilidad magnética igual a μ_0 para conductores de cobre.

Así, el valor de profundidad a la frecuencia de operación de 20kHz, es igual a

$$\epsilon \approx 0,53\text{mm}$$

El máximo diámetro de los conductores para poder despreciar el efecto pelicular debe ser $d_C \leq 1,06\text{mm}$.

Para la construcción del transformador se utilizó alambre tipo Litz redondo de 13mm^2 de sección, siendo necesario disponer de 2 conductores en paralelo para el primario y 4 conductores en paralelo para el secundario.

Las características principales de este alambre son las siguientes:

Número de hilos: 1050

Sección: 26250 circular mil ($\approx 13,3\text{mm}^2$)

Aislación: Doble capa de Nylon.

Con este conductor la resistencia del bobinado es igual a su resistencia de continua debido a que las pérdidas por corrientes parásitas pueden considerarse despreciables.

El fabricante de alambre propone evaluar la siguiente relación entre el valor de

la resistencia de corriente continua y la resistencia de corriente alterna:

$$\frac{R_{CA}}{R_{CC}} = H + K \left(\frac{ND_i}{D_0} \right)^2 G, \quad (\text{A.8})$$

donde H es la relación de resistencias de un hilo individual, igual a 1 para la frecuencia de operación adoptada, G es el factor de corriente parásita igual a

$$G = \left(\frac{D_i \sqrt{f_s}}{10,44} \right)^4, \quad (\text{A.9})$$

N es el número de hilos del cable, D_i diámetro de un hilo individual, D_0 diámetro del cable, $K = 2$ para el número de hilos del cable adoptado.

Reemplazando en (A.8) con los valores del transformador implementado, la relación de las resistencias de corriente alterna y continua resulta ser igual a uno.

A.1.2. Inductancia serie

En los Capítulos 2 y 3 se demostró que la inductancia de dispersión del transformador, L , condiciona la potencia de salida del convertidor (ver ecuación (2.10)). En [58] y en [65] se mostró que el valor de L condiciona las pérdidas de potencia que se producen en el CPDA. Lo anterior indica que la inductancia de dispersión es uno de los parámetros fundamentales en el diseño del convertidor.

En [65] se analizó la influencia de la inductancia de dispersión del transformador en las pérdidas de potencia del CPDA. En este trabajo, se pudo determinar que para un valor reducido de L se consigue transferir mayor potencia, pero las pérdidas pueden variar considerablemente cuando cambia la relación entre tensiones. Por otro lado, si la inductancia posee un valor elevado, la máxima potencia a transferir disminuye, pero se obtiene una menor variación de las pérdidas cuando d varía.

El valor de la inductancia se puede determinar despejando L de (2.10), con $\delta = \pi/2$ y P_0 igual a la máxima potencia a transferir, resultando

$$L = \frac{V_1^2 d\pi}{4P_{\text{máx}}\omega} = 30[\mu Hy]. \quad (\text{A.10})$$

Así, el valor de L determinado en (A.10) permite operar el CPDA con bajas pérdidas. Este valor de inductancia es reflejado al lado de baja tensión.

Para optimizar el diseño del transformador, la inductancia de dispersión del mismo se minimizó y se agregó un inductor en serie con el transformador del valor establecido.

Para diseñar esta inductancia se utiliza el valor de corriente eficaz obtenida anteriormente, siendo igual a $I_{rms1} = 25,9\text{A}$. Los demás parámetros de diseño son los que se presentaron en la Tabla A.1.

El método utilizado para diseñar el inductor es el que se presenta en [38]. Se debe cuidar que la densidad de flujo en el núcleo producida por la corriente debe ser menor que la densidad de flujo de saturación del núcleo, y se determina como,

$$B_{\text{nucleo}} = B_{ac} \frac{I_{max}}{I_{max} - I_{cc}}, \quad (\text{A.11})$$

donde B_{ac} es la densidad de flujo de alterna que se adopta, siendo igual a 240mT, I_{cc} es la componente de continua de la corriente, que para esta aplicación es igual a cero e I_{max} es la corriente máxima igual a $I_{max} = 20\text{A}$. Para este convertidor la componente de continua la corriente es igual a cero.

La inductancia se obtiene de la siguiente expresión,

$$L = \frac{N \phi_{max}}{I_{max}} = \frac{N B_{\text{nucleo}} A_C}{I_{max}}, \quad (\text{A.12})$$

donde N es el número de espiras del bobinado, $A_C = 663\text{mm}^2$ según las dimensiones de los núcleos adoptados.

De (A.12) se puede obtener el número de espiras ya que el valor de L es un dato de partida, siendo

$$N = 11$$

Para completar el diseño del inductor se debe determinar la longitud del entre-hierro del núcleo. Para ello, se utiliza la siguiente expresión para determinar la longitud de entre-hierro total [38]

$$\Sigma g \approx \frac{A_C}{\frac{A_C B_{nucleo}}{\mu_0 N I_{max}} - \frac{(a + d)}{N_g}}, \quad (\text{A.13})$$

donde Σg es la suma de la totalidad de entre-hierros del inductor, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, a y b son las dimensiones efectivas de la sección transversal del núcleo adoptado y N_g es el número de entre-hierros del inductor, igual a 2.

Luego de evaluar esta expresión, se obtiene

$$\Sigma g \approx 1,2\text{mm}.$$

A.1.3. Selección de las llaves de potencia

Las llaves de potencia que generalmente se utilizan en convertidores a la potencia considerada, dependiendo de las tensiones y frecuencias, son: transistor MOSFET e IGBT.

En los transistores BJT, la caída de tensión a bornes de ellos, en estado de conducción es reducida comparada a la de los MOSFET para los valores de tensiones nominales del convertidor, obteniéndose menores pérdidas de conducción, pero requieren de una elevada corriente de base para su activación. Los transistores MOSFET se controlan por tensión, necesitando un circuito de activación de menor potencia que los BJT. Además, los MOSFET, pueden operar con mayores frecuencias de conmutación.

Implementación del convertidor

Los transistores IGBT poseen las ventajas de los MOSFET para su activación y las ventajas de los BJT en su etapa de potencia. Necesitan un circuito de control de baja potencia ya que se activan por tensión y pueden manejar altas corrientes con bajas pérdidas de conducción. El IGBT posee una juntura adicional al MOSFET, permitiéndole bloquear tensiones más elevadas. Posee la desventaja que puede operar con frecuencias de conmutación más reducidas. El IGBT es uno de los transistores de mayor uso en aplicaciones con potencias comprendidas entre 1kW y 100kW y posee la capacidad de bloquear tensiones desde los 100V hasta los 6kV [47].

En la implementación del convertidor se utilizaron módulos de IGBT en ambos puentes. La utilización de módulos, en lugar de transistores discretos, tiene las ventajas de una reducida impedancia térmica, ya que pueden agregarse pastillas semiconductoras en un mismo sustrato aislado, el cual se sujeta en un mismo disipador. Los diodos en antiparalelo también se construyen sobre el mismo sustrato, que permite una mayor integración y mínimas inductancias de conexión, lo que facilita el diseño del circuito de potencia y reducido tamaño de capacitores de filtro.

Para la selección de los IGBT se debe verificar que los valores máximos de corriente no superen el área de operación segura, establecida por el fabricante ni la temperatura de juntura máxima de la llave. Para este trabajo se adoptó que la temperatura de juntura no supere el valor de 125°C, ya que la máxima temperatura de juntura de las llaves seleccionadas es de 150°C.

Para determinar la máxima corriente que deberán controlar las llaves, se utilizó el análisis del Capítulo 2. De este análisis puede deducirse que el valor máximo ocurre en los ángulos $\theta = \delta$ y/o $\theta = \pi$, según el valor de la relación entre tensiones, d . Con ello, puede determinarse las corrientes máximas en el puente del lado de mayor tensión (P_1) es de 20A y en el puente del lado de menor tensión (P_2) es de 50A. Ambos valores correspondientes a la potencia de diseño, 3kW. Los Módulos de IGBT utilizados en la implementación son los que se indican en la Tabla A.2.

A.1.4. Circuitos de control de activación de las llaves

Los circuitos de activación de las llaves se utilizan como interfaz entre el controlador, quien genera las señales de encendido y apagado de las llaves de ambos puentes, y los módulos de IGBT. El circuito de activación amplifica las señales del controlador a los niveles requeridos por los semiconductores. Para aislar el controlador de la etapa de potencia se utilizaron opto-acopladores rápidos.

El fabricante de los módulos de potencia utilizados recomienda encender los transistores con valores de tensiones positivas de aproximadamente 15V. Con este valor se asegura una completa saturación del transistor y bajas pérdidas en estado de conducción. Los circuitos de activación poseen protección de saturación, las que actúan cuando la caída de tensión en la llave, en estado de conducción, supera los 7V, aproximadamente, produciendo un apagado las llaves hasta un nuevo reinicio del sistema. Esta protección actúa cuando se produce un evento de cortocircuito.

Los circuitos de activación utilizados poseen una resistencia serie, R_G , para limitar la corriente de encendido del IGBT. El valor de esta resistencia determina el comportamiento dinámico del transistor, ya que el IGBT es encendido y apagado por la carga y descarga de la capacidad de compuerta del transistor. El valor de esta resistencia determina los tiempos de carga y descarga, un valor muy reducido puede ocasionar una sobretensión elevada en el apagado, en función del valor de la inductancia de conexión. Por ello, se utilizaron los valores recomendados por los fabricantes de las llaves, 13 Ω para los módulos Semikron y 4,2 Ω para los módulo Powerex.

Tabla A.2: MÓDULOS UTILIZADOS EN LA IMPLEMENTACIÓN DEL CPDA.

Puente	Modelo de llave	Características
P_1	Módulo Semikron SKM75GB124	75A - 1200V
P_2	Módulos Powerex CM150DY-12H	150A - 600V

Implementación del convertidor

A continuación, se determinan los valores de potencia que deben suministrar los circuitos de activación de las llaves.

Requerimientos de la potencia de los circuitos de activación:

Para encender un IGBT se debe suministrar una energía que es función de su capacidad compuerta-emisor. Esta energía se puede expresar como:

$$E_G = v_{dr} Q_G, \quad (\text{A.14})$$

donde v_{dr} es la tensión de excitación del IGBT y Q_G es la carga de la capacidad compuerta-emisor del IGBT necesaria para encenderlo.

La potencia media suministrada por el circuito de activación, en función de la frecuencia de conmutación, se puede expresar como:

$$P_{dr} = E_G f_C = v_{dr} Q_G f_C$$

En la Tabla A.3 se resumen los requerimientos de potencia de los circuitos de activación de los módulos Semikron y Powerex, donde \hat{i}_{dr} y i_{dr} son la corriente máxima y media que debe suministrar el circuito de activación, respectivamente. La Fig. A.5 muestra un esquema simplificado de los circuitos de activación, donde se pueden apreciar las señales de entrada provenientes del controlador, inyectadas en los optoacopladores. La salida de los optoacopladores son amplificadas por circuitos integrados, los cuales suministran las correspondientes señales en los terminales compuerta, G_IGBT_X, y emisor, E_IGBT_X, de los IGBT. El bloque DSAT de los optoacopladores representa la protección de saturación explicada anteriormente.

A.1.5. Dimensionamiento de los capacitores de conmutación

La función de los capacitores de conmutación es reducir las pérdidas de apagado de los transistores, retardando el crecimiento de la tensión a bornes de los transistores durante el apagado.

Tabla A.3: REQUERIMIENTOS DE LOS CIRCUITOS DE ACTIVACIÓN.

IGBT	R_g	Q_{Gmax}	\hat{i}_{dr}	i_{dr}	P_{dr}
	Ohm	nC	A	A	W
SKM 75GB124D	13	100	2.3	1.81	0.06
CM 150DY-12H	4.2	450	3.57	0.81	0.135

Para que los capacitores de conmutación consigan disminuir la disipación de potencia en los transistores deben descargarse por completo en cada ciclo de conmutación; de lo contrario, la energía remanente será disipada en el transistor en el próximo encendido. Para evitar esto, la capacidad no debe ser muy elevada. Por otro lado, no debe ser demasiado pequeña para que pueda cumplir la función de absorber la energía durante el apagado de los transistores. Por lo anterior, existe una relación de compromiso para seleccionar el valor de capacidad más conveniente.

En [65] se determinó el *tamaño crítico* del capacitor de conmutación, definido como aquel para el cual la tensión a bornes del transistor alcanza el valor de V_x en el mismo tiempo en que la corriente del transistor se anula

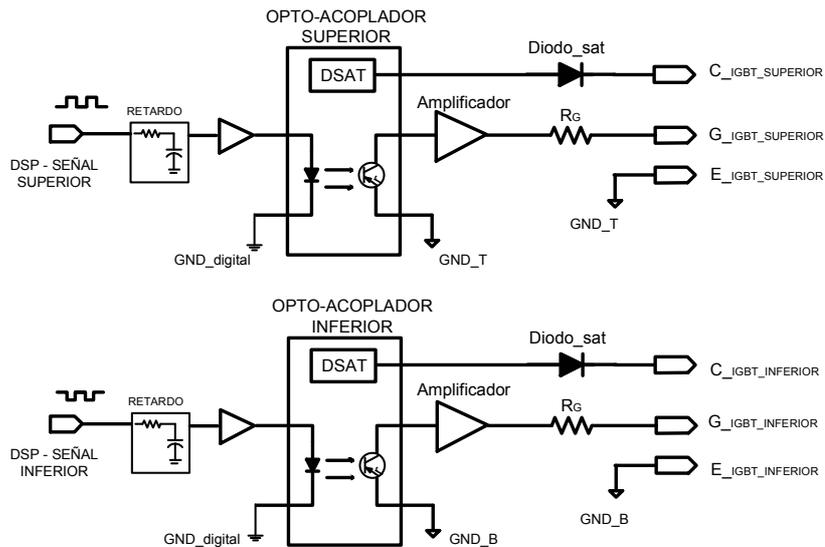


Figura A.5: Esquema de los circuitos de activación de las llaves de potencia, para un módulo de IGBT formado por dos llaves de una misma pierna.

$$C_{cr} = \frac{I_{\min} t_f}{2V_x}. \quad (\text{A.15})$$

donde I_{\min} es el mínimo valor de corriente en el instante de la conmutación y t_f es el tiempo de apagado del transistor de potencia.

En este trabajo se utilizará el tamaño de capacitor crítico para el dimensionamiento de los capacitores de conmutación. El valor de I_{\min} es la mínima corriente que asegura que se cumplan las condiciones de conmutación suave, la que fue determinada en el Capítulo 3 [58]

$$I_{\min} = \frac{2}{Z_0} \sqrt{d}. \quad (\text{A.16})$$

donde $Z_0 = \sqrt{L/C_{xx}}$.

Reemplazando (A.16) en (A.15) se obtiene lo siguiente

$$C_{xx} = \left(\frac{t_f}{\sqrt{L}} \right)^2 \left(\frac{V_1^2 d}{V_x^2} \right) \approx 10\text{nF}. \quad (\text{A.17})$$

A.1.6. Cálculo del disipador

La fijación de los módulos de IGBT sobre un disipador aleteado permite que se transfiera el calor generado en la junta de los transistores hacia el disipador y de este al medio ambiente. La transferencia de calor se puede determinar con la siguiente expresión [38],

$$T_J - T_{amb} = R_{ja} P, \quad (\text{A.18})$$

donde T_J es la temperatura de junta, T_{amb} es la temperatura ambiente, R_{ja} es la resistencia térmica entre la junta del semiconductor y el medio ambiente y P es la potencia de pérdida.

Tabla A.4: CARACTERÍSTICA DEL DISIPADOR UTILIZADO.

Disipador tipo P14/120, 300mm de longitud	
Ventilación	R_{da} [°C/W]
Natural	0.43
Forzada con ventilador (velocidad de aire 4 m/s)	0.06

A su vez, la resistencia térmica se puede expresar como

$$R_{ja} = R_{jc} + R_{cd} + R_{da}, \quad (\text{A.19})$$

donde R_{jc} es la resistencia térmica entre la junta y la cápsula del semiconductor, R_{cd} es la resistencia térmica entre la cápsula y el disipador y R_{da} es la resistencia térmica entre el disipador y el ambiente.

El valor de P fue calculado en el Capítulo 4 cuando se determinaron las pérdidas que se producen en las llaves de potencia, T_J es suministrado por el fabricante del semiconductor y T_{amb} queda determinado por el ambiente de trabajo del convertidor (generalmente se adopta un valor de T_{amb} igual a 40°C). Así, de (A.18) se puede despejar el valor de R_{ja} y de (A.19) se puede despejar el valor de R_{da} . Con este valor se selecciona el disipador más adecuado de un catálogo que suministra el fabricante.

Para calcular el disipador se utilizaron los datos de disipadores Semikron que se adjuntan en la Tabla A.4. Con estos valores se asegura que la temperatura de junta no supere el valor máximo de 150°C, cuando se transfiere una potencia de 3kW y una temperatura ambiente de 40°C.

A.1.7. Diseño de la barra de CC

El convertidor posee una barra de CC del lado de mayor tensión y otro del lado de menor tensión, para la conexión entre los puentes activos, P_1 y P_2 , del convertidor con la fuente de alimentación y la carga, respectivamente.

Para evitar sobretensiones en el apagado de las llaves (diodos y transistores) se deben minimizar las inductancias de conexión de los dispositivos de potencia, que generan mayores pérdidas y estrés de tensión, además pueden destruir al semiconductor [47].

En la implementación de la barra de CC se utilizaron láminas de cobre dispuestas en paralelo y de la menor longitud posible para interconectar los dispositivos de potencia. La disposición de las láminas en paralelo permite reducir el área encerrada por cada lazo de corriente, suministrando un camino de retorno que crea un flujo magnético en oposición que disminuye la inductancia total. Esta disposición posee menor inductancia que si se utilizan cables de conexión y la resistencia es reducida por lo que las pérdidas de conducción de pueden despreciar. Para reducir las sobretensiones, se dispusieron capacitores sobre los terminales de cada uno de los módulos de IGBT [38].

Para el diseño de la barra de CC, se considera que el flujo magnético creado por la circulación de una corriente continua a través del mismo, es perpendicular a la superficie y constante en todos sus puntos. La inductancia por unidad de longitud se puede estimar, según [87], como

$$L = \mu_0 \frac{d_p}{w} \text{ [H/m]}, \quad (\text{A.20})$$

donde $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m, d_p es la separación entre las láminas y w es el ancho de las mismas.

El valor de d_p mínimo se determina en función del material que se utilice como aislante entre las láminas, debiéndose cumplir la siguiente relación

$$d_p \geq \frac{V_{\text{máx}}}{E_{\text{máx}}}, \quad (\text{A.21})$$

donde V_{max} es el valor máximo de tensión de la barra de CC y E_{max} es la máxima tensión que soporta el aislante sin que se produzca ruptura dieléctrica entre las láminas.

En la implementación se utilizó papel Prespan cuya rigidez dieléctrica está comprendida entre 13kV/mm - 16kV/mm. El valor de V_{max} se adoptó igual a 1,1 V_x . Así, para la barra de CC del lado de mayor tensión, la separación entre las placas no puede ser inferior a

$$d_P > \frac{660\text{V}}{13\text{kV/mm}} = 0,05\text{mm}$$

Las láminas de cobre utilizadas poseen 50mm de ancho y 250mm de longitud. Reemplazando estos valores en la expresión (A.20), la inductancia de cada Bus de CC es igual a

$$L \approx 3,5\text{nH}$$

La inductancia de conexión en cada módulo de IGBT utilizado es de 30nHy. Por lo cual la inductancia de la barra de CC puede ser despreciada con respecto a ésta última.

Las tensiones máximas en el apagado de los transistores son función del valor de las inductancias parásitas de interconexión, pudiéndose minimizar con el agregado de capacitores de filtro. El valor de estos capacitores puede determinarse igualando las expresiones de la energía almacenada en la inductancia total de conexión y la energía en los capacitores [38]

$$\frac{C\Delta V_{CE\ max}^2}{2} = \frac{LI^2}{2} \quad (\text{A.22})$$

donde $\Delta V_{CE\ max}$ es la máxima tensión a bornes de la llave durante el apagado.

Implementación del convertidor

De esta ecuación puede deducirse que si el capacitor aumenta, el valor de $\Delta V_{CE\ max}$ disminuye. A su vez, el máximo valor de la tensión colector-emisor de la llave es función de los tiempos de conmutación de las llaves, pudiéndose expresar lo siguiente,

$$\Delta V_{CE\ max} = \frac{L I}{t_f}, \quad (\text{A.23})$$

donde I es la corriente en el momento del apagado y t_f es el tiempo de apagado de la llave suministrado por el fabricante.

Para determinar el valor de los capacitores puede despejarse L de (A.23) y reemplazándola en (A.22), se despeja C (para la condición en que $\Delta V_{CE\ max} = 1,1\ V$) obteniéndose lo siguiente

$$C = \frac{100\ t_f\ I}{V_2^2} > 0,5\ \mu\text{F}.$$

A.1.8. Capacitores divisores de tensión

El puente P_1 del CPDA se implementó en semipunto, sustituyéndose una pierna de llaves por capacitores divisores de tensión. Con ello, la tensión v_{T1} es igual a la mitad de la tensión V_1 y corriente a través de las llaves del puente P_1 es igual al doble de la corriente determinada en el Capítulo 3, para puente completo.

Para calcular el valor de estos capacitores, es necesario conocer la corriente a través de los mismos.

$$i_{CX} = C_X \frac{dv_{CX}}{dt} \cong C_X \frac{\Delta V_{CX}}{T_s}, \quad (\text{A.24})$$

donde i_{CX} es la corriente del capacitor, v_{CX} es la tensión a bornes de los mismos, C_X es la capacidad y T_s es el período de conmutación.

A partir de las ecuaciones obtenidas en el Capítulo 2, la corriente que circula

por los capacitores divisores de tensión se obtiene de la expresión de la corriente que circula por el puente P_1 , pudiéndose expresar como

$$i_{CX} = \frac{2(\pi - \delta)\delta V_1}{\omega L \pi}, \quad (\text{A.25})$$

Los capacitores se diseñaron para la carga nominal del convertidor, 3kW. Además, los capacitores se diseñaron para que la oscilación o *ripple* de tensión en los mismos sea inferior al 1 %, para una tensión nominal de $V_1/2$.

Igualando (A.24) con (A.25) y despejando C_X , se obtiene

$$C_X = \frac{(\pi - \delta)\delta V_1}{\omega L \pi f_C (0,1V_1)} \geq 500\mu F, \quad (\text{A.26})$$

A.2. DISEÑO DE LA ETAPA DE CONTROL

A.2.1. Descripción del Hardware

La etapa de control está formada por el controlador y los circuitos de medición y protección. El controlador se implementó en un procesador digital de señales (DSP) TMS320F2812 de Texas Instruments, el cual está incluido en un kit de desarrollo modelo eZdspF2812. Las principales características del DSP utilizado se enumeran en la Tabla A.5.

El controlador posee una comunicación digital con una PC, a través de una interfaz que permite supervisar los programas del DSP en tiempo real. Desde la PC se establecen las referencias de tensión de salida y la potencia a ser transferida por el convertidor. Para conectar los periféricos del DSP, disponibles en conectores del kit, con la electrónica de potencia, se utilizó una placa de interfaz especialmente diseñada para este propósito.

Implementación del convertidor

Los circuitos utilizados en la implementación del prototipo experimental que forman parte de la etapa de control son los circuitos de protección, medición y los circuitos de activación de los IGBT.

Estos circuitos se utilizan como interfaz entre el kit de DSP con la electrónica de potencia y consisten en

- circuito de protección compuesto por: amplificadores diferenciales y comparadores analógicos de alta velocidad,
- acondicionamiento de señal para los convertidores analógicos digitales compuesto por: amplificadores diferenciales para las entradas analógicas, con offset a la entrada y filtro pasabajo a la salida,
- fuente de alimentación conmutada para circuitos de activación, circuitos analógicos y controlador digital,
- circuitos de activación de IGBT.

En la Fig. A.6 se muestra el circuito electrónico implementado para la protección de sobrecorriente. La señal de corriente se aplica a un amplificador diferencial y luego se comparan los valores máximos de corriente con valores límites prefijados que reflejan $\pm 50\text{A}$.

Tabla A.5: PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DEL DSP TMS320F2812.

Característica	Valor
Velocidad de cálculo	150 MIPS (millones de instrucciones por segundo)
Longitud de palabra	32 bits
Memoria de programa	128k x 16 bits
Memoria de datos	18k x 16 bits
Principales periféricos	Convertidor AD de 12 bits, Módulo SVPWM, Temporizadores, UART, CAN

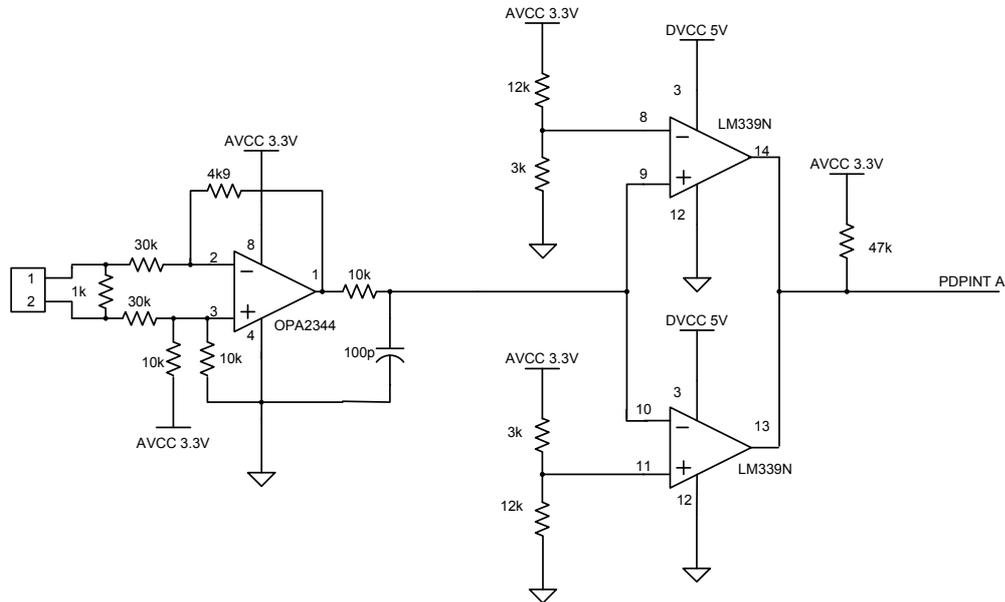


Figura A.6: Circuito electrónico de protección de sobrecorriente.

Cuando ocurre una sobrecarga en el convertidor, la entrada PDPINT_A del controlador cambia de estado produciendo un estado de alta impedancia en la salidas.

En la Fig. A.7 se muestra el circuito electrónico implementado para acondicionar la señal del sensor de la corriente del transformador para ser adquirida por el convertidor analógico-digital del DSP. Este circuito consiste en un amplificador diferencial cuya salida es filtrada para obtener la componente de continua de la misma.

A.2.2. Descripción del software del controlador

El software implementado contiene el programa principal y las rutinas de interrupciones correspondientes al Timer 0 del controlador, que genera las señales de activación de las llaves de potencia, y la interrupción externa para protección, que genera un estado de alta impedancia en las salidas PWM.

En el programa principal se realiza la inicialización de los registros necesarios para la operación del DSP, tal como se muestra a continuación.

- Definición de constantes y variables.

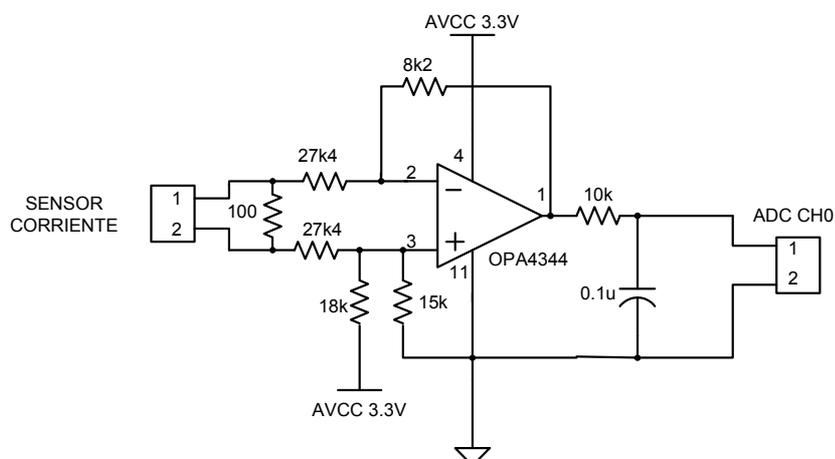


Figura A.7: Circuito electrónico de medición de corriente para entrada de convertidor analógico digital.

- Inicialización de registros,
 - configuración del módulo de clock (Frecuencia CPU 75MHz),
 - configuración de puertos entrada salida,
 - configuración de las interrupciones (Interrupciones del Timer 0 y las correspondientes a las entradas de protección),
 - configuración para habilitar las interrupciones,
 - configuración de la conversión analógica digital.

El Timer 0 se configura para que realice un conteo ascendente-descendente, según se detalla posteriormente, y genere una interrupción cuando el valor del contador cumple el período (fin cuenta ascendente) y cuando llega a valor cero (fin de cuenta descendente). La rutina del mismo realiza lo siguiente:

- Actualiza el valor de las salidas PWM, con el valor de desplazamiento de fase requerido por la referencia establecida desde la PC.
- Lectura, a través del convertidor analógico-digital y actualización del valor de corriente media obtenida en el secundario del transformador.

- Llamado a la rutina del control PI para evitar la saturación del transformador.

La interrupción con la cual se implementan las protecciones, que se originan por una sobrecorriente o por una elevación de temperatura del disipador, realiza lo siguiente:

- Las salidas PWM son puestas en estado de alta impedancia y sólo un reinicio del sistema puede desbloquear este estado.
- Reinicializa el flag de la interrupción ocasionada por la protección.

En la Fig. A.8 se muestran los diagramas de flujo del programa principal y de la interrupción del Timer 0.

El temporizador del Timer 0 genera interrupciones al doble de frecuencia que el ciclo PWM (20kHz). Esta interrupción dispara el convertidor analógico-digital (ADC) que digitaliza la medición de la corriente del transformador. Al finalizar la conversión se actualiza el valor de δ y se genera el llamado a la subrutina que evita la saturación del núcleo del transformador (controlador PI con protección anti-windup).

Para la generación del desplazamiento de fase entre las señales PWM, de cada uno de los puentes con el controlador utilizado, la transición sobre las salidas se controla por medio de un generador de onda simétrica, que se produce por un conteo continuo ascendente-descendente. El estado de las salidas queda determinado por lo siguiente:

- antes de la primera comparación, del contenido del registro del contador con el valor de cuenta prefijado, las salidas están inactivas,
- cuando se produce el primer período de comparación, las salidas se activan (nivel alto o nivel bajo, según las configuraciones realizadas en el programa principal),

Implementación del convertidor

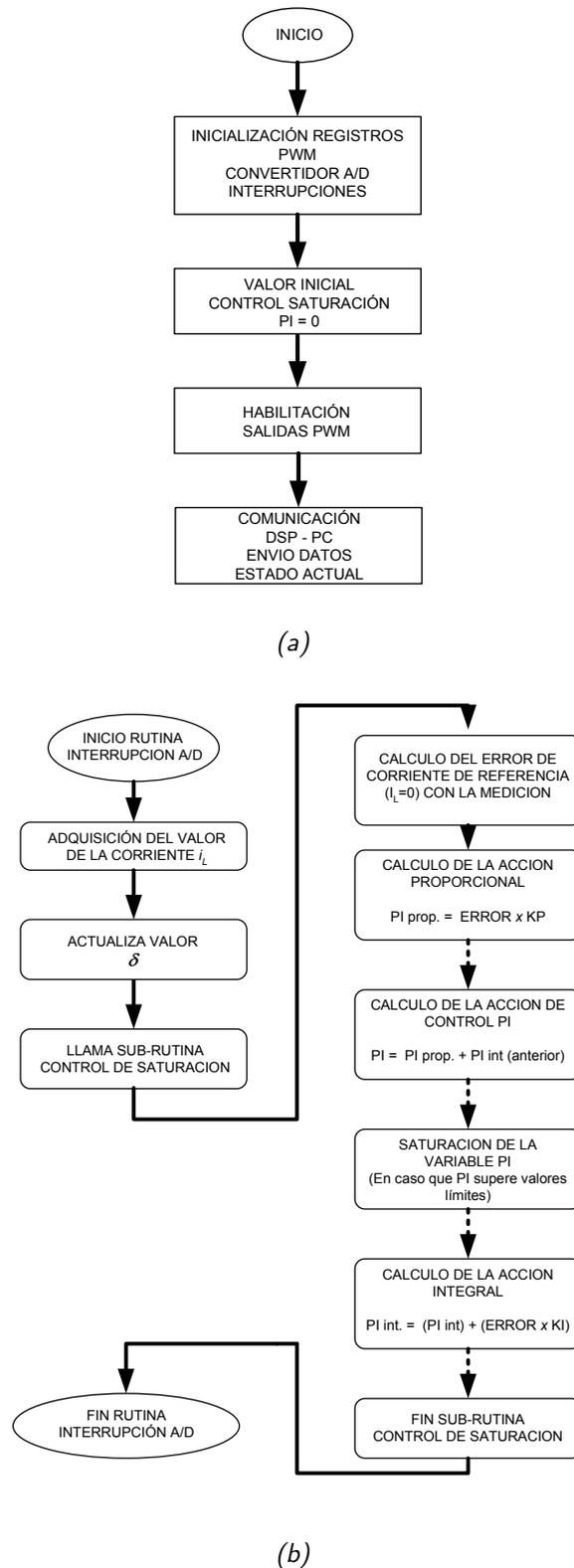


Figura A.8: Diagramas de flujo de las rutinas del programa principal, (a), y la interrupción del Timer 0, (b).

- cuando se produce el segundo período de comparación, las salidas quedan inactivas y
- después de esta segunda comparación las salidas se vuelven inactivas, hasta un nuevo período de comparación, en el próximo período del Timer 0.

La interrupción del Timer 0 se produce cuando se cumple el período de cuenta y cuando el contador llega al valor cero en el conteo descendente. En estas interrupciones se produce la actualización del valor de desplazamiento de fase correspondiente. En la Fig. A.9, se muestra una representación gráfica para la generación del desplazamiento de fase entre las salidas PWM de los puentes del convertidor.

En la Fig. A.8 se muestra el diagrama de flujo de la rutina que realiza el control PI para evitar la saturación del núcleo del transformador. En esta rutina, primeramente se realiza el cálculo del error de la corriente medida, comparándola con la corriente de referencia, igual a cero. La acción de control se calcula en dos etapas, realizando primero el cálculo del PI actual y luego se compara este resultado con valores máximos, positivos y negativos, para limitar la acción PI (saturador).

Además, el control PI utiliza un esquema antiwind-up, que previene a la parte integradora del PI a seguir creciendo cuando la salida está saturada y el error no es cero. Así, el esquema utilizado resta el valor que se obtiene a la salida del saturador al valor del PI calculado previamente y se adiciona este valor en el cálculo de la acción integral.

A continuación, se resumen el cálculo del PI con protección antiwind-up,

$$\begin{aligned}
 (PI)_1 &= e(t) k_p + I \quad (I(0) = 0) \\
 (PI)_1 > (PI)_{\text{máx}} &\Rightarrow (PI)_2 = (PI)_{\text{máx}} \\
 (PI)_1 < (PI)_{\text{mín}} &\Rightarrow (PI)_2 = (PI)_{\text{mín}} \\
 I &= k_i \int e(t) + ((PI)_1 - (PI)_2) \\
 (PI)_{\text{final}} &= (PI)_2
 \end{aligned}$$

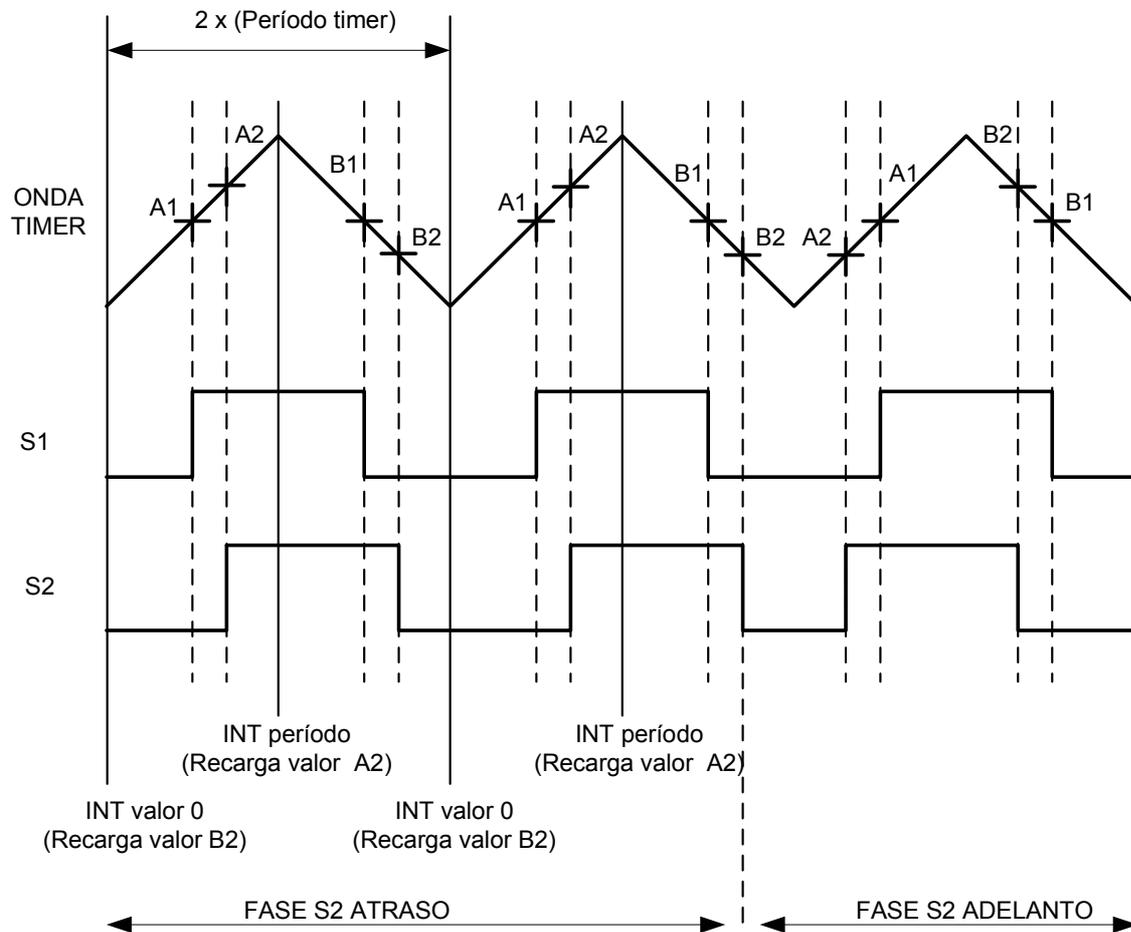


Figura A.9: Representación gráfica de la generación del desfase de las señales de referencia de los IGBT. Los valores A1, A2, B1 y B2 son cargados en los registros de comparación para realizar las transiciones en las salidas PWM.

A.2.3. Circuitos de medición y protección

Los circuitos de medición y protección tienen por objetivo adaptar las señales medidas por medio de sensores, para ser adquiridas posteriormente por el DSP, mediante una conversión de las señales analógicas en señales digitales.

Sensores

Para la medición de la tensión de salida y la corriente del transformador, se emplearon sensores aislados de efecto Hall de flujo cero, los cuales generan una señal

de corriente proporcional a la corriente a medir. Estos sensores poseen ventajas frente a los medidores del tipo shunt, donde la salida es una señal de tensión la que es afectada por la presencia de ruidos.

Circuitos de medición

La señal de corriente es convertida en señal de tensión mediante un amplificador diferencial. Las señales analógicas son digitalizadas por el convertidor analógico-digital (ADC) incluido en el DSP.

El tiempo de muestreo del ADC del controlador se puede programar con un tiempo mínimo de 80 nseg y una frecuencia de conversiones AD máxima de 12,5 Msps (millones de muestras por segundo).

Circuito de protección

Para protección de cortocircuitos en alguna de las piernas de las llaves, según se explicó en la Sección A.1.4, los circuitos de activación de las llaves poseen protección de saturación actuando cuando la caída de tensión a bornes de la llave en estado de conducción supera los 7V.

El convertidor posee una protección de sobrecarga, la que actúa cuando la corriente del transformador medida, supera determinados valores de referencia, generando un evento que activa las protecciones del controlador, estableciendo las salidas del controlador en estado de alta impedancia.

A.2.4. Control para evitar la saturación del transformador

Cuando circula una corriente con componente de continua en uno de los bobinados del transformador se puede producir una saturación parcial o total del núcleo del mismo, generándose corrientes elevadas que pueden destruir las llaves [88].

La circulación de corriente continua en el CPDA puede producirse por diferencias en las amplitudes y períodos de los semi-ciclos positivos y negativos de la tensión de alimentación.

Implementación del convertidor

Una de las soluciones a este problema es agregar un capacitor en serie con el arrollamiento del transformador. El inconveniente que se presenta es que el tamaño de este capacitor puede ser excesivo para altas potencias.

Otra solución es utilizar una estrategia de control para que la componente de continua del transformador sea cero [88]. En este trabajo se implementó este esquema, para lo cual fue necesario contar con un modelo dinámico de planta para poder diseñar el controlador.

Para obtener este modelo, se debe considerar que cuando se establece una corriente continua en alguno de los bobinados del transformador, no se refleja en el bobinado contrario. Por ello, la componente de continua de la corriente circula a través de la inductancia de dispersión, la inductancia de magnetización y la resistencia del bobinado correspondiente. Como la inductancia de magnetización es mayor a la de dispersión, ésta última puede ser despreciada y la ecuación diferencial que describe el sistema se puede escribir como

$$v_{CC}(t) = L_m \frac{di_{CC}(t)}{dt} + r_p i_{CC}(t), \quad (\text{A.27})$$

donde $v_{CC}(t)$ es la componente de tensión continua, $i_{CC}(t)$ es la componente de corriente continua, L_m es la inductancia de magnetización del transformador y r_p es la resistencia serie del bobinado.

Si se aplica la transformada de Laplace a (A.27) se puede obtener la siguiente función de transferencia de la planta

$$G_p(s) = \frac{I_{CC}(s)}{V_{CC}(s)} = \frac{1}{L_m s + r_p}, \quad (\text{A.28})$$

donde s es el operador de Laplace, $I_{CC}(s)$ y $V_{CC}(s)$ son la corriente de CC tensión de CC, ambas en función de s .

Así, el modelo resultante en función de transferencia, contiene un único polo en

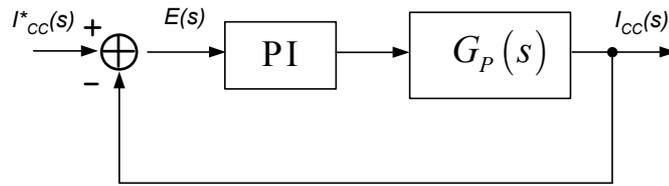


Figura A.10: Diagrama de bloques del controlador PI para evitar la saturación del transformador.

$-r_p/L_m$. Los valores de r_p y L_m , para el transformador implementado, se obtuvieron mediante ensayos,

$$r_p = 0,02 \ \Omega$$

$$L_m = 150 \ \mu\text{Hy}$$

Para controlar la componente de continua de la corriente del transformador se implementó el esquema de control que se muestra en la Fig. A.10. La entrada del sistema de control es la corriente de continua de referencia ($i_{CC}^* = 0$) y la salida es la componente de continua de la corriente a través del transformador. Se diseñó un compensador del tipo PI, lo que aumenta el tipo del sistema en 1 para anular el error estacionario entre la referencia y la salida. El cero del compensador se ubicó a la izquierda del polo de la planta, de tal manera de aumentar la velocidad de respuesta.

Para la implementación del compensador, se utilizó la medición de corriente únicamente en el secundario del transformador, ya que el primario se implementó en semipunto y los capacitores divisores de tensión evitan la circulación de componentes de continua. Además, en la implementación del semipunto, se agregaron capacitores rápidos en paralelo con los capacitores divisores de tensión para filtrar las corrientes transitorias.

Apéndice B

Operación con conmutación dura del CPDA cuando se utiliza la ECP

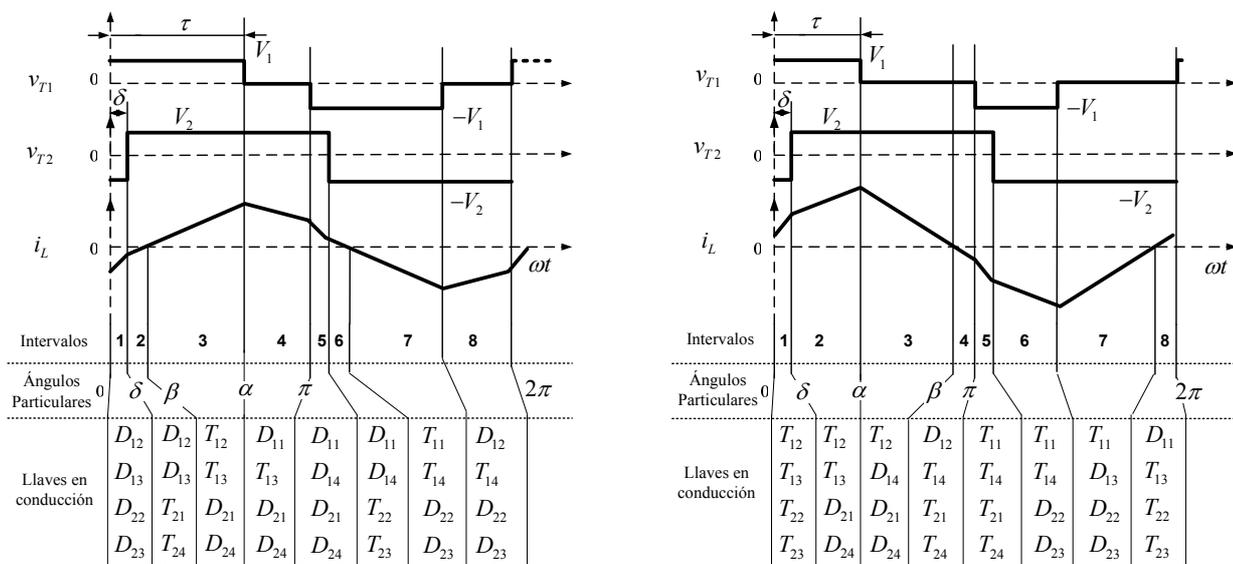
Este Apéndice contiene un resumen de la operación con conmutación dura del CPDA cuando $\delta > 0$ y se utiliza la estrategia de conmutación propuesta (ECP), lo que permite completar las condiciones de operación del CPDA cuando se utiliza la ECP, propuesta en el Capítulo 3 de la presente Tesis, correspondiendo al caso general en que ambos puentes del convertidor se implementan en configuración de puente completo.

La Fig. B.1 muestra las principales formas de onda para este caso, donde se indican las formas de onda de las tensiones a bornes del transformador, v_{T1} y v_{T2} , la forma de onda de la corriente i_L y las llaves semiconductoras que se encuentran en conducción en cada uno de los intervalos para los modos de operación reductor y elevador.

Las figuras B.1(a) y B.1(b) muestra las formas de onda mencionadas, para el modo de operación reductor, cuando la corriente atrasa y adelanta a las tensiones, respectivamente. Mientras que las figuras B.1(c) y B.1(d) muestran las formas de onda para el modo de operación elevador.

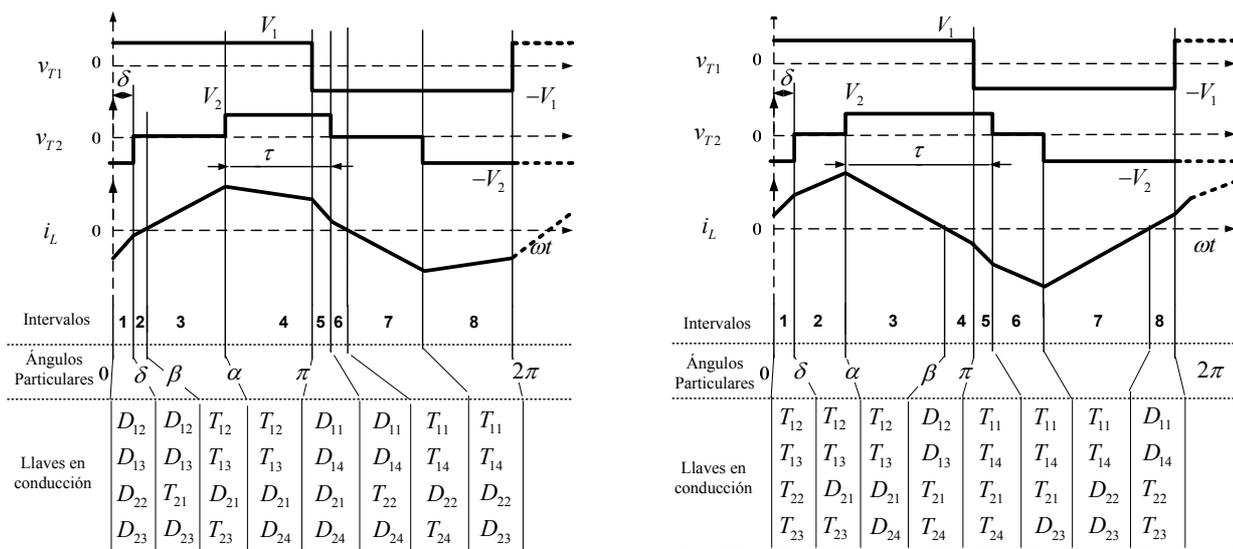
Estas figuras indican los semiconductores activos para intervalo y condiciones de conmutación en cada uno de los ángulos, las que pueden obtenerse de un análisis de conmutaciones similar al realizado en el Capítulo 2, el cual no será realizado para simplificar la explicación.

Operación con conmutación dura del CPDA cuando se utiliza la ECP



(a) Modo reductor y corriente en atraso

(b) Modo reductor y corriente en adelanto



(c) Modo elevador y corriente en atraso

(d) Modo elevador y corriente en adelanto

Figura B.1: Formas de onda ideales de las tensiones a bornes del transformador y la corriente utilizando la ECP y el convertidor operando con conmutación dura.

La Tabla B.1 resume los ángulos de conmutación y los semiconductores activos durante cada intervalo de conducción, para ambos modos de operación. Estos valores fueron utilizados para calcular las pérdidas de conducción con conmutación dura.

La Tabla B.2 resume los semiconductores que generan pérdidas en el encendido (P_{on}) y los que generan pérdidas en el apagado (P_{off}), cuando el convertidor opera

Tabla B.1: ÁNGULOS DE CONMUTACIÓN Y SEMICONDUCTORES ACTIVOS UTILIZADOS PARA ESTIMAR LAS PÉRDIDAS DE CONDUCCIÓN CUANDO EL CPDA OPERA CON CONMUTACIÓN DURA.

Modo	Condición	Intervalo	θ_1	θ_2	P_1		P_2	
					P_{C_T}	P_{C_D}	P_{C_T}	P_{C_D}
Reductor	Corriente en atraso	1	0	δ	-	$D_{12}D_{13}$	-	$D_{22}D_{23}$
		2	δ	β	-	$D_{12}D_{13}$	$T_{21}T_{24}$	-
		3	β	α	$T_{12}T_{13}$	-	-	$D_{21}D_{24}$
		4	α	π	T_{13}	D_{11}	-	$D_{21}D_{24}$
	Corriente en adelante	1	0	δ	$T_{12}T_{13}$	-	$T_{22}T_{23}$	-
		2	δ	α	$T_{12}T_{13}$	-	-	$D_{21}D_{24}$
		3	α	β	T_{13}	D_{11}	-	$D_{21}D_{24}$
		4	β	π	T_{11}	D_{13}	$T_{21}T_{24}$	-
Elevador	Corriente en atraso	1	0	δ	-	$D_{12}D_{13}$	-	$D_{22}D_{23}$
		2	δ	β	-	$D_{12}D_{13}$	T_{21}	D_{23}
		3	β	α	$T_{12}T_{13}$	-	T_{23}	D_{21}
		4	α	π	$T_{12}T_{13}$	-	-	$D_{21}D_{24}$
	Corriente en adelante	1	0	δ	$T_{12}T_{13}$	-	$T_{22}T_{23}$	-
		2	δ	α	$T_{12}T_{13}$	-	T_{23}	D_{21}
		3	α	β	$T_{12}T_{13}$	-	-	$D_{21}D_{24}$
		4	β	π	-	$D_{12}D_{13}$	$T_{21}T_{24}$	-

con conmutación dura.

Tabla B.2: SEMICONDUCTORES QUE GENERAN PÉRDIDAS DE CONMUTACIÓN CUANDO EL CPDA OPERA CON CONMUTACIÓN DURA.

Modo	Ángulo	Corriente en atraso				Corriente en adelante			
		P_1		P_2		P_1		P_2	
		P_{on}	P_{off}	P_{on}	P_{off}	P_{on}	P_{off}	P_{on}	P_{off}
Reductor	δ	-	-	$T_{21}T_{24}$	-	-	-	-	$T_{22}T_{23}$
	α	-	T_{12}	-	-	-	T_{13}	-	-
	π	-	T_{13}	-	-	T_{11}	-	-	-
Reductor	δ	-	-	T_{21}	-	-	-	-	T_{22}
	α	-	-	T_{21}	-	-	-	-	T_{22}
	π	-	$T_{12}T_{13}$	-	-	$T_{11}T_{14}$	-	-	-

Referencias bibliográficas

- [1] A. Affanni, A. Bellini, G. Franceschini, P. Guglielmi, and C. Tassoni, “Battery choice and management for new-generation electric vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, pp. 1343–1349, Oct. 2005.
- [2] F. Kalhammer, “The status of high-power batteries for hybrid electric vehicles,” in *Fifteenth Annual Battery Conference on Applications and Advances*. IEEE, 11-14 Jan. 2000, pp. 57–64.
- [3] A. Burke, “Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 95, pp. 806–820, Apr. 2007.
- [4] J. Miller, P. McCleer, and M. Everett, “Comparative assessment of ultracapacitors and advanced battery energy storage systems in powersplit electronic-cvt vehicle powertrains,” in *International Conference on Electric Machines and Drives*. IEEE, 15-18 May. 2005, pp. 1513–1520.
- [5] J. Dixon and M. Ortuzar, “Ultracapacitors + dc-dc converters in regenerative braking system,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 17, pp. 16–21, Aug. 2002.
- [6] Y. Chen, Y. Liu, and F. Wu, “Multi-input dc-dc converter based on the multi-winding transformer for renewable energy applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1096–1104, Jul. 2002.
- [7] L. Pérez, “Optimización del flujo de energía en sistemas generador-almacenador-consumidor,” Tesis presentada para obtener el grado de Magíster en Ciencias

- de la Ingeniería, Mención Ingeniería Eléctrica, Universidad Nacional de Río Cuarto, Facultad de Ingeniería, Departamento de Electricidad y Electrónica, Río Cuarto, Argentina, Oct. 2007.
- [8] S. Bernet, “Recent developments of high power converters for industry and traction applications,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 49, pp. 1102–1117, Nov. 2000.
- [9] S. Luo, “A review of distributed power systems part i: Dc distributed power system,” *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, pp. 5–16, Aug. 2005.
- [10] D. Xu, C. Zhao, and H. Fan, “A pwm plus phase-shift control bidirectional dc-dc converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, pp. 666–675, May. 2004.
- [11] F. Caricchi, F. Crescimbinì, G. Ñoia, and D. Pirolo, “Experimental study of a bidi-rectional dc-dc converter for the dc link voltage control and the regenerative braking in pm motor drives devoted to electrical vehicle,” in *Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference , APEC’94*. IEEE, 13-17 Feb. 1994, pp. 381–386.
- [12] A. D. Napoli, F. Crescimbinì, G. Capponi, and L. Solero, “Control strategy for multiple input dc-dc power converters devoted to hybrid vehicle propulsion systems,” in *International Symposium on Industrial Electronics, ISIE ’02*, IEEE, Ed., vol. 3, May. 2002, pp. 1036–1041.
- [13] R. Li, C. Liu, and F. Luo, “A design for automotive can bus monitoring system,” in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. VPPC’08.*, IEEE, Ed., vol. 1, 3-5 Sep. 2008, pp. 1–5.
- [14] R. Leidhold, “Control eficiente de micro centrales eólicas usando generadores de inducción,” Tesis presentada para obtener el grado de Doctor en Ingeniería, Universidad Nacional de la Plata, Facultad de Ingeniería, Departamento de Electrotecnia, La Plata, Argentina, Mar. 2003.

- [15] G. García, R. Leidhold, C. D. Angelo, G. Bossio, D. Forchetti, L. Pérez, E. Oliva, C. Falco, C. Careglio, J. Martellotto, P. de la Barrera, G. Morichetti, G. Oggier, M. Curti, T. Vega, S. Giaccone, and G. Brizuela, “Implementación de un vehículo eléctrico experimental (reporte del grupo de trabajo),” in *XVIII Congreso Argentino de Control Automático, AADECA'02*. Bs. As., Argentina: AADECA, Sep. 2002.
- [16] C. Chan, “The state of the art of electric and hybrid vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 245–275, Feb. 2002.
- [17] F. Caricchi, F. Crescimbin, and A. D. Napoli, “20 kw water-cooled prototype of a buck-boost bidirectional cc-cc converter topology for electrical vehicle motor drives,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '95*, IEEE, Ed., vol. 2, 5-9 Mar. 1995, pp. 887–892.
- [18] A. Emadi, K. Rajashekara, S. Williamson, and S. Lukic, “Topological overview of hybrid electric and fuel cell vehicular power system architectures and configurations,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 54, pp. 763–770, May. 2005.
- [19] R. Leidhold, G. Bossio, C. D. Angelo, G. García, A. Agüero, and C. Candiani, “Accionamiento para tracción eléctrica: Controlador y resultados experimentales del accionamiento,” in *VIII Reunión de Trabajo y Procesamiento de la Información y Control, RPIC'99*, vol. 1. RPIC, Sep. 1999, pp. 95–102.
- [20] K. Shingo, K. Kubo, K. Toshiaki, and Y. Hata, “Development of electric motors for the toyota hybrid vehicle prius,” in *Electric Vehicle Symposium, EVS '00*, Montreal, Canada, 2000.
- [21] A. Emadi, M. Ehsani, and J. Miller, *Vehicular Electric Power Systems*. New York, USA: Marcel Dekker, Inc., 2004.
- [22] A. Wagener, P. Seger, C. Körner, and H. Kabza, “Dc/dc converter controlled by an intelligent battery management system decoupling a variable voltage battery

- from the dc link in hybrid or electric vehicles,” in *Electric Vehicle Symposium, EVS '00*, Montreal, Canada, 2000.
- [23] G. Morichetti, G. Oggier, G. Bossio, C. D. Angelo, and G. García, “Implementación de un convertidor bidireccional reductor-elevador para vehículos eléctricos,” in *XVIII Congreso Argentino de Control Automático, AADECA '02*, vol. 1. Bs. As., Argentina: AADECA, Sep. 2002.
- [24] G. Bossio, C. D. Angelo, and G. García, “Análisis y diseño de un convertidor reductor-elevador bidireccional en cascada para aplicaciones en accionamientos de vehículos eléctricos,” in *IX Reunión de Trabajo y Procesamiento de la Información y Control, RPIC'01*. RPIC, Sep. 2001, pp. 64–69.
- [25] F. Caricchi, F. Crescimbin, G. Capponi, and L. Solero, “Study of bi-directional buck-boost converter topologies for application in electrical vehicle motor drives,” in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '98*, IEEE, Ed., vol. 1, 15-19 Feb. 1998, pp. 287–293.
- [26] R. Schupbach and J. Balda, “Comparing dc-dc converters for power management in hybrid electric vehicles,” in *Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*, IEEE, Ed., vol. 3, 1-4 Jun. 2003, pp. 1369 – 1374.
- [27] B. Axelrod, Y. Berkovich, and A. Ioinovici, “Four-quadrant bi-directional drive system based on pwm dc-dc converter,” in *10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, AMC '08.*, IEEE, Ed., vol. 1, Mar. 2008, pp. 377–381.
- [28] J. Walker and R. DeDonker, “High-power galvanically isolated dc/dc converter topology for future automoviles,” in *34th Power Electronics Specialist Conference, PESC '03*, IEEE, Ed., vol. 1, Jun. 2003, pp. 27–32.
- [29] F. Krismer, J. Biela, and J. Kolar, “A comparative evaluation of isolated bi-directional dc/dc converters with wide input and output voltage range,” in *Fourtieth IAS Annual Meeting Conference Record of the Industry Applications Conference, IAS05*, IEEE, Ed., vol. 1, 2-6 Oct. 2005, pp. 599–606.

- [30] S. Inoue and H. Akagi, "A bidirectional isolated dc-dc converter as a core circuit of the next-generation medium-voltage power conversion system," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 22, pp. 535–542, Mar. 2007.
- [31] —, "A bidirectional dc-dc converter for an energy storage system with galvanic isolation," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 22, pp. 2299–2306, Nov. 2007.
- [32] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. Duarte, and M. Hendrix, "Transformer-coupled multiport zvs bidirectional dc-dc converter with wide input range," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 23, pp. 771–781, Mar. 2008.
- [33] J. Zhang, J.-S. Lai, R.-Y. Kim, and W. Yu, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 1145–1153, Jul. 2007.
- [34] R. Severns and G. Bloom, *Modern DC-to-DC Switchmode Power Converter Circuits*. New York: Van Nostrand Reinhold, 1985.
- [35] I. Barbi and D. Martins, *Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*. Florianópolis, Brasil: INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, 2000.
- [36] L. Tolbert, F. Peng, T. Cunnyngham, and J. Chiasson, "Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol. 49, pp. 1058–1064, Oct. 2002.
- [37] F. Peng, F. Zhang, and Z. Qian, "A magnetic-less dc-dc converter for dual-voltage automotive systems," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 39, pp. 511–518, Mar. 2003.
- [38] N. Mohan, T. Undeland, and W. Robbins, *Power Electronics, Converters, Applications and Design Second Edition*. New York, USA: Jhon Wiley and Sons, Inc., 1995.

- [39] H. Li, F. Peng, and J. Lawler, “A natural zvs medium-power bidirectional dc-dc converter with minimum number of devices,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 525–535, Mar. 2003.
- [40] R. DeDoncker, M. Kheraluwala, and D. Divan, “Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges,” *U.S. Patent 5,027,264*, 1991.
- [41] R. DeDoncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, “A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications,” *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 27, pp. 63–73, Jan. 1991.
- [42] D. Oliveira and I. Barbi, “A three-phase zvs pwm dc/dc converter with asymmetrical duty cycle for high power applications,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 20, pp. 370–377, Mar. 2005.
- [43] C. Falco, G. Oggier, R. Leidhold, G. García, and J. Balda, “Isolated and non-isolated power dc-dc converter topologies - a comparative analysis,” in *VI Induscon*, Joinville, Brasil, Sep. 2004.
- [44] A. D. Napoli, F. Crescimbinì, L. Solero, F. Caricchi, and F. Capponi, “Multiple-input dc-dc power converter for power-flow management in hybrid vehicles,” in *Conference Record of the Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting.*, IEEE, Ed., vol. 3, 2002, pp. 1578 –1585.
- [45] A. D. Napoli, F. Crescimbinì, S. Rodo, and L. Solero, “Multiple input dc-dc power converter for fuel-cell powered hybrid vehicles,” in *33rd Power Electronics Specialists Conference, PESC '02*, IEEE, Ed., vol. 4, Jun. 2002, pp. 1685 –1690.
- [46] H. Tao, A. Kotsopoulos, J. Duarte, and M. Hendrix, “Multi-input bidirectional dc-dc converter combining dc-link and magnetic-coupling for fuel cell systems,” in *Conference Record of the Industry Applications Conference, Fourtieth IAS Annual Meeting.*, IEEE, Ed., vol. 3, 2-6 Oct. 2005, pp. 2021–2028.
- [47] N. Ulrich, R. Tobias, J. Petzoldt, and J. Lutz, *Applikationshandbuch IGBT - und MOSFET - Leistungsmodule*. Germany: Semikron, 1998.

- [48] A. Elasser, M. Schutten, V. Vlatkovic, D. Torrey, and M. Kheraluwala, "Switching losses of igbts under zero-voltage and zero-current switching," in *27th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC '96*, IEEE, Ed., vol. 1, 23-27 Jun. 1996, pp. 600–607.
- [49] T. Kim, D. Kang, Y. Lee, and D. Hyun, "The analysis of conduction and switching losses in multi-level inverter system," in *32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC '01*, IEEE, Ed., vol. 3, 17-21 Jun. 2001, pp. 1363–1368.
- [50] H. Radermacher, B. Schmidt, and R. DeDoncker, "Determination and comparison of losses of single phase multi-level inverters with symmetric supply," in *35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC '04*, IEEE, Ed., vol. 6, 20-25 Jun. 2004, pp. 4428–4433.
- [51] M. Aydemir, A. Bendre, and G. Venkataramanan, "A critical evaluation of high power hard and soft switched isolated dc-dc converters," in *Conference Record of the Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting.*, IEEE, Ed., vol. 2, Oct. 2002, pp. 1338–1345.
- [52] J. Zhang, X. Xie, X. Wu, G. Wu, and Z. Qian, "A novel zero-current-transition full bridge dc/dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 354–360, Mar. 2006.
- [53] L. Zhu, "A novel soft-commutating isolated boost full-bridge zvs-pwm dc-dc converter for bidirectional high power applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, pp. 422–429, Mar. 2006.
- [54] I. Barbi and F. de Souza, *Conversores CC-CC Isolados de Alta Freqüência com Comutação Suave*. Florianópolis, Brasil: INEP - Instituto de Eletrônica de Potência, 1999.
- [55] R. L. Steigerwald and K. D. T. Ngo, "Full-bridge lossless switching converter," *U.S. Patent 4,864,479*, 1989.

- [56] R. Steigerwald, R. DeDoncker, and M. Kheraluwala, "A comparison of high-power dc-dc soft-switched converter topologies," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 1139–1145, Sep. 1996.
- [57] R. Steigerwald, "A comparison of half-bridge resonant converter topologies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 3, pp. 174–182, Apr. 1988.
- [58] M. Kheraluwala, R. Gascoigne, D. Divan, and E. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge dc-to-dc converter," *IEEE Transactions on Industry Application*, vol. 28, pp. 1294–1301, Nov. 1992.
- [59] G. Oggier, R. Leidhold, G. García, A. Oliva, J. Balda, and F. Barlow, "Extending the zvs operating range of dual active bridge high-power dc-dc converters," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC06*, pp. 2471–2477.
- [60] G. Oggier, G. García, and A. Oliva, "Switching control strategy to minimize dual active bridge converter losses," *Aceptado para su publicación en IEEE Transaction on Power Electronics*.
- [61] G. Oggier, A. Oliva, M. D'Amico, and G. García, "Control digital de un convertidor cc-cc con puentes duales activos con carga de potencia constante," in *XII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC'07)*, Río Gallegos, Argentina, Oct. 2007.
- [62] R. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. New York, USA: Marcel Dekker, 2000.
- [63] J. Fitzgerald, *Máquinas eléctricas*. McGrawHill, 2003.
- [64] M. Bellar, T. Wu, A. Tchamdjou, J. Mahdavi, and M. Ehsani, "A review of soft-switched dc-ac converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 847 – 860, Jul. 1998.
- [65] G. Oggier, "Análisis y desarrollo de un convertido cc-cc de potencia con puentes activos duales," Tesis presentada para obtener el grado de Magíster en Ciencias

- de la Ingeniería, Mención Ingeniería Eléctrica, Universidad Nacional de Río Cuarto, Facultad de Ingeniería, Departamento de Electricidad y Electrónica, Río Cuarto, Argentina, Ago. 2006.
- [66] Vangen, Melaa, Bergsmark, and Nilsen, “Efficient high frequency soft-switched power converter with signal processor,” in *IEEE INTELEC Conference.*, IEEE, Ed., 1991, pp. 631–639.
- [67] K. Vangen, T. Melaa, and A. Adnanes, “Soft-switched high-frequency, high power dc/ac converter with igbt,” in *Power Electronics Specialists Conference, PESC '92.*, IEEE, Ed., vol. 1, 1992, pp. 26–33.
- [68] H. Akagi, E. Watanabe, and M. Aredes, *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning.* USA: Wiley-IEEE Press, 2007.
- [69] H. Mouton, F. Combrink, J. Enslin, and H. Akagi, “Design optimization of a resonant turn-off snubber for high-power converters,” *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 148, pp. 229–236, May. 2001.
- [70] W. McMurray, “Selection of snubbers and clamps to optimize the design of transistor switching converters,” *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 1A-16, pp. 513–523, Jul./Aug. 1980.
- [71] C. Steyn, “Analysis and optimization of regenerative linear snubber,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 4, pp. 362–370, Jul. 1989.
- [72] J. Qian, A. Khan, and I. Batarseh, “Turn-off switching loss model and analysis of igbt under different switching operation modes,” in *IEEE Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Conference, (IECON)*, IEEE, Ed., vol. 1, 2-6 Oct. 1995, pp. 240–245.
- [73] C. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook.* New York, USA: Marcel Dekker, 2004.

- [74] W. Roshen, “A practical, accurate and very general core loss model for nonsinusoidal waveforms,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 22, pp. 30–40, Jan. 2007.
- [75] A. Emadi, A. Khaligh, C. Rivetta, and G. Williamson, “Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, pp. 1112–1125, Jul. 2006.
- [76] V. Grigore, J. Hätönen, J. Kyyrä, and T. Suntio, “Dynamics of a buck converter with a constant power load,” in *Power Electronics Specialists Conference, PESC '98*, IEEE, Ed., 1998, pp. 72–78.
- [77] F. Lewis, *Applied optimal control and estimation. Digital design and implementation*. New York, USA: Prentice Hall and Texas Instruments, 1992.
- [78] C. Tse, *Complex behavior of switching power converters*. New York. USA.: CRC Press, 2004.
- [79] S. Ang and A. Oliva, *Power-switching converters, second edition*. New York: CRC Press, 2005.
- [80] A. Brown and R. Middlebrook, “Sampled data modeling of switching regulators,” in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC'81*. IEEE, 1981, pp. 349–369.
- [81] A. Oliva, S. Ang, and G. Bortolotto, “Digital control of a voltage-mode synchronous buck converter,” *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 21, pp. 157–163, Jan. 2006.
- [82] R. Vaccaro, *Digital Control a State-Space Approach*. New York: Mc-Graw-Hill, 1995.
- [83] P. Swanepoel and J. van Wyk, “Analysis and optimization of regenerative linear snubber applied to switches with voltage and current tails,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, pp. 433–442, Jul. 1994.

- [84] P. Mattavelli, L. Rossetto, and G. Spiazzi, "Small-signal analysis of dc-dc converters with sliding mode control," *IEEE Transaction on Power Electronics*, vol. 12, pp. 96–102, Jan. 1997.
- [85] C. Rivetta, A. Emadi, G. Williamson, R. Jayabalan, and B. Fahimi, "Analysis and control of a buck dc-dc converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles," *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 42, pp. 559–572, Mar. 2006.
- [86] D. Liu and H. Li, "A novel multiple-input zvs bidirectional dc-dc converter," in *32nd Annual Conference of Industrial Electronics Society, IECON '05*, IEEE, Ed., vol. 1, 6-10 Nov. 2005, pp. 6–10 Nov.
- [87] H. Beukes, J. Enslin, and R. Spée, "Busbar design considerations for high power igbt converters," in *28th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC97*, 22-27 Jun. 1997, pp. 847–853.
- [88] M. Benedetti, G. Uicich, J. Rovira, and R. Petrocelli, "Control para evitar la saturación de transformadores," in *7º Congreso Latinoamericano de Control Automático - LACC - IFAC.*, Sep. 1996, pp. 254–259.

Publicaciones del autor

Guillermo García, Roberto Leidhold, Cristian De Angelo, Guillermo Bossio, Daniel Forchetti, Laura Pérez, Eduardo Oliva, Cristian Falco, Claudio Careglio, Juan Martellotto, Pablo de la Barrera, Gerardo Morichetti, Germán Oggier, Marcelo Curti, Tomás Vega, Santiago Giaccone, Germán Brizuela; **Implementación de un vehículo eléctrico experimental (reporte del grupo de trabajo)**. AADECA 2002, Congreso Argentino de Control Automático, Septiembre de 2002.

Guillermo García, Roberto Leidhold, Cristian De Angelo, Guillermo Bossio, Daniel Forchetti, Laura Pérez, Eduardo Oliva, Cristian Falco, Claudio Careglio, Juan Martellotto, Pablo de la Barrera, Gerardo Morichetti, Germán Oggier, Marcelo Curti, Tomás Vega, Santiago Giaccone, Germán Brizuela; **Implementación de un vehículo eléctrico experimental (reporte del grupo de trabajo)**. CBA 2002, Congreso Brasileiro de Automática, pp. 2162-2167, Septiembre de 2002.

Gerardo Morichetti, Germán Oggier, Guillermo Bossio, Cristian De Angelo, Guillermo García; **Implementación de un convertidor reductor-elevador bidireccional para vehículos eléctricos**. AADECA 2002, Congreso Argentino de Control Automático, Septiembre de 2002.

Gerardo Morichetti, Germán Oggier, Guillermo Bossio, Cristian De Angelo, Guillermo García; **Implementación de un convertidor reductor-elevador bidireccional para vehículos eléctricos**. CBA 2002, Congreso Brasileiro de Control Automático, pp. 538-543, Septiembre de 2002.

Germán G. Oggier, Guillermo Bossio, Cristian De Angelo, Roberto Leidhold; **Convertidores CC-CC para Aplicaciones en Vehículos Eléctricos, Desarrollo de Hardware**. Acta de resúmenes de SAC 2003, Seminario Académico-Científico 2003. Secretaría de Ciencia y Técnica, Escuela de Posgraduación, Secretaría Académica, Secretaría de extensión y Desarrollo y Unidades Académicas de la UNRC Río Cuarto, Córdoba, 20 y 21 de Agosto de 2004.

Marcelo Curti, Germán Oggier, Pablo de la Barrera, Guillermo García, **Interfaz Gráfica para la Enseñanza de Estrategias de Control de Máquinas de Inducción**. Trabajos Presentados IX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (X RPIC), Vol. 1, pp. 208-213 San Nicolás - Argentina, 08 al 10 de octubre de 2003.

P. de la Barrera, M. Curti, G. Oggier, G. García, **Graphic Interphase to the Teaching of Control Strategies for Induction Machines**. Student Forum IEEE International Symposium on Industrial Electronics IEEE-ISIE 2003, ISBN: 0-7803-7912-8, Vol.2, pp. 1107-1111. Rio de Janeiro, Brazil, June 9-12, 2003.

C.A. Falco, G. Oggier, R. Leidhold, G.O. Garcia, J.C. Balda, **Isolated and Non-Isolated Power dc-dc Converter Topologies - A Comparative Analysis** Código COE_48 . VI Conferência Internacional De Aplicações Industriais. 12-15

Octubre 2004. Joinville, Brazil.

Oggier, C. Falco, R. Leidhold, G.O. García, **Extensión del rango de operación con conmutación suave en convertidores CC-CC**. AADECA 2004, Congreso Argentino de Control Automático, (ISBN N° 950-99994-3-1). Buenos Aires, Argentina, 30 de Agosto al 1 de Septiembre 2004.

Oggier, C. Falco, R. Leidhold, G.O. García, **Convertidores CC-CC con Puentes Duales Activos: Evaluación de las pérdidas y diseño del transformador**. XI RPIC 2005, Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control, (ISBN N° 950-665-340-2). pp. 348-354. Río Cuarto, Argentina, 21 de Septiembre al 23 de Septiembre 2005.

G. Oggier, R. Leidhold, G. O. García, A. R. Oliva, J. C. Balda and F. Barlow , **Extending the ZVS Operating Range of Dual Active Bridge High-Power DC-DC Converters**. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (IEEE PESC06), Jeju, Korea, pp. 2471-2477. (ISBN: 1-4244-9717-7). June 18-22, 2006.

Oggier G.G., Oliva A.R., D'Amico M.B. y García G.O., **Control digital de un convertidor CC-CC con puentes duales activos con carga de potencia constante**. XII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC'07), Universidad Nacional de la Patagonia Austral, Unidad Académica Río Gallegos, Río Gallegos, Argentina, 16 al 18 de octubre de 2007. ISBN: 978-987-1242-23-8.

G.G. Oggier, G.O. García and A.R. Oliva, **Switching Control Strategy to**

Minimize Dual Active Bridge Converter Losses. IEEE Transactions on Power Electronics. ISSN: 0885-8993. Accepted for publication March 26, 2009.

G.G. Oggier, G. García and A. Oliva, **Operación con conmutación suave en todo el rango de operación de convertidores CC-CC con puentes duales activos. Parte I: Análisis.** aceptado para la XIII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2009), Rosario, Argentina.

G.G. Oggier, G. García and A. Oliva, **Operación con conmutación suave en todo el rango de operación de convertidores CC-CC con puentes duales activos. Parte II: Validación.** aceptado para la XIII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2009), Rosario, Argentina.