



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR

TESIS DE MAGISTER EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

Análisis, Diseño y Construcción de un Convertidor CC-CC apto
para Aplicaciones Fotovoltaicas

Ing. Roberto Armín Fantino

BAHIA BLANCA

ARGENTINA

2015

PREFACIO

Esta tesis se presenta como parte de los requisitos para acceder al grado académico de Magister en Ingeniería Eléctrica de la Universidad Nacional del Sur, y no ha sido presentado 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 Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica (IIIE) "Alfredo Desages", y en el Departamento de Ingeniería Eléctrica y Computadoras (DIEC) de la Universidad Nacional del Sur, durante el periodo comprendido entre el 3 de Julio de 2012 al 20 de Marzo de 2015, bajo la dirección del Dr. Claudio A. Busada.

Ing. Roberto A. Fantino



UNIVERSIDAD NACIONAL DEL SUR
Secretaria General de Posgrado y Educación Continua

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

RESUMEN

En esta tesis se presenta el análisis, diseño y construcción de una nueva topología de convertidor CC-CC apto para aplicaciones fotovoltaicas. Se realiza un análisis de estado estacionario del convertidor que permite predecir el comportamiento de todas sus corrientes y tensiones, en todo su rango de operación. A partir de este análisis se obtiene un modelo de pérdidas en los principales componentes del circuito, con lo que puede conocerse en dónde se produce el mayor monto de pérdidas y estimarse la eficiencia global del sistema. Se construye el transformador de aislamiento de un modo no convencional, con el cuál puede obtenerse una inductancia de dispersión elevada de valor específico, para conseguir que las llaves del convertidor operen en conmutación suave. Se desarrolla un modelo dinámico promediado no lineal del convertidor y a partir de la linealización del mismo en un punto de trabajo adecuado, se diseña un controlador para la tensión de salida del sistema. Se construye y ensaya un convertidor de 3kw con el fin de corroborar y contrastar los resultados teóricos obtenidos a lo largo de la tesis.

ABSTRACT

This thesis presents the analysis, design and construction of a new topology of DC-DC converter suitable for photovoltaic applications. A steady-state analysis of the converter that allows to predict the behavior of all its currents and voltages, throughout its range of operation is performed. From this analysis a model of the losses of the main components of the circuit is obtained, which identifies where the major losses occur, and also the overall efficiency of the system can be estimated. The isolation transformer is constructed in an unconventional way, which achieves high leakage inductance of an specific value to ensure that the switches of the converter operate in soft switching. A dynamic nonlinear averaged model of the converter is developed. From the linearization of this model in a suitable working point, a controller for the output voltage of the system is designed. A 3kW converter is constructed and tested in order to verify and compare the theoretical results obtained throughout the thesis.

Índice general

1. Introducción	7
1.1. Presentación de la problemática	7
1.2. Objetivos y contribuciones de la tesis	10
1.3. Organización de la tesis	11
1.4. Nomenclatura	12
2. Convertidores conmutados CC-CC	13
2.1. Introducción	13
2.2. Revisión de las principales topologías de convertidores CC-CC . .	13
2.2.1. Convertidores CC-CC no-aislados	14
2.2.2. Convertidores CC-CC aislados	21
3. Convertidor CC-CC Semipiente Boost Compacto (CSPBC)	39
3.1. Introducción	39
3.2. Descripción del Semipiente Boost Compacto CSPBC	42
3.3. Operación del convertidor	45
3.3.1. Modos de operación	46
3.3.2. Característica de estado estacionario del convertidor CSPBC	50
3.4. Conmutación suave	56
3.4.1. Encendido a tensión cero de la llave S_U :	56
3.4.2. Encendido a tensión cero de la llave S_L :	56
3.5. Convertidor CSPBC a implementarse en la práctica	68
3.5.1. Características deseadas del convertidor	69

3.5.2.	Definición de la relación de vueltas del transformador y el rango de tensión de entrada	70
3.5.3.	Definición de los valores de inductancia de dispersión y magnetización del transformador	70
3.5.4.	Definición de los valores de los capacitores del semipunte	71
4.	Modelado de pérdidas en los componentes	73
4.1.	Introducción	73
4.2.	Procedimiento para calcular los valores medios y rms	74
4.3.	Transformador: Valores medios y rms	79
4.3.1.	Valor medio y rms de la corriente por el primario del transformador	79
4.3.2.	Valor rms de la corriente por el secundario del transformador	80
4.3.3.	Valor rms de la tensión en la inductancia de magnetización del transformador	81
4.4.	Semiconductores: Valores medios y rms	83
4.4.1.	Llave S_L	83
4.4.2.	Llave S_U	85
4.4.3.	Diodos rectificadores	86
4.5.	Capacitores: Valores rms	87
4.6.	Modelos de pérdidas	90
4.6.1.	Pérdidas en las llaves S_L y S_U	91
4.6.2.	Pérdidas en los diodos D_{RL} y D_{RU} del rectificador	92
4.6.3.	Pérdidas en el transformador de aislamiento	92
4.6.4.	Pérdidas en los capacitores	94
5.	Transformador de aislamiento	95
5.1.	Introducción	95

5.2.	Descripción del transformador	97
5.2.1.	Parámetros de los transformadores TF_1 y TF_2 en función de los parámetros deseados para el transformador TF . . .	102
5.2.2.	Distribución de las densidades de flujo en los núcleos del transformador	103
5.3.	Diseño del transformador	105
5.3.1.	Especificación del punto de trabajo del convertidor CSPBC en el cual se realizará el diseño del transformador	106
5.3.2.	Características constructivas del transformador	107
5.3.3.	Selección de los núcleos del transformador	110
5.3.4.	Selección del número de vueltas de los devanados del trans- formador.	115
5.3.5.	Selección de las longitudes de los entrehierros del transfor- mador.	120
5.3.6.	Selección de las dimensiones de las láminas de cobre y de aislación de los devanados primario y secundario.	121
5.3.7.	Especificaciones finales y construcción del transformador. .	121
5.4.	Análisis y modelado de las pérdidas en el transformador	124
5.4.1.	Análisis de las pérdidas en los núcleos del transformador .	125
5.4.2.	Cálculo e inclusión de las pérdidas en los núcleos en el modelo del transformador	129
5.4.3.	Análisis de las pérdidas en el cobre del transformador . . .	131
6.	Modelo promediado y control del convertidor	155
6.1.	Introducción	155
6.2.	Modelo promediado no lineal	157
6.2.1.	Obtención del modelo promediado	161
6.2.2.	Simulación del modelo promediado no lineal:	166
6.3.	Modelo promediado de pequeña señal	170
6.3.1.	Discretización del modelo promediado de pequeña señal . .	173

6.3.2. Diseño de controlador PI	176
7. Resultados Experimentales	183
7.1. Introducción	183
7.2. Convertidor construido	184
7.2.1. Selección de dispositivos semiconductores	186
7.2.2. Selección de capacitores de snubber y tiempo muerto	192
7.3. Estimación de las pérdidas y la eficiencia del convertidor	193
7.4. Mediciones obtenidas sobre el prototipo experimental	197
7.4.1. Evaluación del desempeño del controlador PI	198
7.4.2. Medición experimental de las formas de onda del convertidor	201
7.4.3. Obtención experimental de las curvas de eficiencia	204
7.4.4. Ensayo térmico para determinar el monto de pérdidas apro- ximado en cada componente en un punto de operación	205
7.4.5. Medición del flanco de la corriente en la llave S_L , durante el apagado	207
8. Conclusiones	211
8.1. Contenido de la tesis y resultados obtenidos	211
8.2. Trabajos pendientes y futuros en relación con los resultados obte- nidos	213
A. Revisión de los principios básicos de la teoría electromagnética y de circuitos magnéticos	215
A.1. Principios básicos de la teoría electromagnética	215
A.2. Circuitos magnéticos	219
B. Cálculo de las longitudes y las resistencias de cc, de las vueltas de los devanados del transformador	223
B.1. Cálculo de las longitudes de cada vuelta	223

B.2. Cálculo de las resistencias a la componente de corriente continua de cada vuelta	227
C. Anexo al Capítulo de resultados experimentales	229
C.1. Parámetros utilizados para el modelado de pérdidas del convertidor	229
C.2. Cálculo de los disipadores para montar los dispositivos semicon- ductores	232
Bibliografía	238

1. Introducción

1.1. Presentación de la problemática

Debido al crecimiento en la demanda de energía eléctrica mundial y al aumento de la contaminación ambiental, es necesario utilizar y mejorar los métodos de obtención de energía limpia (no contaminante), a partir de los recursos renovables. Particularmente, la República Argentina posee un vasto territorio y condiciones climáticas favorables para la explotación tanto de la energía eólica como de la solar. La conversión fotovoltaica (PV, por sus siglas en inglés) [1], que convierte la energía solar en eléctrica es uno de los métodos más promisorios para la obtención de energía limpia. La energía eléctrica obtenida de paneles solares, puede ser aprovechada en puntos aislados o no de la red eléctrica. Cuando un sistema fotovoltaico de pequeña escala se conecta a la red de distribución eléctrica para generar energía en puntos cercanos al lugar de consumo, forma parte de lo que se conoce como generación distribuida [2]. El hecho de que pueda generarse energía cerca de consumidores que se encuentran en puntos distantes de las grandes centrales eléctricas, disminuye la utilización de largas líneas de transmisión, que trae como beneficio la reducción de las pérdidas que se originan en éstas [3]. La generación distribuida puede ser utilizada tanto en aplicaciones residenciales como industriales y puede ofrecer importantes beneficios a los consumidores cuando se la combina con las redes eléctricas centralizadas tradicionales. Los consumidores que tengan instalados sistemas de generación distribuida, cuentan con la posibilidad de inyectar a la red eléctrica su excedente de energía generada. Esta

energía puede ser vendida a la red o descontada de la factura eléctrica. Este tipo de generación, y su impacto en la red de distribución, es actualmente un tema de exhaustivo estudio [4–6], y permite, dentro de ciertos límites, aliviar de carga a los generadores principales del sistema público, con el consiguiente beneficio que esto acarrea a la sociedad, disminuyéndose los gastos energéticos y mejorándose la relación con el medio ambiente.

Los sistemas fotovoltaicos de generación distribuida (ver Fig. 1-1) constan, en la mayoría de las aplicaciones, de dos etapas de procesamiento de energía [7, 8]: (a) una primera etapa, constituida por un convertidor de corriente continua a corriente continua (CC-CC), que convierte el nivel de la tensión suministrada por los paneles a otro nivel de tensión continua acorde con el requerido por la segunda etapa; y (b) una segunda etapa, constituida por un convertidor de corriente continua a corriente alterna (CC-CA), encargado de transformar la tensión de CC suministrada por la primera etapa, en una tensión de CA. La salida del segundo convertidor se conecta a la red de distribución, a través de un filtro adecuado, y se lo controla de modo de inyectar a la red de forma segura la energía generada por los paneles. En general el convertidor CC-CA es controlado para inyectar a la red, corrientes con factor de potencia unitario, aunque algunas veces puede ser controlado para inyectar también potencia reactiva y aún más, para compensar armónicos de corriente indeseables presentes en la red, generados por cargas no lineales conectados a ella [9].

Los convertidores CC-CC utilizados en sistemas de generación solar, deben ser

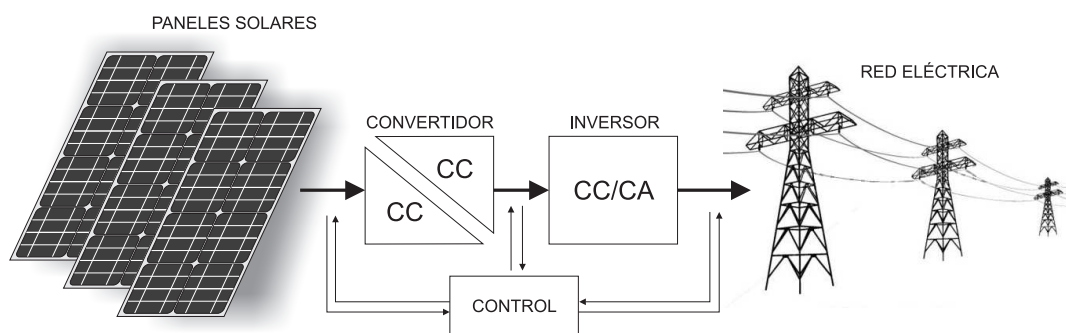


Figura 1-1.: Sistema fotovoltaico de dos etapas de procesamiento de la energía.

capaces de operar con un amplio rango de variación de la tensión y potencia de entrada. Esto se debe a que la potencia producida por los paneles es una función del nivel de radiación solar que incida sobre ellos. Para poder extraer en cada momento la máxima potencia posible de los paneles, el convertidor CC-CC debe ser controlado de modo que los paneles operen en su punto óptimo de operación. Esto se denomina Seguimiento del Punto de Máxima Potencia (MPPT, por sus siglas en inglés), y es un tema de estudio de interés actual, sobre el que se han propuesto varias técnicas para su implementación [10–22]. Otro requerimiento que generalmente deben satisfacer estos convertidores en sistemas de generación distribuida, es el de proveer aislamiento entre entrada y salida para desvincular los paneles solares de la red. La topología más ampliamente difundida que cumple con estas características es el Convertidor de Puente Completo (Full Bridge Converter, FBC) [23, 24], pero posee algunas desventajas, como la cantidad de componentes que emplea y la necesidad de implementación de circuitos auxiliares de protección como redes snubber [25]. En [26–31] se utiliza la etapa Convertidor Semipuerto Boost (Boost Half Bridge Converter, BHBC). Esta etapa presenta como ventajas frente al Convertidor de Puente Completo, el poseer un menor número de componentes y no precisar red snubber, además de poseer un amplio rango de conmutación suave. Su desventaja es que para obtener un bajo ripple en la corriente extraída de los paneles se precisa un inductor de entrada de valor elevado. Atendiendo a esto, en [32] se presenta el Convertidor Semipuerto Boost Compacto (CSPBC). Esta nueva topología, se basa en el Convertidor Semipuerto Boost y conserva todas sus ventajas. Sin embargo, gracias a una diferencia en la conexión de su fuente de alimentación, el nuevo convertidor permite obtener un bajo ripple en la corriente extraída de los paneles, utilizando un pequeño inductor o, mejor aún, sin la necesidad de utilizar un inductor de entrada. Esta nueva topología requiere el diseño de un transformador de aislamiento con entrehierro, ya que su devanado primario debe soportar la componente de CC de la corriente de entrada del convertidor. El diseño del transformador es un tópico de

particular importancia para el funcionamiento adecuado del sistema, ya que éste debe poseer inductancias de magnetización y dispersión de valores adecuados para lograr que las llaves del convertidor conmuten a tensión cero [33] en todo su rango de operación. Particularmente, el efecto de la inductancia de dispersión del transformador, puede emularse utilizando un inductor externo, conectado en serie con el transformador. Pero con el objetivo de reducir el volumen y número de componentes, se desea que esta inductancia esté integrada directamente en el transformador, como se propone en [34, 35]. Existen varios métodos para conseguir que un transformador tenga una determinada inductancia de dispersión. Los métodos convencionales se basan en agrandar el volumen que separa el devanado primario del secundario, alejando los devanados espacialmente (de este modo se obtiene un mayor flujo disperso por el aire) [36, 37]. Estos métodos no son precisos y un aumento en la inductancia de dispersión siempre significa un aumento en el volumen del transformador y en la longitud del cobre de los devanados, lo que acarrea un aumento en las pérdidas en el cobre del transformador. Otros métodos, como el que se implementará para construir el transformador de aislamiento en esta tesis, consisten en disponer los núcleos y las vueltas de los devanados primario y secundario, de tal modo que los flujos concatenados por los devanados no sean iguales [38, 39]. La porción de flujo concatenado no compartido por ambos devanados, conforma la inductancia de dispersión.

1.2. Objetivos y contribuciones de la tesis

En este trabajo, se realizará un análisis completo del convertidor CSPBC. Se explicará detalladamente su funcionamiento y se presentarán las ecuaciones necesarias para conocer los valores de todas las corrientes y tensiones presentes en su circuito en estado estacionario. Esto resulta útil para poder predecir el comportamiento y realizar el correcto diseño del convertidor. A partir de estos resultados se analizarán las condiciones que debe cumplir el convertidor para operar en conmutación suave, y se desarrollará un modelado de las pérdidas que

se producen en sus principales componentes, a fin de poder predecir dónde se pierde potencia y poder estimar la eficiencia global del sistema. Además se analizará el modelo dinámico promediado no lineal del convertidor [40], a partir del cuál se obtendrá un modelo discreto de pequeña señal para realizar el control de la tensión de salida del sistema. Se construirá el transformador de aislamiento de un modo poco convencional, con el cual puede conseguirse una elevada inductancia de dispersión integrada. Se desarrollan las ecuaciones que modelan el comportamiento del transformador. Con estas ecuaciones se puede realizar el diseño del transformador, con la libertad de elegir valores específicos deseados de inductancia de dispersión, inductancia de magnetización y relación de transformación. Finalmente se construirá un prototipo de convertidor CSPBC de $3kW$, basado en los resultados teóricos desarrollados a lo largo de la tesis, y con el fin de contrastar dichos resultados con los resultados experimentales obtenidos en la práctica.

El desarrollo de esta tesis permitió profundizar los conceptos teóricos y obtener resultados experimentales sobre el convertidor presentado en [32]. Además, resulta contribución de la tesis, la obtención del modelo promediado de pequeña señal del convertidor, partiendo del modelo no lineal presentado en [40]. En [41] se presentó un trabajo basado en el modelado de pérdidas del convertidor obtenido en el Capítulo 4, y en los resultados experimentales obtenidos en el Capítulo 7 de esta tesis.

1.3. Organización de la tesis

Esta tesis se presenta en siete capítulos. El Capítulo 2 brinda una clasificación y descripción general del funcionamiento de las principales topologías de convertidores CC-CC utilizados en aplicaciones fotovoltaicas con el fin de contextualizar al convertidor bajo estudio. El Capítulo 3 se aboca íntegramente a presentar el convertidor CSPBC. Se explica detalladamente su funcionamiento y se presenta un conjunto de ecuaciones no lineales, que permiten predecir el comportamiento

del convertidor en estado estacionario. Además se analizan las condiciones que debe cumplir el convertidor, para que sus llaves operen en conmutación suave, en todo su rango de operación. En el Capítulo 4 se obtiene un modelo de las pérdidas en los principales componentes del convertidor, con el fin de poder predecir dichas pérdidas y estimar la eficiencia global del sistema en cada punto de operación. Para ello, primero se obtienen analíticamente los valores medios y rms de las corrientes y tensiones del convertidor, necesarios para el cómputo de las pérdidas. El Capítulo 5 se aboca íntegramente al transformador de aislamiento del convertidor. Se explica detalladamente su funcionamiento, se desarrollan las ecuaciones que modelan su comportamiento y permiten su diseño, y se obtiene un modelo completo de sus pérdidas. En el Capítulo 6 se expone el modelo dinámico promediado no lineal del convertidor. Partiendo de este modelo, se obtiene un modelo promediado de pequeña señal, que se utiliza para realizar el diseño de un controlador PI abocado a mantener constante la tensión de salida del sistema. En el Capítulo 7 se presentan los resultados experimentales obtenidos sobre un prototipo de convertidor CSPBC, los que corroboran los resultados teóricos obtenidos a lo largo de la tesis.

1.4. Nomenclatura

A lo largo de la tesis los valores instantáneos de corrientes y tensiones serán representados con letras minúsculas, mientras que los valores continuos de estado estacionario serán representados con mayúsculas. Así por ejemplo i_x indica el valor instantáneo de una corriente, mientras que I_x indica su valor continuo de estado estacionario. Además se utilizará la notación \bar{i}_x para representar un valor promedio de corriente en un periodo de conmutación. Esta notación será utilizada principalmente en el Capítulo 6 cuando se exponga el modelo dinámico promediado no lineal del convertidor.

2. Convertidores conmutados CC-CC

2.1. Introducción

Los convertidores conmutados CC-CC son ampliamente utilizados en aplicaciones fotovoltaicas. Estos convertidores se utilizan para convertir una entrada de CC no regulada, en una salida de CC regulada a un nivel deseado. Existe una gran variedad de topologías de convertidores CC-CC, cuya utilización depende de los requerimientos del sistema y de su aplicación (ganancia en tensión, potencia, rango de tensión de entrada, necesidad de aislamiento galvánico, etc.). Particularmente, el requerimiento de aislamiento galvánico es muy usual en aplicaciones fotovoltaicas, donde comúnmente se desea que no exista una vinculación eléctrica directa entre los paneles solares y la carga. Este capítulo repasa las topologías de convertidores CC-CC no-aisladas y aisladas que más se utilizan en aplicaciones fotovoltaicas, dándose una breve descripción de su funcionamiento.

2.2. Revisión de las principales topologías de convertidores CC-CC

Los convertidores CC-CC más utilizados en aplicaciones fotovoltaicas pueden clasificarse en convertidores aislados y no-aislados, de acuerdo al uso o no de aislamiento galvánico entre la entrada y la salida. Las principales topologías de

convertidores CC-CC no-aisladas y aisladas se listan en la Tabla **2-1**. Los convertidores no-aislados Reductor (Buck) y Elevador (Boost) son comúnmente considerados como topologías básicas [42]. Las demás topologías (tanto no-aisladas como aisladas) suelen verse como derivadas de estas dos topologías básicas, modificándolas ligeramente y/o combinando las mismas. En esta sección se repasa el funcionamiento de las topologías listadas en la Tabla **2-1**. Los convertidores se presentan en sus formas básicas y se analizan brevemente, considerándose solo su funcionamiento convencional en modo de conducción continua y en régimen estacionario. Los dispositivos de conmutación (llaves y diodos) son considerados ideales y las pérdidas en los componentes capacitivos e inductivos son despreciadas. La tensión de CC de entrada de los convertidores, es considerada una fuente de tensión constante ideal (sin impedancia interna), y la carga conectada a la salida es tratada como una resistencia de valor R_L .

2.2.1. Convertidores CC-CC no-aislados

En aplicaciones donde no es crítico el aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor, es común optar por el uso de una topología no-aislada, ya que estas son simples, de bajo costo, y se evitan las pérdidas que introduce el agregado de un transformador de aislamiento al sistema. A continuación se presenta una revisión de las topologías no-aisladas de la Tabla **2-1**.

Tabla **2-1.**: Clasificación de las topologías de convertidores CC-CC más utilizadas.

CONVERTIDORES CC-CC	
No-aislados	Aislados
<ul style="list-style-type: none"> - Convertidor Reductor (Buck) - Convertidor Elevador (Boost) - Convertidor Reductor/Elevador - Convertidor Cuk 	<ul style="list-style-type: none"> - Convertidor Flyback - Convertidor Forward - Convertidor Forward de dos llaves - Convertidor Push-Pull - Convertidor Semipunte (HB) - Convertidor de Puente Completo (FB) - Convertidor Semipunte Boost (BHB)

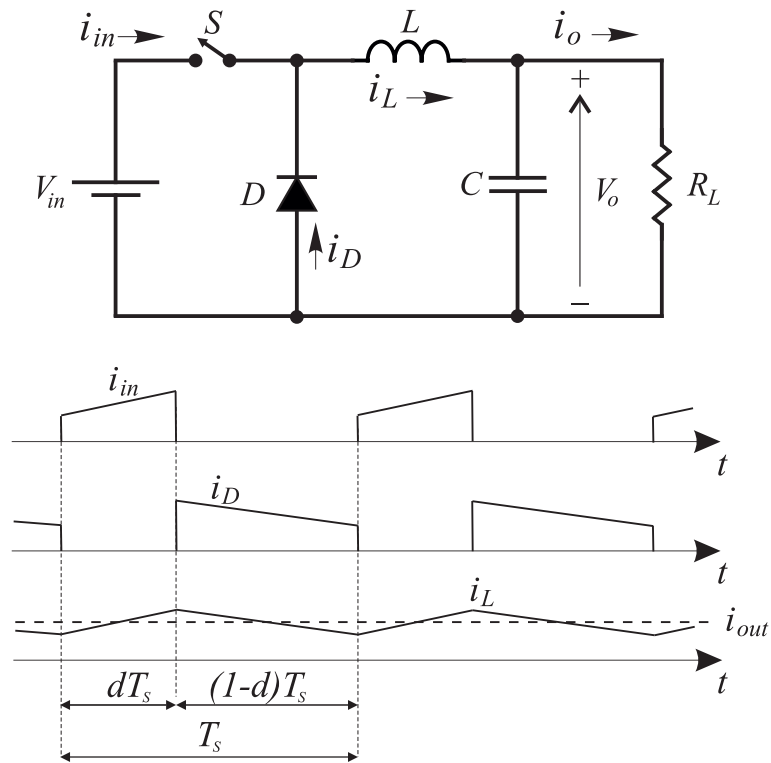


Figura 2-1.: Convertidor Reductor (Buck).

Convertidor Reductor (Buck):

El circuito básico de un convertidor Reductor (Buck) y sus principales formas de onda de corriente se muestran en la Fig. 2-1. Como su nombre lo indica, este convertidor produce un voltaje de salida V_o más bajo que su voltaje de entrada V_{in} . En modo de conducción continua, la corriente i_L que circula por el inductor L es siempre positiva y se transfiere a la resistencia de carga R_L y al capacitor C . Cuando la llave S esta cerrada, el diodo D esta polarizado en inversa y la corriente i_L se incrementa. Cuando la llave S se abre, el diodo D se polariza en directa y cierra el camino de conducción de la corriente del inductor, la cual disminuye. El capacitor se ocupa de absorber la mayor parte de la componente de alta frecuencia de la corriente que circula por el inductor, reduciendo la componente de ripple en la tensión de salida aplicada a la resistencia de carga. Si T_s es el periodo de conmutación de la llave S y d es el ciclo de trabajo de la misma (tal que la llave esta encendida durante el intervalo de tiempo dT_s y apagada durante el intervalo $(1-d)T_s$), controlando el ciclo de trabajo puede controlarse la tensión de salida

del convertidor. Suponiendo un capacitor C muy grande (de modo que la tensión de salida se mantengan constante durante el periodo de conmutación), la relación de conversión de voltajes puede hallarse a partir de la siguiente ecuación:

$$(V_{in} - V_o)dT_s = V_o(1 - d)T_s \quad (2-1)$$

Que surge de realizar el balance volt-segundo sobre el inductor durante un periodo de conmutación. Así, despejando la ecuación (2-1), se obtiene que la relación de conversión de este convertidor está dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = d \quad (2-2)$$

Por lo tanto en modo de conducción continua, la tensión de salida del convertidor Buck varia linealmente con el ciclo de trabajo d de la llave S , y ya que este varia entre cero y uno, la tensión de salida es siempre menor o igual que la tensión de entrada. Observado en la Fig. 2-1 las formas de onda de corriente, puede verse que la corriente de entrada i_{in} en este convertidor tiene una característica pulsante, por lo que esta topología no es conveniente, o debe implementarse junto con un filtro adecuado en aplicaciones que requieran un reducido ripple en la corriente drenada por la fuente V_{in} .

Convertidor Elevador (Boost):

En la Fig. 2-2 se muestra la configuración básica de un convertidor Elevador (Boost) y sus principales formas de onda de corriente. Como su nombre lo indica, este convertidor genera un voltaje de salida V_o que es siempre mayor que su voltaje de entrada V_{in} . En modo de conducción continua, cuando la llave S esta encendida, la tensión de entrada suministra energía al inductor aumentando su corriente i_L , mientras que el diodo D esta polarizado en inversa, quedando la resistencia de carga R_L alimentada por la energía almacenada en el capacitor C . Cuando la llave esta abierta, la corriente por el inductor polariza en directa

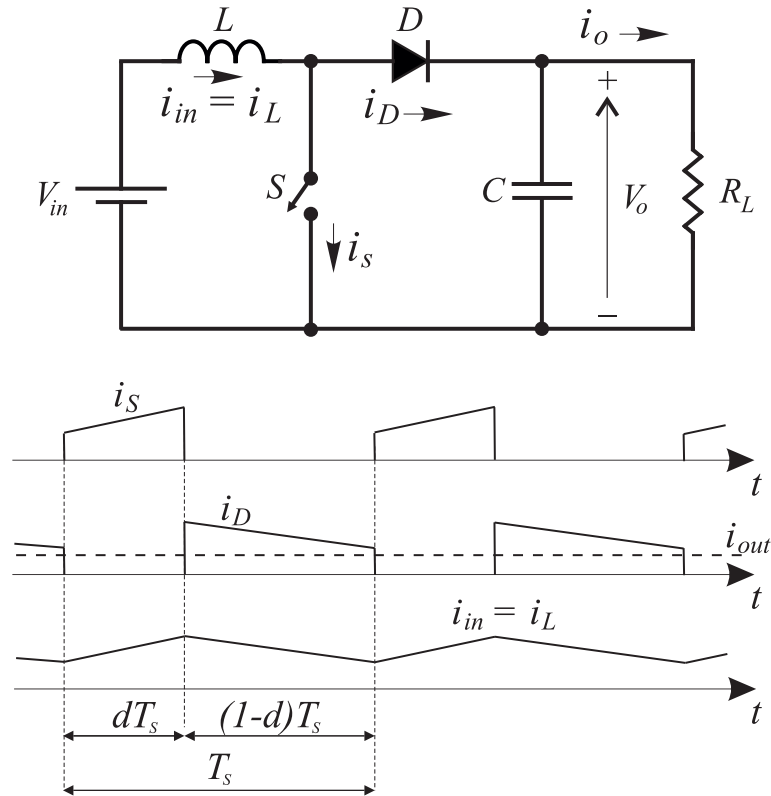


Figura 2-2.: Convertidor Elevador (Boost).

el diodo y circula hacia la salida. En este momento, esta corriente disminuye suministrando energía a la carga y almacenando energía en el capacitor. Si T_s es el periodo de conmutación y d es el ciclo de trabajo de la llave S , realizando las mismas consideraciones que se hicieron para el análisis del convertidor Buck, a partir del balance Volt-segundo sobre el inductor durante un periodo de conmutación, puede obtenerse la relación de conversión del convertidor Boost en modo de conducción continua:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-d} \quad (2-3)$$

De esta ecuación puede deducirse que la relación de conversión del convertidor Boost es siempre mayor o igual que 1 y que tiende a infinito cuando el ciclo de trabajo tiende a 1, sin embargo en la practica la relación de conversión no puede elevarse a valores muy grandes debido a las pérdidas producidas en los elementos parásitos del circuito [42]. Observado las formas de onda de corriente

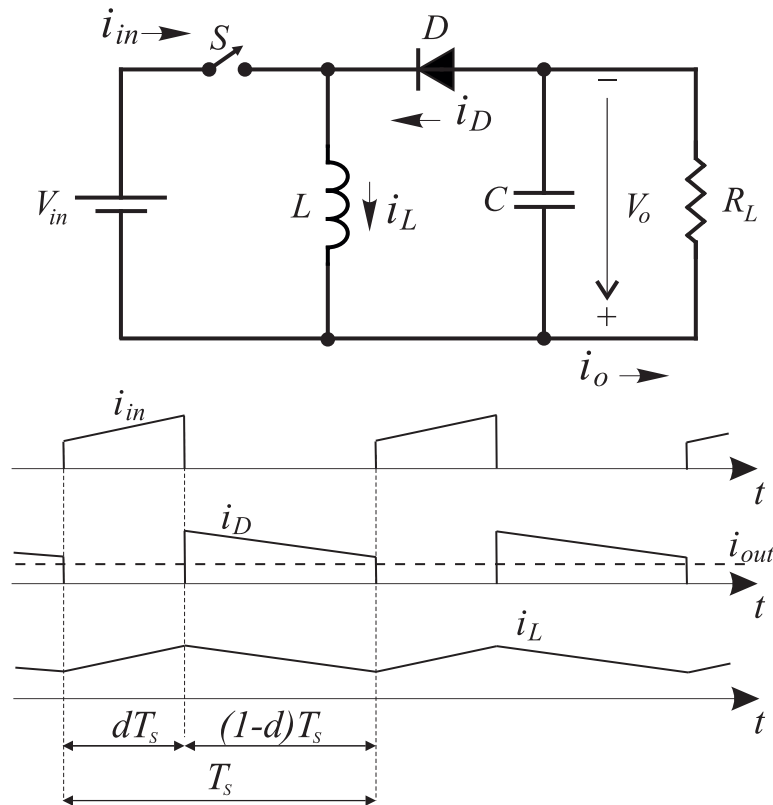


Figura 2-3.: Convertidor Reductor/Elevador (Buck-Boost).

de la Fig. 2-2, puede verse que en este convertidor, la corriente de entrada i_{in} es igual a la corriente i_L que circula por el inductor, por lo que el ripple de la corriente drenada por la fuente V_{in} es menor en comparación con el convertidor Buck. Para obtener un buen filtrado de la corriente i_o hacia la carga, el capacitor de salida debe absorber el ripple de la corriente pulsante i_D , por esta razón el capacitor de salida del convertidor Boost sufre un mayor estrés que el capacitor de salida del convertidor Buck.

Convertidor Reductor/Elevador (Buck-Boost):

La configuración básica de un convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost) junto con sus principales formas de onda de corriente se muestra en la Fig. 2-3. Como su nombre lo indica, este convertidor puede proveer un voltaje de salida V_o tanto mayor como inferior a su voltaje de entrada. Durante el intervalo dT_s en que la llave S esta cerrada, el diodo D está polarizado en reversa y la fuente de entrada V_{in} provee energía al inductor L , haciendo que la corriente i_L aumente.

Simultáneamente, la resistencia de carga R_L es alimentada por el capacitor C . Cuando la llave S esta abierta, el diodo se polariza en directa y la corriente i_L del inductor, circula hacia la salida. En este momento, esta corriente disminuye suministrando energía a la carga y almacenando energía en el capacitor. En este intervalo de tiempo la fuente de entrada no entrega energía. Nótese que en esta configuración, la polaridad de la tensión de salida queda invertida con respecto a la de la tensión de entrada. Realizando el balance Volt-segundo sobre el inductor L durante un periodo de conmutación T_s , puede obtenerse que la relación de conversión del convertidor Buck-Boost está dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{d}{1-d} \quad (2-4)$$

De esta ecuación puede deducirse que este convertidor se comporta como reductor para ciclos de trabajo $d < 0.5$ y como elevador para ciclos de trabajo $d > 0.5$. Nótese que esta relación de conversión puede obtenerse multiplicando las ecuaciones (2-2) y (2-3), y pone de manifiesto que el comportamiento del convertidor Buck-Boost, es equivalente a la conexión en cascada de las dos topologías de convertidores básicas presentadas anteriormente: el convertidor Buck y el convertidor Boost.

Convertidor Cúk:

En la Fig. 2-4 se muestra el circuito del convertidor Cúk [43] y sus principales formas de onda de corriente cuando este opera en modo de conducción continua. Este convertidor puede ser considerado como una combinación en serie de un convertidor Boost seguido de un convertidor Buck, con la característica particular de que el capacitor C_1 de salida de la etapa Boost, es una fuente de energía para la etapa Buck del sistema [44]. De manera similar al Buck-Boost, este convertidor puede comportarse como reductor o como elevador, y provee una tensión de salida V_o de polaridad invertida con respecto al terminal común con la tensión de entrada V_{in} . Durante el intervalo dT_s en que la llave S está conduciendo, la fuente

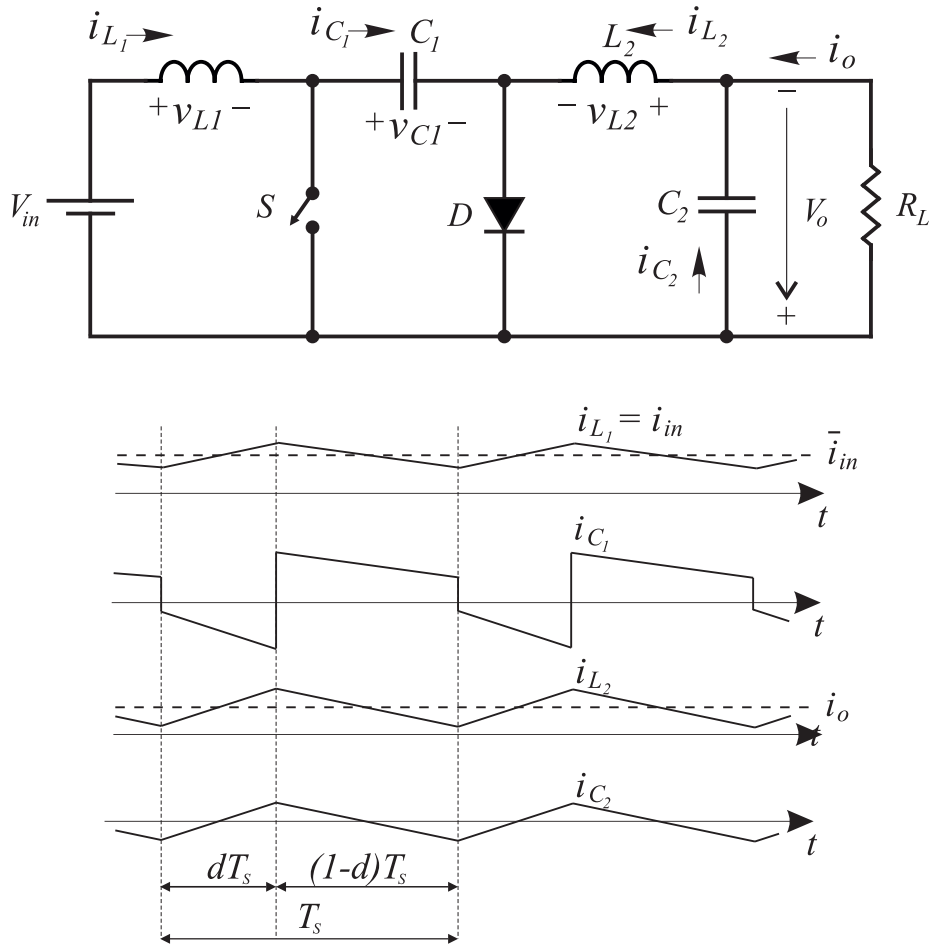


Figura 2-4.: Convertidor Cúk.

de entrada V_{in} carga el inductor L_1 . Mientras tanto, el capacitor C_1 polariza en inversa al diodo D y transfiere energía a la carga y al inductor L_2 . Durante el intervalo $(1-d)T_s$ en que la llave S está abierta, las corrientes de ambos inductores fluyen a través del diodo D y el capacitor C_1 es cargado por la corriente i_{L_1} . La corriente i_{L_2} suministra energía a la carga y almacena energía en el capacitor C_2 . Aplicando la regla del balance Volt-segundo a ambos inductores durante un periodo de conmutación T_s , puede obtenerse que la relación de conversión del convertidor Cúk, es la misma que la del convertidor Buck-Boost dada en la ecuación (2-4).

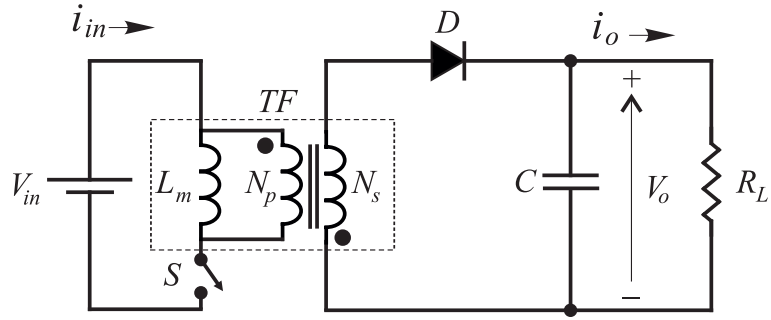


Figura 2-5.: Convertidor Flyback.

2.2.2. Convertidores CC-CC aislados

Los convertidores CC-CC aislados son utilizados en aplicaciones en las que se requiere aislamiento eléctrico entre la entrada y la salida del convertidor. El aislamiento galvánico en estos convertidores se logra utilizando un transformador que opera en alta frecuencia, el que provee aislamiento entre la entrada y la salida. Además de proveer aislamiento, el ajuste de la relación de vueltas del transformador permite aumentar o reducir la relación de conversión de un convertidor. Algunos convertidores además utilizan el transformador como dispositivo de almacenamiento de energía. A continuación se presenta una revisión de las topologías aisladas listadas en la Tabla 2-1.

Convertidor Flyback:

En la Fig. 2-5 se ilustra la configuración básica del convertidor Flyback. Este convertidor se deriva del convertidor Buck Boost presentado anteriormente (Fig. 2-3). El inductor en el convertidor Buck-Boost es sustituido por el transformador TF que provee de aislamiento eléctrico y se comporta prácticamente como un inductor. Durante el tiempo dT_s en que la llave S esta encendida, debido a la polaridad de los devanados, el diodo D se polariza en reversa por la tensión V_{in} reflejada al secundario, y al mismo tiempo V_{in} suministra energía a la inductancia de magnetización L_m del transformador. Cuando la llave S se abre, la energía almacenada en la inductancia de magnetización hace que la corriente circule por el devanado secundario a través del diodo, transfiriendo la energía a la carga. A

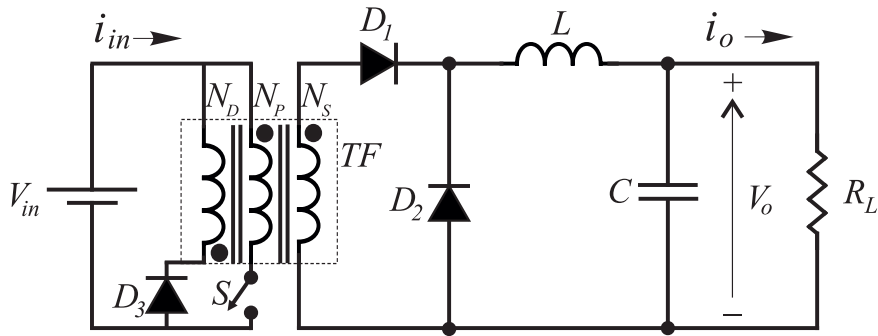


Figura 2-6.: Convertidor Forward.

partir del balance Volt-segundo sobre la inductancia de magnetización del transformador puede hallarse que la relación de conversión del convertidor Flyback esta dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_S}{N_P} \frac{d}{1-d} \quad (2-5)$$

Donde N_S es el número de vueltas del secundario y N_P es el número de vueltas del primario del transformador TF . Nótese que esta relación de transformación es la misma que la del convertidor Buck-Boost (ecuación (2-4)) escalada por el inverso de la relación de vueltas del transformador. Debido a que la tensión aplicada sobre el primario del transformador tiene siempre la misma polaridad, solo se utiliza el primer cuadrante de la curva de magnetización del núcleo, lo que significa una pobre utilización del mismo. Además, como este convertidor almacena toda la energía que transfiere en el núcleo ferromagnético, requiere un transformador más voluminoso que otros convertidores. Debido a estas limitaciones el convertidor Flyback sólo suele utilizarse en un rango de potencia de hasta unos pocos cientos de Vatios.

Convertidor Forward:

La Fig. 2-6 muestra el circuito de un convertidor Forward. Si se compara con la Fig. 2-1, puede verse que este convertidor se deriva del convertidor Buck, modificando su circuito de entrada; y, aunque luce similar al convertidor Flyback,

su principio de operación es diferente y generalmente es más eficiente que éste. El convertidor Forward no almacena energía en el transformador de aislamiento. En el intervalo de tiempo dT_s en que la llave S esta cerrada, el diodo D_2 esta polarizado en inversa y el diodo D_1 está polarizado en directa, conduciendo la corriente que carga el inductor L y alimenta la carga. Cuando la llave S se abre, el diodo D_2 se polariza en directa y la corriente del inductor comienza a circular a través de D_2 , mientras que el diodo D_1 se polariza en inversa. Debido a que en el núcleo del transformador queda circulando la corriente de magnetización, y que la tensión aplicada al primario es siempre positiva, para evitar la saturación del núcleo y consecuente falla del convertidor, el núcleo debe descargarse antes de que vuelva a encenderse la llave S . Para esto, se agrega al transformador de aislamiento un tercer devanado de desmagnetización con N_D vueltas, junto con un diodo D_3 polarizado en inversa por V_{in} , que evita la circulación de corriente directa por el devanado. Este devanado de desmagnetización permite que la energía almacenada en la inductancia de magnetización sea recuperada y devuelta a la fuente de alimentación. Aplicando la regla del balance Volt-segundo sobre el inductor L , la relación de conversión del convertidor Forward esta dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_S}{N_P} d \quad 0 < d < N_P / (N_P + N_D) \quad (2-6)$$

Donde N_s es el número de vueltas del secundario y N_p es el número de vueltas del primario del transformador TF . Nótese que esta relación de conversión es la misma que la del convertidor Buck (ecuación (2-2)) escalada por la relación N_S/N_P , y esta relación define el máximo valor de tensión de salida que puede proveer el convertidor Forward. Los valores de N_P y N_D definirán el ciclo de trabajo máximo con el que puede operar el convertidor para poder descargar el núcleo. Para asegurar que el transformador sea totalmente desmagnetizado en un periodo de conmutación T_s , el ciclo de trabajo máximo de este convertidor debe limitarse a $d_{max} = N_P / (N_P + N_D)$.

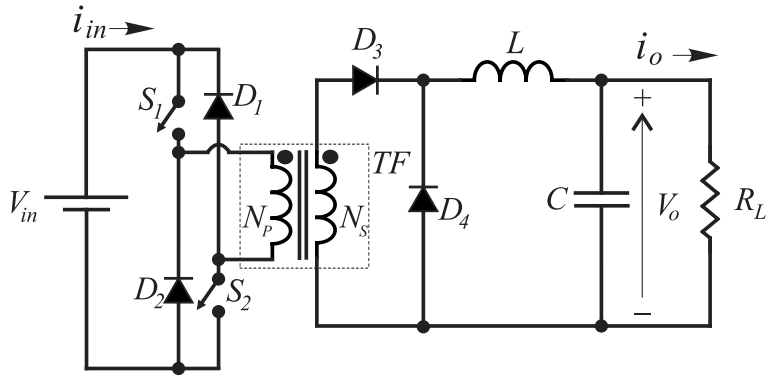


Figura 2-7.: Convertidor Forward de dos llaves.

Convertidor Forward de dos llaves:

Una variante del convertidor Forward presentado anteriormente es el convertidor Forward de dos llaves que se muestra en la Fig. 2-7. Su principio de funcionamiento es básicamente el mismo que el del convertidor Forward de una llave. Como su nombre lo indica, en lugar de una, utiliza dos llaves S_1 y S_2 , las cuales se encienden y apagan simultáneamente. La diferencia en su funcionamiento radica en que cuando las llaves están apagadas, la corriente de la inductancia de magnetización fluye a través de los diodos D_1 y D_2 retornando la energía almacenada en el núcleo a la fuente de alimentación, de esta manera se elimina la necesidad de emplear un transformador con un tercer devanado de desmagnetización. Sin embargo agrega la necesidad de utilizar para el circuito de disparo de la llave S_1 , una fuente flotante aislada de la tierra del circuito de disparo de la llave S_2 . El voltaje de operación de las llaves de este convertidor, es la mitad del voltaje en la topología de una sola llave. La relación de conversión del convertidor Forward de dos llaves, es la misma de la ecuación (2-6) hallada para el esquema de una sola llave. Para evitar la saturación del núcleo y consecuente falla del convertidor, en cada periodo de conmutación, el núcleo debe llegar a descargarse antes de que se enciendan las llaves, por lo que el ciclo de trabajo máximo con el que puede operar este convertidor es $d_{max} = 0.5$. Al igual que el convertidor Flyback, tanto el convertidor Forward de una llave como el de dos llaves, solo hacen uso del primer cuadrante de la curva de magnetización del núcleo ferromagnético. Debido a esta

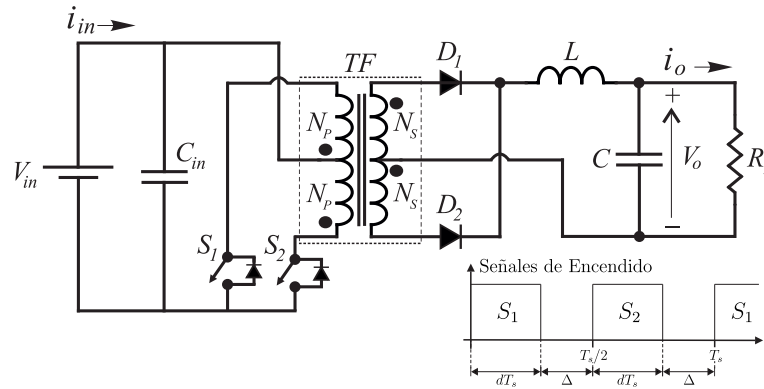


Figura 2-8.: Convertidor Push-Pull.

pobre utilización del núcleo, estos convertidores son empleados generalmente en aplicaciones de baja potencia, de hasta no más de 100 ó 200 Vatios.

Convertidor Push-Pull:

El circuito de un convertidor Push-Pull con rectificador con transformador de punto medio se muestra en la Fig. 2-8. Si se compara con la Fig. 2-1, puede verse que este convertidor pertenece a la familia de convertidores derivados del convertidor Buck, y se obtiene del mismo modificando su circuito de entrada. Contiene dos llaves que son disparadas con respecto a tierra, siendo esta su principal ventaja, ya que a diferencia del convertidor Forward de dos llaves, este no necesita una fuente de alimentación aislada para el circuito de disparo. Las llaves S_1 y S_2 operan por modulación PWM con un periodo de conmutación T_s , desfasadas 180° de tal manera que no se solapen (pueden estar apagadas pero no encendidas simultáneamente), por lo que el ciclo de trabajo de cada llave no puede ser mayor que 0.5. Cuando S_1 (S_2) esta encendida, D_2 (D_1) se polariza en inversa y D_1 (D_2) conduce la corriente que alimenta la carga y almacena energía en el inductor L . Cuando S_1 y S_2 están apagadas simultáneamente, los diodos D_1 y D_2 están ambos polarizados en directa, conduciendo la corriente del inductor que alimenta la carga. La relación de conversión del convertidor Push-Pull esta

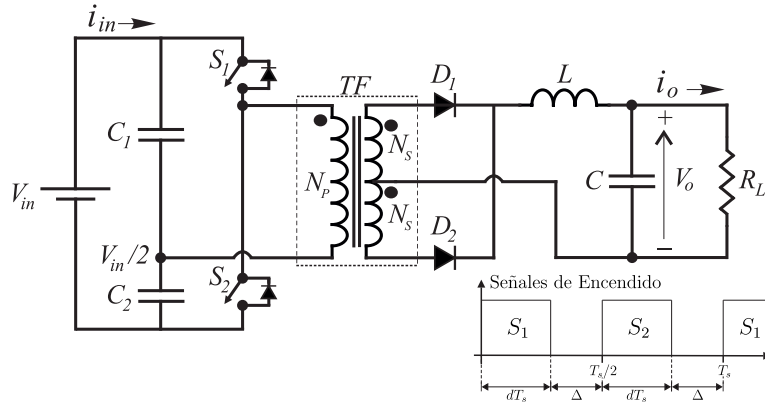


Figura 2-9.: Convertidor Half-Bridge.

dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2 \frac{N_S}{N_P} d \quad 0 < d < 0.5 \quad (2-7)$$

El transformador de este convertidor opera en ambos cuadrantes de la curva de magnetización. Típicamente, este convertidor es utilizado en un rango de potencia media, de 150 a 500 Vatios. Utilizando un transformador con un devanado secundario simple, el rectificador del Push-Pull puede implementarse utilizando un rectificador de puente completo. Los diodos conectados en antiparalelo con las llaves, son necesarios para proveer un camino de conducción para la corriente debida al flujo de dispersión del transformador. La inductancia de dispersión del transformador junto con la inductancia parásita de las llaves, pueden ocasionar grandes sobrepicos de tensión sobre las llaves. Cuando es necesario, estos sobrepicos suelen atenuarse mediante la implementación de redes snubber.

Convertidor Semipunte (Half-Bridge):

El convertidor semipunte (del inglés Half-Bridge), se muestra en la Fig. 2-9. Este también deriva de la modificación del circuito de entrada del convertidor Buck de la Fig. 2-1. Los capacitores C_1 y C_2 , de igual valor, establecen un punto medio entre tierra y la tensión de entrada V_{in} . Las llaves S_1 y S_2 operan por modulación PWM con un periodo de conmutación T_s , desfasadas 180° de tal

manera que no se solapen (igual que en el convertidor Push-Pull), por lo que el ciclo de trabajo de cada llave no puede ser mayor que 0.5. En la Fig. 2-9 se muestran las señales de encendido de las llaves. Durante la primera mitad del periodo de conmutación T_s , se enciende la llave S_1 por un intervalo de tiempo dT_s , aplicándose sobre el primario del transformador una tensión $V_{in}/2$ que polariza el diodo D_2 en inversa y el diodo D_1 en directa. En este intervalo circula corriente por D_1 transfiriéndose potencia al inductor y a la carga. Durante la segunda mitad del periodo T_s , se enciende la llave S_2 durante un intervalo de tiempo dT_s , aplicándose sobre el primario del transformador una tensión $-V_{in}/2$ que polariza en inversa el diodo D_1 y en directa el diodo D_2 . En este intervalo circula corriente por D_2 y a través de este diodo, se suministra potencia al inductor y a la carga. Durante los intervalos Δ en que las dos llaves están apagadas, la corriente por el inductor cierra su camino por los dos diodos D_1 y D_2 . Debido a que en la práctica el transformador de aislamiento presenta una inductancia de dispersión en su devanado primario, se utilizan los diodos en anti-paralelo con las llaves, para que al momento del apagado de las llaves la energía almacenada en la inductancia de dispersión sea devuelta a la fuente de alimentación. La relación de conversión de este convertidor esta dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_S}{N_P} d \quad 0 < d < 0.5 \quad (2-8)$$

Este convertidor es adecuado para aplicaciones en un rango de potencia de 150W a 1kW. Utilizando un transformador con un devanado secundario simple, el rectificador del Half-Bridge puede implementarse utilizando un rectificador de puente completo.

Convertidor de puente completo (Full-Bridge):

El convertidor de puente completo (del inglés Full-Bridge) [23,24], es el convertidor más ampliamente utilizado en aplicaciones fotovoltaicas. El esquema básico de este convertidor, mostrado en la Fig.2-10, es también un derivado de la modi-

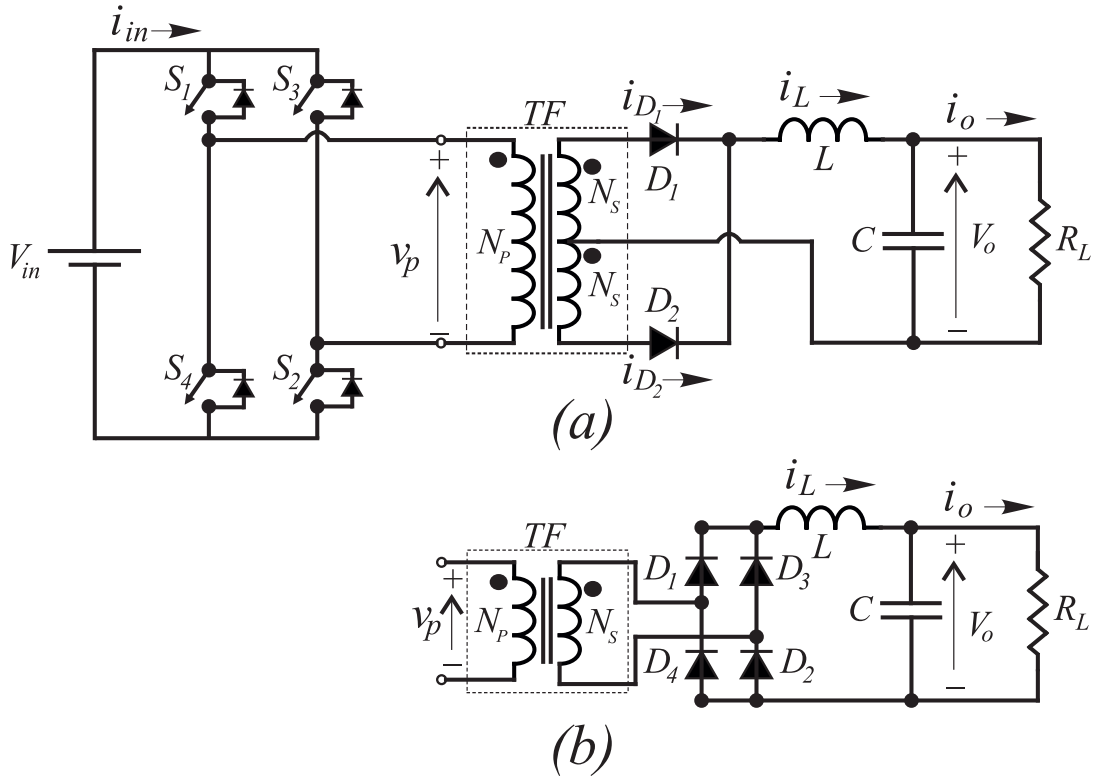


Figura 2-10.: Convertidor Full-Bridge: a) Con un rectificador con transformador de punto medio. b) Con un rectificador de puente completo.

ficación del circuito de entrada del convertidor Buck de la Fig. 2-1. Se obtiene a partir del convertidor Half-Bridge de la Fig. 2-9, simplemente reemplazando los capacitores C_1 y C_2 por llaves controladas, quedando su etapa de conmutación conformada por cuatro llaves de potencia controlables S_1, S_2, S_3 y S_4 . Este convertidor puede ser implementado utilizando un rectificador con transformador de punto medio (ver Fig. 2-10 (a)), o con un rectificador de puente completo (ver Fig. 2-10 (b)). La operación básica de este convertidor es poniendo en conducción los pares de llaves (S_1, S_2) y (S_3, S_4) alternadamente, del mismo modo que en el convertidor Half-Bridge, con la diferencia de que en el Full-Bridge los niveles de voltaje aplicados al primario del transformador resultan $-V_{in}$ ó V_{in} , lo que permite entregar la misma potencia con menos corriente por las llaves. Los pares de llaves (S_1, S_2) y (S_3, S_4) operan por modulación PWM con un periodo de conmutación T_s , desfasadas 180° de tal manera que no se solapen, por lo que el ciclo de trabajo de cada llave no puede ser mayor que 0.5. Para el circuito del

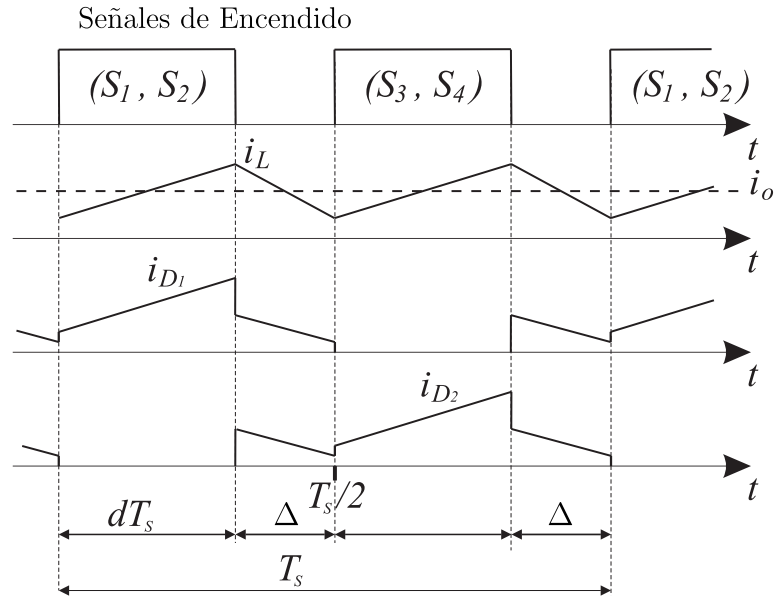


Figura 2-11.: Formas de onda del convertidor Full-Bridge con rectificador con transformador de punto medio (Fig. 2-10 (a)).

convertidor Full-Bridge con rectificador con transformador de punto medio (Fig. 2-10 (a)), en la Fig. 2-11 se muestran las señales de disparo de las llaves y las formas de onda de las corrientes i_{D1} , i_{D2} e i_L , que circulan por los diodos del rectificador y por la inductancia L respectivamente. Durante la primera mitad del periodo de conmutación T_s , se enciende el par (S_1, S_2) por un intervalo de tiempo dT_s , aplicándose sobre el primario del transformador una tensión V_{in} que polariza el diodo D_2 en inversa y el diodo D_1 en directa. En este intervalo la corriente i_L por el inductor es creciente y circula por D_1 . Durante la segunda mitad del periodo T_s , se enciende el par (S_3, S_4) por un intervalo de tiempo dT_s , aplicándose sobre el primario del transformador una tensión $-V_{in}$ que polariza en inversa el diodo D_1 y en directa el diodo D_2 . En este intervalo la corriente i_L por el inductor también es creciente pero circula por D_2 . Durante los intervalos Δ en que las cuatro llaves están apagadas, suponiendo diodos ideales, la corriente i_L por el inductor decrece y se reparte en partes iguales por los diodos D_1 y D_2 . El capacitor C de salida se encarga de absorber en la mayor medida posible la componente de ripple de la corriente i_L , para poder transferir una corriente continua i_o hacia la resistencia de carga R_L . Debido a que en la práctica

el transformador de aislamiento presenta una inductancia de dispersión en su devanado primario, se utilizan los diodos en anti-paralelo con las llaves, para que al momento del apagado de las llaves la energía almacenada en la inductancia de dispersión sea devuelta a la fuente de alimentación. La relación de conversión de este convertidor esta dada por:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2 \frac{N_S}{N_P} d \quad 0 < d < 0.5 \quad (2-9)$$

Las señales de encendido de las llaves pueden también ser generadas utilizando el método de modulación PWM por desplazamiento de fase [45,46]. El Full-Bridge operando con modulación por desplazamiento de fase (Full Bridge-Phase Shifted, FBPS), es la topología de convertidor CC-CC aislada, más popularmente utilizada para manejar rangos de potencia elevados, que van de 500W a 5kW o más.

Con la topología FBPS, se puede conseguir que las llaves controladas (S_1, S_2, S_3 y S_4) conmuten a tensión cero en un amplio rango de operación del convertidor, utilizando la inductancia de dispersión del transformador y las capacitancias de juntura de los dispositivos semiconductores [47, 48]. Sin embargo este convertidor presenta varias limitaciones y desventajas [49].

La primera limitación del convertidor FBPS, es el rango acotado de conmutación suave para la pierna conformada por las llaves S_2 y S_3 , lo cual es una desventaja en aplicaciones fotovoltaicas donde se requiere un amplio rango de variación de la potencia transferida por el convertidor. Ya que la conmutación suave de estas llaves se consigue utilizando la energía almacenada en la inductancia de dispersión del transformador, la conmutación suave se pierde cuando el convertidor opera bajo condiciones de carga liviana. El rango de conmutación suave puede ser extendido para operar con baja carga, incrementando la inductancia de dispersión del transformador [47] o de ser necesario, adicionando un inductor externo en serie con el transformador [50]. Sin embargo, una inductancia serie grande en el primario del transformador extiende el tiempo requerido por

la corriente primaria para cambiar de signo de negativa a positiva, y viceversa, lo cual resulta en una pérdida del ciclo de trabajo efectivo en el lado secundario del transformador. Normalmente un transformador con una elevada relación de transformación es requerido para compensar la pérdida del ciclo de trabajo efectivo. Con una elevada relación de transformación, la corriente reflejada al primario del transformador se incrementa, lo que resulta en un aumento en las pérdidas por conducción en el lado primario del convertidor (lo que decrementa la eficiencia de conversión). Además, se incrementa el valor de tensión que tienen que soportar los diodos del rectificador.

Muchas técnicas que utilizan la energía almacenada en circuitos auxiliares adicionales, en vez de en la inductancia de dispersión, han sido propuestos para aumentar el rango de conmutación suave del convertidor FBPS [51–55]. Sin embargo estos métodos propuestos no pueden encontrar un equilibrio óptimo entre la disminución de las pérdidas (que resulta de ampliar el rango de conmutación suave) y las pérdidas producidas en los circuitos adicionales.

La segunda limitación del convertidor FBPS tradicional, es que durante los intervalos en que conducen los diodos de recuperación inversa de las llaves (intervalos de freewheeling), la corriente del primario del transformador, que es la corriente del inductor L reflejada, circula a través del lado primario del convertidor, lo cual genera pérdidas. Si el rango de potencia del convertidor requerido por la aplicación es amplio, se requiere que este opere con un amplio rango del ciclo de trabajo de las llaves. A ciclos de trabajo pequeños y condiciones de carga elevada, las pérdidas producidas durante los intervalos de freewheeling se vuelven severas, degradando significativamente la eficiencia del convertidor.

La tercer mayor limitación del convertidor FBPS convencional, esta dada por los elevados sobrepicos de tensión y oscilaciones que se producen sobre los diodos del rectificador durante el apagado de los mismos. Los sobrepicos de tensión están causados básicamente por resonancias parásitas entre los capacitores de juntura de los diodos del rectificador y la inductancia de dispersión del transformador.

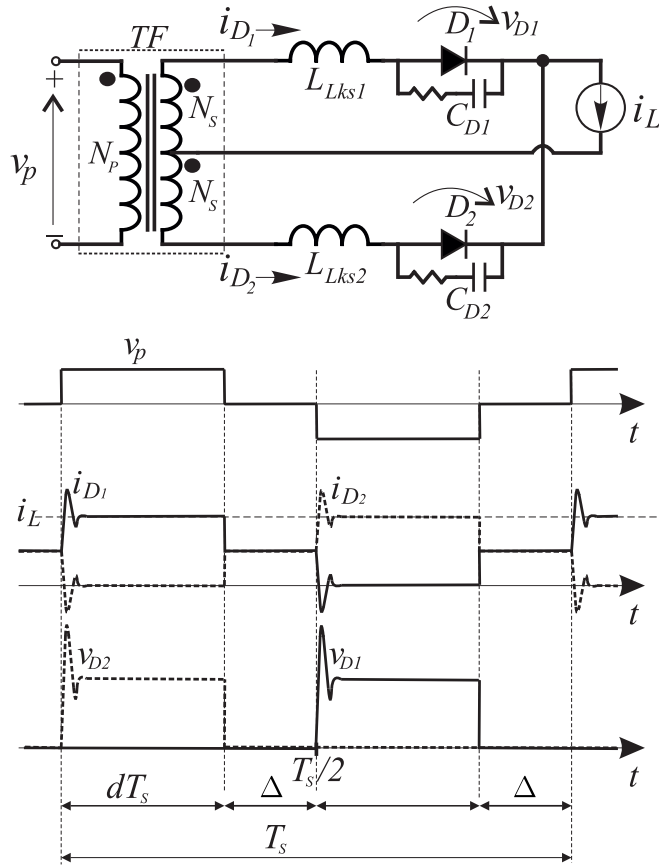


Figura 2-12.: Modelo y formas de onda del rectificador del convertidor Full-Bridge con transformador de punto medio (Fig. 2-10 (a)).

En la Fig. 2-12 se ilustra un modelo del rectificador que incluye las inductancias parásitas de los secundarios del transformador (en serie con los diodos) y las capacidades de juntura de los diodos (modeladas como capacitores en paralelo con los diodos ideales). La corriente por el inductor se modela como una fuente de corriente constante de valor i_L . Se ilustran también, la forma de onda de la tensión v_p aplicada al primario del transformador (que es igual a la forma de onda que aparece en cada secundario, escalada por la relación de vueltas del transformador), las formas de onda de las corrientes i_{D1} e i_{D2} por los diodos D_1 y D_2 respectivamente, y las formas de onda de las tensiones inversas v_{D1} y v_{D2} aplicada sobre los diodos. Se analizará lo que sucede en la transición de encendido a apagado del diodo D_1 , el mismo análisis es válido para el diodo D_2 .

En el instante previo a que la tensión v_p pase de su valor positivo a cero, el diodo D_2 esta apagado y el diodo D_1 encendido conduciendo la corriente del in-

ductor, es decir que $i_{D_1} = i_L$. Cuando la tensión del primario del transformador se hace cero, el diodo D_2 se enciende y cada uno de los diodos pasa a conducir la mitad de la corriente por el inductor, es decir que $i_{D_1} = i_{D_2} = i_L/2$. En el instante en que la tensión v_p conmuta a su valor negativo, el diodo ideal D_1 se abre y su capacidad de juntura C_{D_1} tiende a cargarse rápidamente por la tensión inversa aplicada sobre el diodo. En este momento se produce un fenómeno de resonancia entre la capacidad de juntura del diodo y la inductancia de dispersión del secundario del transformador L_{LKs1} en serie con el diodo. Este fenómeno provoca un gran sobrepico y oscilaciones en la tensión inversa del diodo D_1 , lo cuál puede resultar en la destrucción del dispositivo. Las oscilaciones entre la inductancia de dispersión y la capacidad de juntura, resultan amortiguadas al producirse pérdidas resistivas en el diodo y en el transformador. En la simulación del circuito de la Fig. **2-12** se agregaron las resistencias en serie con las capacidades de juntura, para amortiguar las oscilaciones y que en las curvas se destaquen los sobrepicos de tensión inversa que aparecen sobre los diodos del rectificador. En la literatura, un buen número de soluciones han sido propuestas para resolver este problema. Algunas soluciones tratan de reducir la inductancia de dispersión tanto como sea posible, mediante configuraciones especiales de los devanados del transformador. Sin embargo, reducir la inductancia de dispersión va a resultar en una reducción del rango de conmutación suave.

En [56] se utiliza un circuito snubber pasivo *RCD* para mitigar el sobrepico de tensión sobre los diodos del rectificador. El principal problema con dicho circuito esta dado por las pérdidas producidas en el resistor del snubber, lo que degrada considerablemente la eficiencia principalmente cuando el convertidor opera en condiciones de elevada potencia. El snubber activo implementado en [57] resuelve el problema de la degradación de la eficiencia y reduce efectivamente el sobrepico de voltaje sobre los diodos del rectificador. Sin embargo, el circuito del snubber activo incrementa la complejidad del convertidor y degrada la confiabilidad del sistema, debido a la introducción de un circuito adicional de disparo para con-

trolar la llave activa del snubber.

Varios circuitos snubber auxiliares recuperadores de energía, y sin componentes de pérdidas pasivas han sido propuestos en [58,59], para suavizar el efecto de los sobrepicos de voltaje. Aunque estas técnicas recuperadoras de energía son útiles para reducir el estrés en los diodos del rectificador, la magnitud de los sobrepicos de voltaje depende del ciclo de trabajo con el que opera el convertidor [58,60] y del valor del voltaje de salida del convertidor [59,61]. Por lo tanto, estas técnicas no son las preferidas en aplicaciones fotovoltaicas, donde comunmente se requiere que el convertidor opere con un rango amplio de variación en la tensión de entrada, en la potencia transferida y en el ciclo de trabajo.

Convertidor Semipuente-Boost (Boost-Half-Bridge, BHB):

La Fig. **2-13** muestra el circuito básico del convertidor Semipuente-Boost (Boost-Half-Bridge, BHB) [26–31] y sus principales formas de onda de corriente. Su nombre se debe a que el circuito de entrada de esta topología es un híbrido entre el convertidor Boost (Fig. **2-2**) y del convertidor Half-Bridge (Fig. **2-9**) presentados anteriormente. Los capacitores C_1 y C_2 conforman el bus de CC con el que se alimenta a una pierna conformada por las llaves S_1 y S_2 las cuales operan de modo complementario. Si d , tal que $0 < d < 1$, es el ciclo de trabajo de la llave S_1 , en estado estacionario la tensión promedio sobre el capacitor C_2 es V_{in} y la suma de las tensiones sobre de los capacitores C_1 y C_2 resulta $v_{bus} = V_{in}/d$. La pierna cumple dos funciones. Por un lado actúa como una etapa boost, conmutando entre tierra y la tensión $v_{bus} > V_{in}$, extrayendo corriente de la fuente V_{in} a través del inductor L_{in} . Por otro lado, alimenta el primario del transformador de aislamiento TF funcionando como un inversor PWM que opera a alta frecuencia. Así, actúa como semipuente, haciendo que la tensión v_p del primario del transformador conmute entre la tensión v_2 , sobre el capacitor C_2 , y la tensión $(-v_1)$ sobre el capacitor C_1 . El flujo del transformador es excitado bidireccionalmente con una onda rectangular de media cero, con lo que se tiene una buena utilización

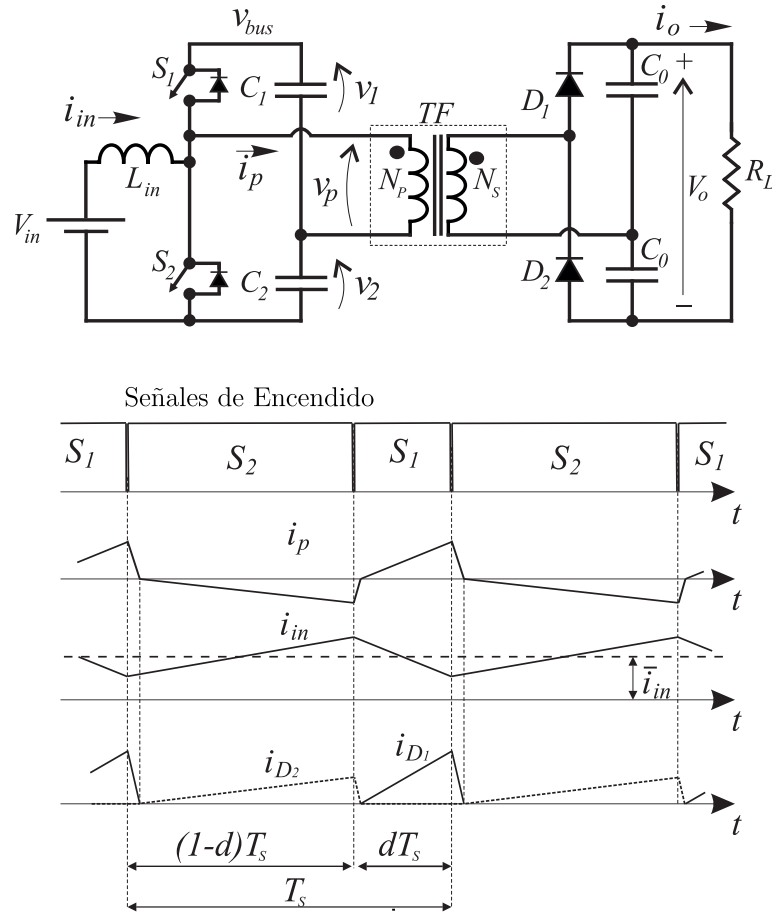


Figura 2-13.: Circuito del convertidor Semipuerto-Boost y sus principales formas de onda de corriente.

del núcleo ferromagnético al igual que en el convertidor Full-Bridge. La energía que ingresa en el primario del transformador se transfiere hacia el secundario, el que posee un circuito rectificador doblador de tensión, conformado por los diodos D_1 y D_2 y los capacitores C_0 . La salida de la etapa es la tensión V_0 de donde se alimenta la carga, modelada aquí como una resistencia de carga R_L .

Este convertidor deriva directamente del convertidor Doble-Semipuerto (Dual-Half-Bridge) apto para conversión bidireccional de energía en aplicaciones fotovoltaicas, el cuál fue propuesto en [62,63] y posteriormente investigado en [64–66]. EL nombre del convertidor Dual-Half-Bridge, surge del hecho de que está implementado con dos convertidores Half-Bridge ubicados a cada lado del transformador de aislamiento. Con él, se puede obtener una elevada eficiencia de conversión cuando sus llaves operan conmutando a tensión cero. El convertidor Boost-Half-

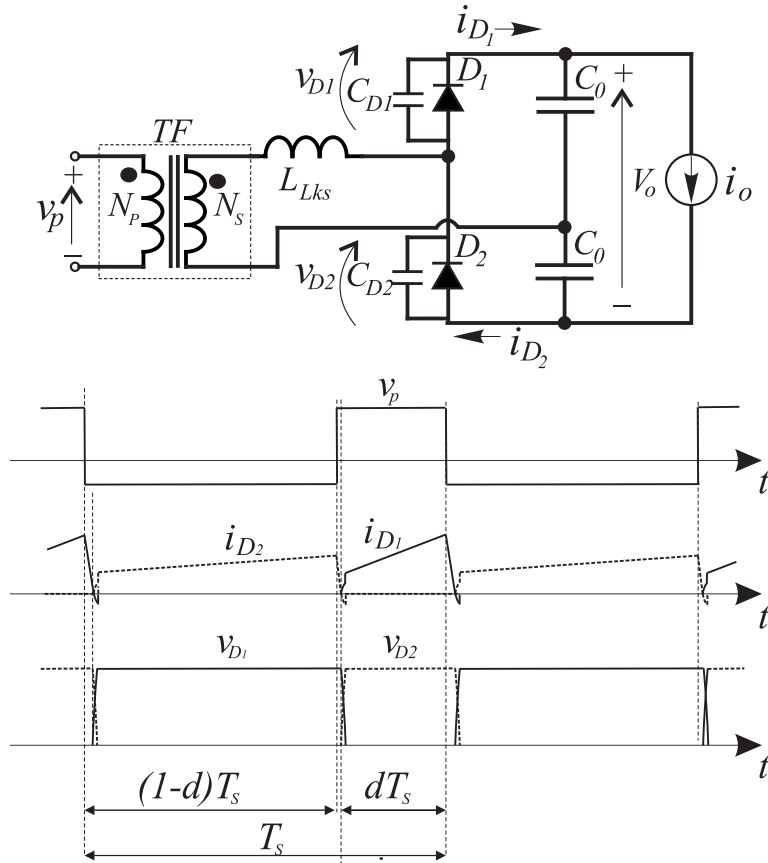


Figura 2-14.: Modelo y principales formas de onda del rectificador doblador de tensión del convertidor Semipunto-Boost.

Bridge con rectificador doblador de tensión fue propuesto en [26, 27] y utilizado en [28–31]. Es una versión unidireccional del convertidor Dual-Half-Bridge y nace al reemplazar las llaves activas del semipunto secundario del Dual-Half-Bridge por un rectificador doblador de tensión implementado con diodos.

La etapa BHB se ha vuelto muy popular desde su presentación por varias razones, una de las cuales es que integra una etapa boost y un semi-punto aislado en una misma etapa, permitiendo reducir el número de semiconductores (si se compara con el convertidor Full-Bridge). La segunda razón es que con un diseño adecuado, esta topología permite operar con las llaves en conmutación suave en todo el rango de operación. Otra razón es que no utiliza un inductor como filtro de salida, y su circuito doblador de tensión no presenta el problema de los elevados sobrepicos y oscilaciones en la tensión inversa de los diodos, que presenta el circuito rectificador del convertidor Full-Bridge. En la Fig. 2-14 se ilustra un

modelo del rectificador doblador de tensión, que incluye la inductancia parásita del secundario del transformador L_{LKs} y las capacidades de juntura de los diodos (modeladas como capacitores en paralelo con los diodos ideales). La corriente de salida del convertidor se modela como una fuente de corriente constante de valor i_o . Se ilustran también, la forma de onda de la tensión v_p aplicada al primario del transformador (que es igual a la forma de onda que aparece en el secundario del transformador ideal, escalada por la relación de vueltas N_p/N_s), las formas de onda de las corrientes i_{D_1} e i_{D_2} por los diodos D_1 y D_2 respectivamente, y las formas de onda de las tensiones inversas v_{D_1} y v_{D_2} aplicada sobre los diodos. Se analizará lo que sucede en la transición de encendido a apagado del diodo D_1 , el mismo análisis es válido para el diodo D_2 . En el instante previo a que la tensión v_p conmute de positiva a negativa, el diodo D_1 está encendido y el diodo D_2 está apagado con una tensión inversa aplicada $v_{D_2} = V_o$. Cuando la tensión del primario del transformador se hace negativa, la corriente i_{D_1} por el diodo D_1 alcanza su máximo valor positivo y comienza a decrecer con pendiente finita, dada por la inductancia de dispersión L_{LKs} . Cuando la corriente i_{D_1} llega a cero, el diodo D_1 se apaga a tensión cero. A partir de este instante la corriente que circula por la inductancia de dispersión cambia de signo y se divide en partes iguales por las dos capacidades de juntura C_{D_1} y C_{D_2} de los diodos, haciendo que la tensión inversa v_{D_2} decrezca y la tensión inversa v_{D_1} crezca (en este momento los dos diodos están apagados). Cuando la tensión v_{D_2} llega a cero el diodo D_2 se enciende y comienza a conducir toda la corriente del inductor L_{LKs} , en este instante la corriente i_{D_1} se hace cero y la corriente inversa en el diodo D_1 alcanza su máximo valor $v_{D_1} = V_o$. Como puede verse, el único problema que presentan los diodos del rectificador es el pequeño pico de corriente inversa que se produce en el apagado de los mismos, debido a la capacidad de juntura. Este fenómeno se denomina corriente de recuperación inversa y puede minimizarse si se utilizan diodos de carburo de silicio, los cuales presentan una reducida capacidad de juntura [67, 68].

Todas las razones mencionadas anteriormente, hacen mejor al convertidor Boost-Half-Bridge frente al convertidor Full-Bridge, sin embargo, en aplicaciones en las que se tienen grandes tensiones de entrada (debido a la limitación en tensión de los dispositivos semiconductores) se sigue utilizando el convertidor Full-Bridge, ya que los dispositivos semiconductores solo tienen que bloquear V_{in} (ver Fig. **2-10**), mientras que en el convertidor Boost-Half-Bridge, las llaves deben bloquear una tensión $V_{bus} = V_{in}/d$.

El convertidor BHB permite obtener un bajo ripple en su corriente de entrada i_{in} (ver Fig. **2-13**). Sin embargo, esto requiere la utilización de un inductor de entrada L_{in} de un valor elevado, debido a que este inductor se conecta entre la fuente de alimentación y la salida de la pierna, que es un punto de elevado ripple en tensión. Un inductor de valor elevado incrementa el costo y volumen del convertidor. Atendiendo a esto, en [32] se presenta la etapa Semipiente Boost Compacto (CSPBC). Esta nueva topología es el objeto de estudio de esta tesis y su funcionamiento será explicado detalladamente en el siguiente capítulo. El convertidor Semipiente Boost Compacto se basa en el Boost-Half-Bridge, pero se diferencia de éste en que, en vez de conectar el inductor de entrada al punto medio de la pierna de conmutación, se conecta al punto medio de los capacitores del semipiente, que es un punto de reducido ripple en tensión. De esta manera puede obtenerse un bajo ripple en la corriente de entrada con un inductor mucho más pequeño o, mejor aún, hasta puede suprimirse este inductor de entrada.

3. Convertidor CC-CC Semipuente Boost Compacto (CSPBC)

3.1. Introducción

En este capítulo se dará una descripción detallada del funcionamiento del convertidor CC-CC Semipuente Boost Compacto (CSPBC) [32], el cual es el objeto de estudio de esta Tesis. Este convertidor es apto para ser utilizado como primera etapa de un sistema fotovoltaico. Esta etapa se encarga de convertir el nivel de la tensión continua suministrada por los paneles, a un nivel de tensión continua más elevado, acorde con los requerimientos de la siguiente etapa de procesamiento de la energía [7,8]. Los convertidores CC-CC utilizados en sistemas de generación solar, deben ser capaces de operar con un amplio rango de variación de la tensión y potencia de entrada. Esto se debe a que la potencia producida por los paneles es una función del nivel de radiación solar que incida sobre ellos. Además, se desea que el convertidor tenga una eficiencia elevada. Uno de los requerimientos comunes que debe cumplir un convertidor para minimizar sus pérdidas, es que sus llaves operen en conmutación suave. Otro requerimiento es que se reduzca al mínimo el número de componentes que integran el convertidor, con lo cual se reduce el número de componentes que producen pérdidas, se reduce el volumen y la complejidad del convertidor. El convertidor CSPBC cumple con estos requisitos, siendo una topología capaz de operar en conmutación suave en todo su rango de operación, y de trabajar a potencia nominal, aún si su tensión de

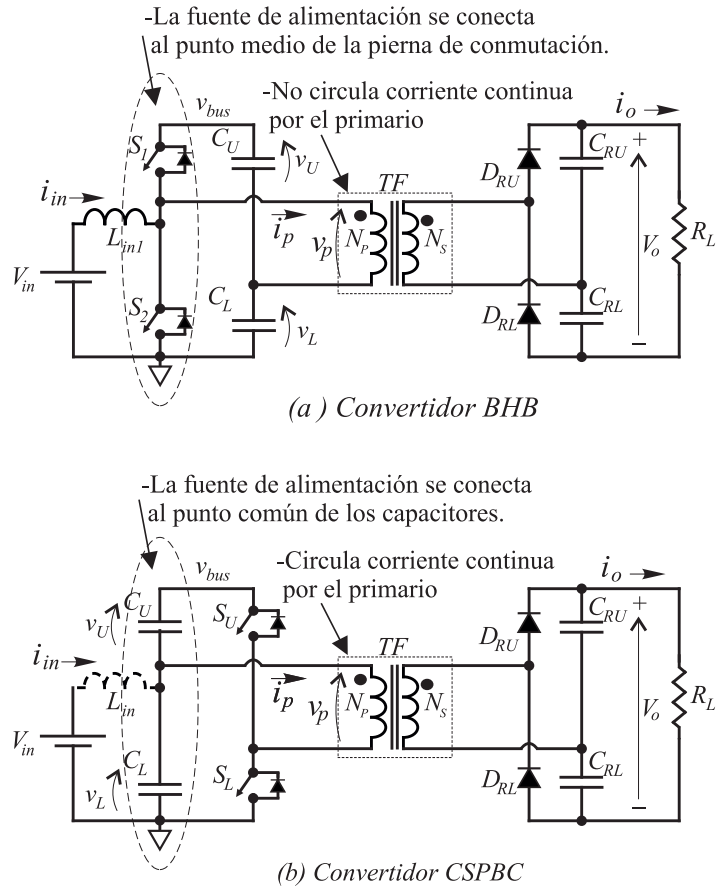


Figura 3-1.: Diferencias entre: (a) el convertidor BHB y (b) el convertidor CSPBC.

entrada se reduce más de un 50 % de su valor máximo de operación.

El convertidor CSPBC nace a partir de una pequeña modificación en la conexión del transformador de aislamiento en el convertidor Semipuerto-Boost (BHB) [26–31] (ver Capítulo 2). El convertidor CSPBC mantiene todas las ventajas del convertidor BHB, y presenta mucho menor ripple en la corriente de entrada, eliminando o reduciendo a un valor muy pequeño el inductor de entrada L_{in} . Esta topología resulta más compacta y económica que la topología BHB. Para poder realizar una comparación, la Fig. 3-1 muestra los circuitos básicos del convertidor BHB (Fig. 3-1(a)) y del convertidor CSPBC (Fig. 3-1(b)). El convertidor CSPBC se diferencia del BHB, básicamente en dos aspectos. Por un lado, la entrada del convertidor CSPBC se conecta al punto común de los capacitores C_U y C_L , mientras que en el convertidor BHB la entrada está conectada a la salida de la pierna de conmutación conformada por las llaves S_U y S_L . El

punto común a ambos capacitores es un punto de reducido ripple en tensión, a diferencia de la salida de la pierna, cuya tensión es una onda rectangular que excursiona entre la tierra de la fuente alimentación y v_{bus} (tensión referida a tierra, suma de las tensiones en los capacitores C_U y C_L). Esto permite que, con muy bajos valores de inductancia de entrada L_{in} , se pueda obtener un ripple en la corriente de entrada i_{in} mucho menor que el obtenido en el convertidor BHB, utilizando un valor de inductancia $L_{in1} \gg L_{in}$. Más aún, de acuerdo al valor del capacitor C_L y del valor de la impedancia de salida que presente la fuente de alimentación (paneles solares), el convertidor puede conectarse directamente a la fuente V_{in} , sin la necesidad de incluir el inductor de filtrado L_{in} . Debido a la característica opcional de este inductor, en la Fig. **3-1(b)**, se lo dibuja en línea a trazos. La segunda gran diferencia entre el CSPBC y el BHB reside en las características del transformador de aislamiento. Nótese en la Fig. **3-1(b)** que en el convertidor CSPBC, la componente de CC de la corriente de entrada i_{in} circula por el primario del transformador, mientras que en el caso del convertidor BHB, los capacitores C_U y C_L bloquean el paso de esta componente por el primario del transformador. Ya que en el CSPBC el primario del transformador debe soportar la corriente continua de entrada del convertidor, este transformador debe poseer entrehierro, un requerimiento similar al que aparece en el convertidor Flyback [42]. Este requerimiento incrementa el volumen del transformador para un valor especificado de inductancia de magnetización. Sin embargo, nótese en la Fig. **3-1(a)** que si L_m es el valor de la inductancia de magnetización, vista desde el primario del transformador del convertidor BHB, la pierna está cargada por una inductancia efectiva (despreciando la inductancia de dispersión) de valor L_{in1}/L_m . Mientras que en el convertidor CSPBC, la pierna sólo está cargada por la inductancia de magnetización del transformador de aislamiento. Por lo tanto para el mismo requerimiento de ripple de corriente por la pierna, el transformador del convertidor CSPBC tiene que tener una inductancia de magnetización de valor L_{in1}/L_m , que resulta menor al valor L_m del transformador del converti-

dor BHB. Esta reducción en la inductancia de magnetización del transformador, compensa parcialmente el aumento de volumen del transformador que trae aparejada la presencia del entrehierro.

En la sección 3.2 de este capítulo se presenta una descripción del convertidor CSPBC. En la sección 3.3 se realiza un análisis del comportamiento del convertidor en estado estacionario, describiéndose detalladamente cada uno de sus modos de operación y mostrándose las principales formas de onda que permiten comprender el funcionamiento del circuito. A partir de este análisis, se arriba a un conjunto de cuatro ecuaciones no lineales con cuatro incógnitas, que describen el comportamiento del convertidor en estado estacionario. Dichas ecuaciones serán utilizadas a lo largo de la tesis, ya que su solución numérica será la base para poder conocer los valores pico, medios y rms de todas las corrientes y tensiones presentes en el circuito del convertidor, en todo su rango de operación. En la sección 3.4 se analizarán las condiciones que debe cumplir el convertidor para que sus llaves conmuten a tensión cero, así como el rango de tensión y corriente de entrada y salida en el que esto ocurre. Finalmente en la sección 3.5, se dará una introducción inicial acerca del convertidor CSPBC que será implementado en la práctica, en el marco de esta tesis. Se darán los primeros pasos en su diseño, con el fin de definir sus principales parámetros y especificaciones. Estos datos serán utilizados en los siguientes capítulos para realizar el diseño, modelado y simulación del convertidor.

3.2. Descripción del Semipunto Boost Compacto CSPBC

El modelo circuital del convertidor CSPBC [32] se ilustra en la Fig. 3-2. A la entrada del convertidor se conecta la fuente de alimentación (paneles solares), la cual será modelada aquí como una fuente de tensión constante V_{in} . El inductor L_{in} se utiliza para atenuar la componente de ripple en la corriente de entrada

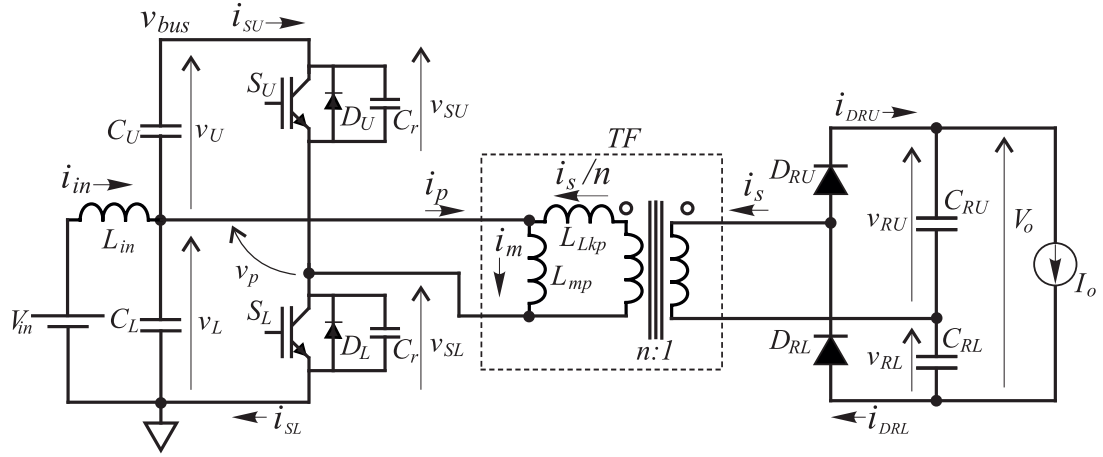


Figura 3-2.: Convertidor CSPBC.

i_{in} . Cabe destacar que L_{in} puede eliminarse del circuito de acuerdo al valor de la impedancia de salida de la fuente de alimentación o, de acuerdo al requerimiento de ripple en la corriente de entrada. El transformador de aislamiento TF , de relación de transformación n , se modela mediante su inductancia de dispersión L_{LKp} y su inductancia de magnetización L_{mp} referidas al primario. Los detalles del modelo del transformador y su diseño se presentan en el Capítulo 5. Uno de los extremos del primario del transformador está conectado al nodo que une los capacitores C_L y C_U , y su tensión respecto del terminal de tierra de la fuente de alimentación, es v_L . La pierna conformada por las llaves S_U y S_L opera por modulación PWM a la frecuencia de conmutación $f_s = 1/T_s$. Las llaves, que pueden ser dispositivos IGBT's o MOSFET's, con sus respectivos diodos de recuperación inversa D_U y D_L , operan en modo complementario, de modo que cuando se apaga S_U se enciende S_L y viceversa. Se deja un pequeño tiempo muerto t_D adecuado entre el apagado de una llave y el encendido de la otra, para evitar que (debido al retardo de apagado de las llaves) las dos llaves puedan estar encendidas al mismo tiempo y se produzca un cortocircuito en el bus. El otro extremo del primario del transformador está conectado a la salida de la pierna, y tiene una tensión v_{SL} (medida respecto del terminal de tierra), que conmuta entre tierra y la tensión v_{bus} (que es la suma entre las tensiones v_L y v_U sobre los capacitores C_L y C_U respectivamente). De este modo, la tensión v_p del primario del transformador

toma el valor v_L (tensión sobre el capacitor C_L) cuando la llave S_L esta cerrada, y toma el valor $(-v_U)$ (tensión sobre el capacitor C_U) cuando la llave S_U esta cerrada. La energía que ingresa en el primario del transformador es transferida al secundario, el cual está conectado a un circuito rectificador doblador de tensión conformado por los diodos D_{RU} y D_{RL} , y por los capacitores C_{RU} y C_{RL} . Estos capacitores filtran la tensión de salida V_o de donde se alimenta la carga, modelada como una fuente de corriente continua I_o . La energía promedio, es extraída de la fuente de alimentación V_{in} a través del valor medio de la corriente i_p del primario del transformador. Nótese que el valor promedio \bar{i}_{in} , de la corriente i_{in} drenada de la fuente, es igual al valor promedio \bar{i}_p de la corriente i_p .

Si d , tal que $0 < d < 1$, es el ciclo de trabajo de la llave S_U , el valor promedio en T_s de la tensión en el punto medio de la pierna, esta dado por $\bar{v}_{SL} = d\bar{v}_{bus}$, donde \bar{v}_{bus} representa el valor promedio en T_s de v_{bus} . En estado estacionario, los valores promedio de las caídas de tensión sobre el inductor L_{in} , y sobre la inductancia de magnetización L_{mp} deben ser cero, por lo tanto el valor promedio de la tensión sobre la llave S_L , es igual al valor promedio de la tensión sobre el capacitor C_L y a la tensión de la fuente de alimentación, esto es:

$$\bar{v}_{SL} = \bar{v}_L = V_{in} \quad (3-1)$$

Junto a la condición $\bar{v}_{SL} = d\bar{v}_{bus}$, implica que:

$$\bar{v}_{bus} = \frac{V_{in}}{d} \quad (3-2)$$

Los capacitores de snubber C_r alivian el apagado de las llaves S_U y S_L , retrasando el crecimiento de sus correspondientes tensiones v_{SU} y v_{SL} durante el apagado. Este aspecto se explicará con más detalle en la sección 3.4.

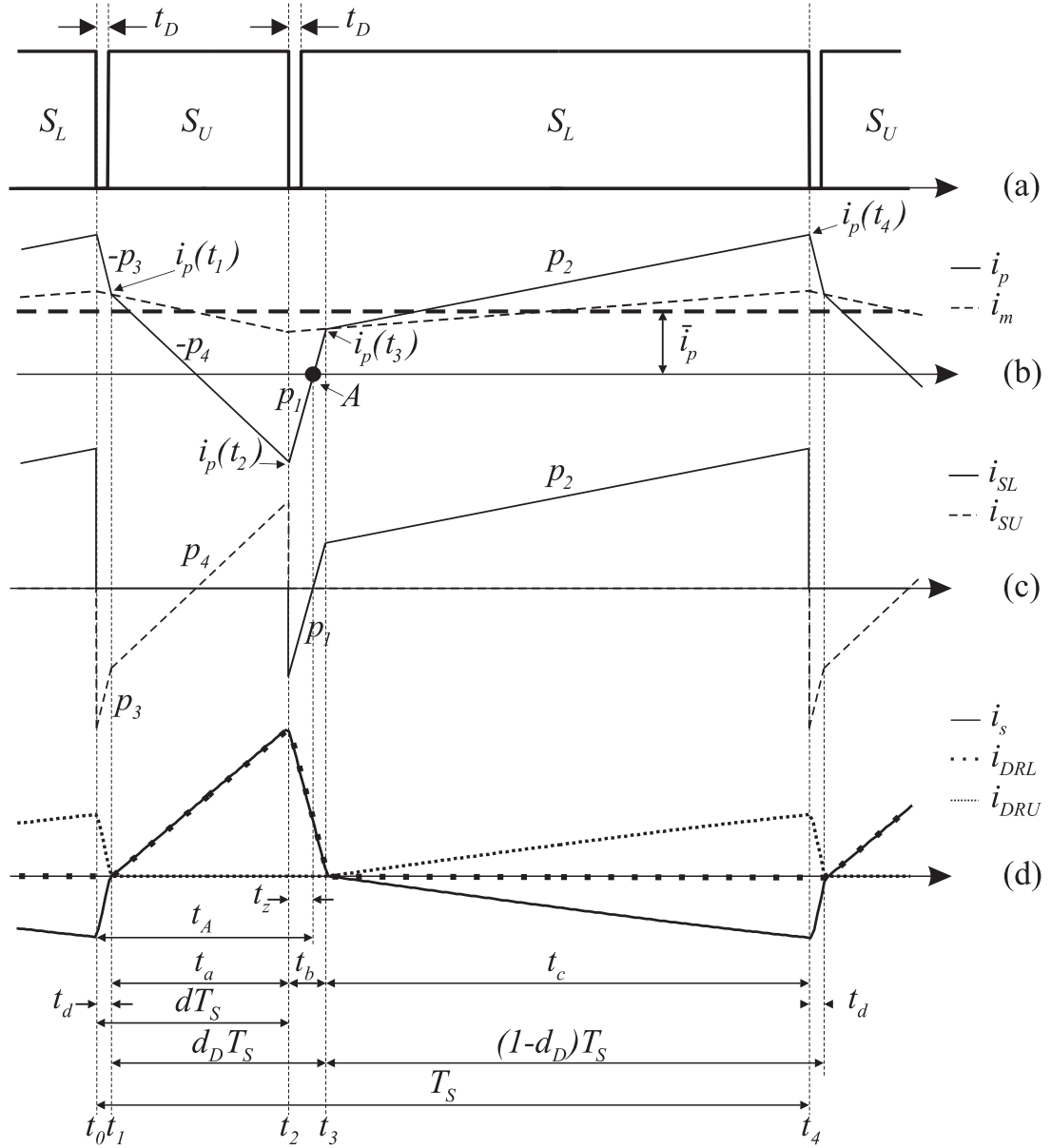


Figura 3-3.: Formas de onda para $d \leq 0.5$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) i_s , i_{DRL} e i_{DRU} .

3.3. Operación del convertidor

Para realizar un análisis del comportamiento del convertidor en estado estacionario, se supondrá que los capacitores C_L , C_U , C_{RU} y C_{RL} , son lo suficientemente grandes como para mantener constante la tensión sobre sus bornes en un ciclo T_s de PWM. Por lo que, para este análisis, las tensiones v_L y v_U serán reemplazadas (a partir de las ecuaciones (3-1) y (3-2)) por fuentes de tensión constante de valor V_{in} y $V_U = V_{in}(1 - d)/d$ respectivamente, que corresponden a sus valores

medios de estado estacionario. Del mismo modo, las tensiones v_{RU} y v_{RL} serán reemplazadas por las tensiones constantes V_{RU} y V_{RL} , que corresponden a sus valores medios teóricos de estado estacionario. Además, en este análisis no se tendrán en cuenta los capacitores de snubber C_r , por lo que se supondrá que la conmutación de corriente de una llave a la otra se realiza de manera instantánea. La Fig. **3-3** ilustra las formas de onda que permiten comprender el funcionamiento del circuito del convertidor (Fig. **3-2**). Como puede observarse, estas figuras corresponden al convertidor operando con un ciclo de trabajo de la llave S_U , $d < 0.5$. La Fig. **3-3(a)** ilustra las señales de encendido de las llaves S_U y S_L . Nótese la introducción de tiempos muertos de duración t_D entre el apagado y el encendido de ambas llaves. La Fig **3-3(b)** ilustra la corriente i_p por el primario del transformador, su valor medio \bar{i}_p , y la corriente de magnetización i_m . En la Fig **3-3(c)** se muestran las formas de onda de las corrientes i_{SL} e i_{SU} por las llaves S_L y S_U respectivamente; y en la Fig. **3-3(d)** las corrientes i_{DRL} e i_{DRU} por los diodos del rectificador, y la corriente i_s por el secundario del transformador.

3.3.1. Modos de operación

Se analizará a continuación la Fig. **3-3** de manera detallada. En el instante previo a t_0 , la llave S_L está encendida, las corrientes i_p e i_m son crecientes, y el diodo D_{RU} se encuentra en estado de conducción (ver Figs. **3-3(a)**, **(b)** y **(d)**). Durante un periodo de conmutación T_s , el comportamiento del convertidor puede dividirse en cuatro modos de operación que corresponden a los cuatro circuitos de la Fig. **3-4**.

Modo 1 (Periodo $t_d = t_1 - t_0$) : En el instante t_0 en que se apaga la llave S_L , la corriente i_p toma su máximo valor positivo $i_p(t_0)$, y pasa a circular instantáneamente por el diodo de recuperación inversa D_U de la llave S_U (ver Figs **3-3(c)**). El circuito que representa al convertidor en este intervalo es el de la Fig. **3-4(a)**. En este modo de operación, la tensión aplicada al primario del transformador (igual a la tensión sobre la inductancia de magnetización) es $v_p = -V_U$. La

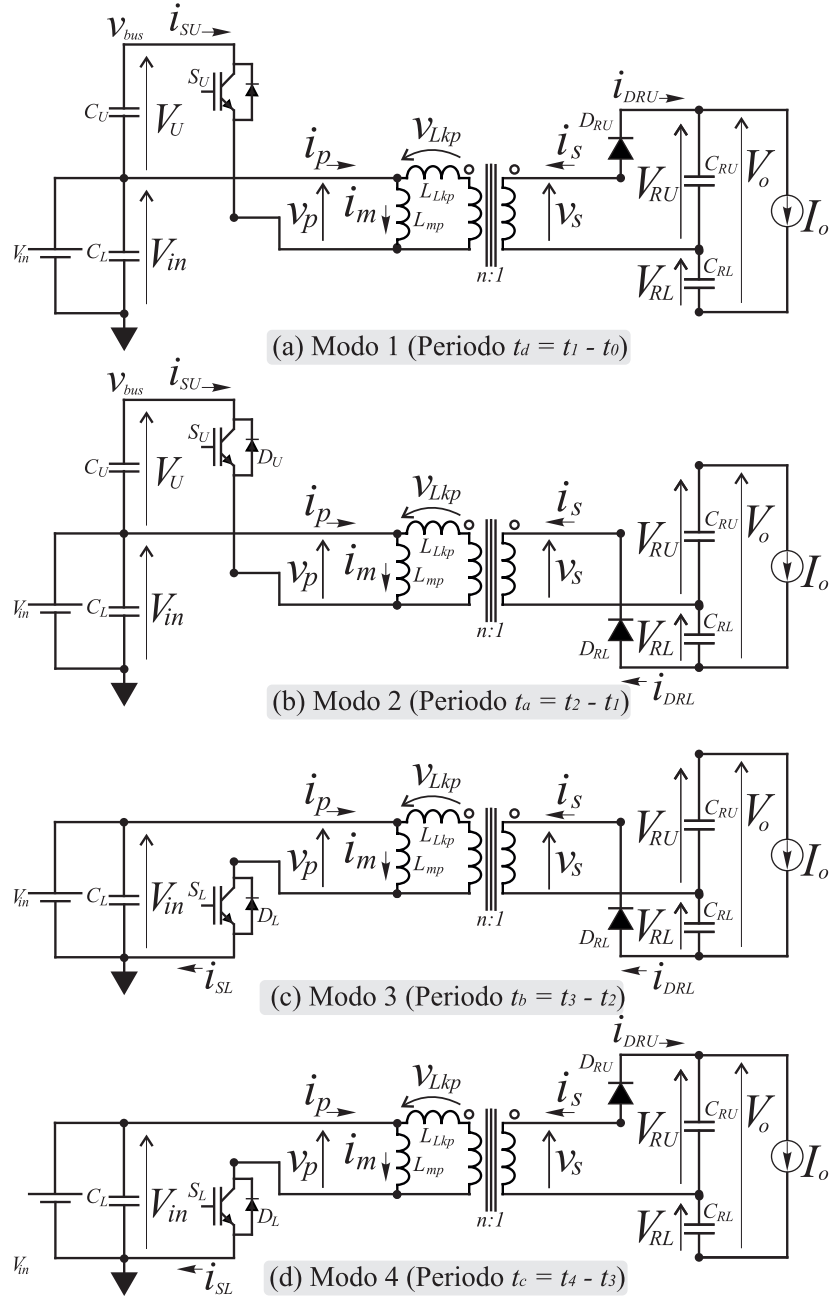


Figura 3-4.: Circuitos para los distintos modos de operación del convertidor CSPBC.

corriente del secundario circula por el diodo D_{RU} , de modo que la tensión aplicada sobre el secundario del transformador es $v_s = V_{RU}$ y, sobre la inductancia de dispersión aparece una tensión $v_{Lkp} = -(V_U + nV_{RU})$. Así, durante este intervalo la corriente i_m decrece con pendiente $-V_U/L_{mp}$ y la corriente por la inductancia de dispersión decrece con pendiente $-(V_U + nV_{RU})/L_{Lkp}$. La corriente i_p por el primario del transformador (que es la suma entre la corriente por la inductancia

de magnetización y la corriente por la inductancia de dispersión), decrece con pendiente:

$$-p_3 = - \left(\frac{V_U}{L_p} + n \frac{V_{RU}}{L_{LKp}} \right); \quad \text{Donde : } L_p = L_{LKp} // L_{mp} \quad (3-3)$$

Luego del intervalo t_D (tiempo muerto), contado a partir de t_0 , se activa el gate de la llave S_U (ver Fig. **3-3(a)**). El encendido de S_U se realiza a tensión y corriente cero, pues i_p que es positiva circula en ese instante por el diodo en antiparalelo con S_U , por lo tanto no se producirán pérdidas de conmutación en el encendido de esta llave. Este modo finaliza en el instante t_1 , cuando la corriente i_p iguala a la corriente i_m , momento en el que el diodo D_{RU} se apaga naturalmente cuando su corriente se hace cero.

Modo 2 (Periodo $t_a = t_2 - t_1$) : Cuando este modo de operación comienza, la corriente que circula por el primario del transformador es igual a la corriente por la inductancia de magnetización, y su valor es $i_p(t_1)$. Luego del instante t_1 , la corriente i_p se hace menor a la corriente de magnetización i_m (ver Fig. **3-3(b)**), por lo que la corriente por el secundario pasa a circular por el diodo D_{RL} . El circuito que representa el convertidor en este intervalo se ilustra en la Fig. **3-4(b)**. Nótese que la corriente i_{DRL} crece desde cero, con pendiente limitada, lo que hace que el diodo D_{RL} no presente pérdidas durante el encendido [42]. La tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización sigue siendo $v_p = -V_U$ y, sobre el secundario del transformador aparece una tensión $v_s = -V_{RL}$. Por lo tanto la corriente i_m decrece con pendiente $-V_U/L_{mp}$ y la corriente por la inductancia de dispersión decrece con pendiente $-(V_U - nV_{RL})/L_{LKp}$. La corriente i_p decrece con pendiente:

$$-p_4 = - \left(\frac{V_U}{L_p} - n \frac{V_{RL}}{L_{LKp}} \right); \quad \text{Donde : } L_p = L_{LKp} // L_{mp} \quad (3-4)$$

El Modo 2 finaliza en $t_2 = dT$, cuando se apaga la llave S_U .

Modo 3 (Periodo $t_b = t_3 - t_2$) : Cuando se apaga la llave S_U , la corriente i_p por el primario del transformador toma su máximo valor negativo $i_p(t_2)$, y pasa a circular instantáneamente por el diodo de recuperación inversa D_L de la llave S_L (ver Fig. **3-3(c)**). El diodo D_{RL} del rectificador permanece en conducción, y su corriente comienza a decrecer (ver Fig. **3-3(d)**). El circuito en este modo de operación se ilustra en la Fig. **3-4(c)**. La tensión sobre la inductancia de magnetización del transformador pasa a ser $v_p = V_{in}$, mientras que la tensión en el secundario sigue siendo $v_s = -V_{RL}$. La corriente i_m crece entonces con pendiente V_{in}/L_{mp} , y la corriente por la inductancia de dispersión crece con pendiente $(V_{in} + nV_{RL})/L_{LKp}$. La corriente por el primario crece con pendiente:

$$p_1 = \left(\frac{V_{in}}{L_p} + n \frac{V_{RL}}{L_{LKp}} \right); \quad \text{Donde : } L_p = L_{LKp} // L_{mp} \quad (3-5)$$

Para asegurar el encendido a tensión y corriente cero de S_L , la activación de esta llave debe hacerse antes de que la corriente i_p cambie de signo (punto A de la Fig. **3-3(b)**). Esta es una condición de diseño para el correcto funcionamiento del convertidor y se verá con más detalle en la sección 3.4. La misma asegura que en el instante de activación la corriente esté circulando por el diodo de recuperación inversa D_L (ver Fig. **3-3(c)**). Este modo finaliza en el instante t_3 en el que la corriente i_p iguala a la corriente i_m , momento en el que el diodo D_{RL} del rectificador se apaga naturalmente cuando su corriente se hace cero (ver Fig. **3-3(d)**).

Modo 4 (Periodo $t_c = t_4 - t_3$) : En este periodo la corriente i_p que ingresa al primario del transformador, se hace mayor que la corriente de magnetización i_m (ver Fig. **3-3(b)**), por lo que el diodo D_{RU} comienza a conducir (ver Fig. **3-3(d)**). El circuito en este modo de operación corresponde al de la Fig. **3-4(d)**. La tensión sobre el primario del transformador sigue siendo $v_p = V_{in}$, y la tensión aplicada sobre el secundario del transformador pasa a ser $v_s = V_{RU}$. La corriente i_m crece con pendiente V_{in}/L_{mp} , y la corriente por la inductancia de dispersión

crece con pendiente $(V_{in} - nV_{RU})/L_{LKp}$. La corriente i_p crece con pendiente:

$$p_2 = \left(\frac{V_{in}}{L_p} - n \frac{V_{RU}}{L_{LKp}} \right); \quad \text{Donde : } L_p = L_{LKp} // L_{mp} \quad (3-6)$$

Este modo de operación finaliza en $t_4 = T_s$, momento en que se apaga la llave S_L y vuelve a comenzar el Modo 1.

3.3.2. Característica de estado estacionario del convertidor CSPBC

Para caracterizar a un convertidor CC-CC se desea conocer su ganancia en tensión V_o/V_{in} . El convertidor CSPBC tiene un comportamiento no lineal y no puede hallarse una ecuación cerrada que exprese su ganancia. Aquí se hallará de manera analítica un conjunto de cuatro ecuaciones no lineales con cuatro incógnitas, las cuales definen el comportamiento del convertidor en estado estacionario y permiten encontrar su ganancia en tensión en cualquier punto de operación. Para que los resultados no dependan de la relación de transformación n , se expresarán los resultados con las magnitudes del lado secundario del transformador referidas al primario. Así, se hallará la ganancia V'_o/V_{in} , donde $V'_o = nV_o$ es la tensión de salida del convertidor referida al primario. Esta ganancia puede hallarse como el producto entre V'_o/V_{bus} con V_{bus}/V_{in} . De la ecuación (3-2), la relación V_{bus}/V_{in} es simplemente $1/d$, lo que asegura el equilibrio volts por segundo sobre el primario del transformador. Se pasa a continuación a encontrar la relación V'_o/V_{bus} , relación que como se verá, depende de la corriente de salida del convertidor referida al primario $I'_o = I_o/n$, y del ciclo de trabajo d , de la llave S_U .

Si se observa la Fig. 3-3, puede verse que el ciclo de trabajo del diodo D_{RL} (denotado allí d_D), no coincide con el de la llave S_U , (denotado d). La tensión $v'_s = nv_s$ (tensión del secundario del transformador reflejada al primario), aplicada durante el intervalo $d_D T_s$ en el que conduce D_{RL} es, de acuerdo a las Figs. 3-4(b) y (c), $v'_{s_{d_D}} = -nV_{RL}$, mientras que en el intervalo $(1 - d_D)T_s$, en el que

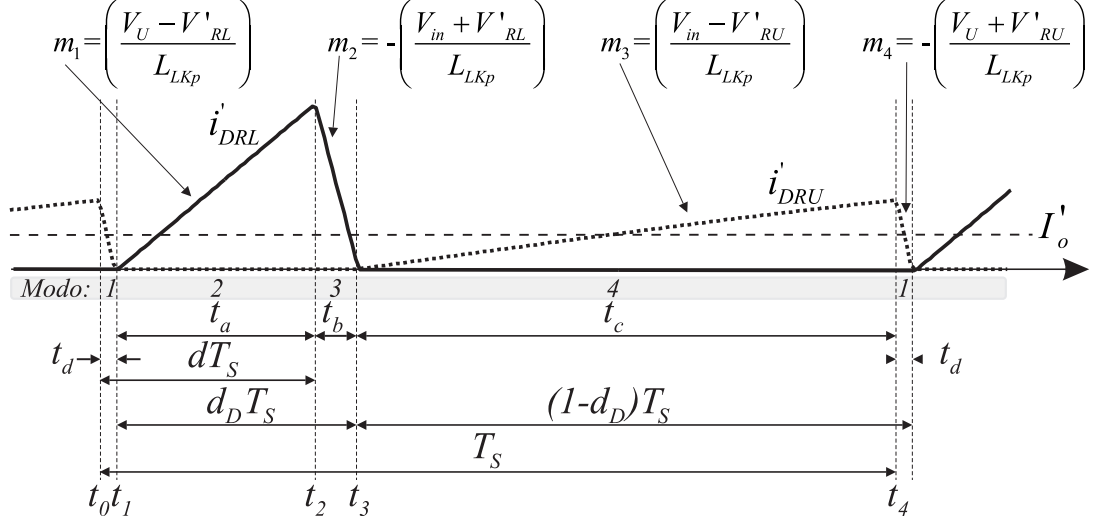


Figura 3-5.: Detalle de las corrientes i'_{DRU} y i'_{DRL} .

conduce D_{RU} , es $v'_{s(1-d_D)} = nV_{RU}$. A partir del balance volt por segundo sobre el secundario del transformador en el periodo T_S , se obtiene que:

$$-nV_{RL}d_D + nV_{RU}(1 - d_D) = 0 \quad (3-7)$$

Adoptando la notación $V'_{RU} = nV_{RU}$ y $V'_{RL} = nV_{RL}$ para las tensiones sobre los capacitores C_{RU} y C_{RL} referidas al primario. Utilizando la igualdad $V'_o = V'_{RU} + V'_{RL}$, se obtiene de (3-7) que el ciclo de trabajo de los diodos del rectificador está dado por:

$$d_D = \frac{V'_{RU}}{V'_o} \quad (3-8)$$

En la Fig. 3-5 se ilustran las corrientes $i'_{DRL} = (i_{DRL}/n)$ e $i'_{DRU} = (i_{DRU}/n)$, por los diodos del rectificador, reflejadas al primario del transformador. En esta figura se destacan las pendientes de cada flanco de las corrientes, las cuales de denotan como m_i , con $i = 1, \dots, 4$. Con ayuda de la Fig. 3-4, dichas pendientes pueden obtenerse fácilmente a partir del conocimiento de la tensión aplicada sobre la inductancia de dispersión L_{LKp} , en cada modo de operación del convertidor.

Estas pendientes están dadas por:

$$\begin{aligned} m_1 &= \left(\frac{V_U - V'_{RL}}{L_{LKp}} \right); & m_2 &= - \left(\frac{V_{in} + V'_{RL}}{L_{LKp}} \right); \\ m_3 &= \left(\frac{V_{in} - V'_{RU}}{L_{LKp}} \right); & m_4 &= - \left(\frac{V_U + V'_{RU}}{L_{LKp}} \right). \end{aligned} \quad (3-9)$$

Observando en la Fig. **3-5** la forma de onda de la corriente i_{DRL} , ya que $i'_{DRL}(t_1) = i'_{DRL}(t_3) = 0$, se tiene que $m_1 t_a = -m_2 t_b$. Reemplazando en esta igualdad los valores de m_1 y m_2 de la ecuación (3-9), utilizando $t_a = d_D T_s - t_b$, $V_U = V_{bus} - V_{in}$, $V'_{RL} = V'_o - V'_{RU}$ y la ecuación (3-8), puede arribarse a la siguiente ecuación:

$$[V_{bus} - V_{in} - (V'_o - V'_{RU})] \frac{V'_{RU}}{V'_o} T_s = V_{bus} t_b \quad (3-10)$$

Del mismo modo, observando la forma de onda de la corriente i_{DRU} , ya que $i'_{DRU}(t_1) = i'_{DRU}(t_3) = 0$, se tiene que $m_3 t_c = -m_4 t_d$. Reemplazando en esta igualdad los valores de m_3 y m_4 de la ecuación (3-9), utilizando $t_c = [(1 - d_D) T_s - t_d]$, $V_{bus} = V_U + V_{in}$ y la ecuación (3-8), puede arribarse a la siguiente ecuación:

$$(V_{in} - V'_{RU}) \left(\frac{V'_o - V'_{RU}}{V'_o} \right) T_s = V_{bus} t_d \quad (3-11)$$

Por otro lado, pueden obtenerse dos igualdades más, notando el hecho de que tanto el valor promedio en T_s de i'_{DRL} como el de i'_{DRU} , debe ser igual a $I'_o = I_o/n$ (ver Fig. **3-5**). La corriente i'_{DRL} tiene la forma de un triángulo (de altura $h = -m_2 t_b$ y base $d_D T_s$), por lo que su valor promedio en T_s puede computarse calculando el área de este triángulo. De este modo se tiene que $I'_o = -[m_2 t_b d_D / 2]$. Reemplazando en esta igualdad el valor de m_2 de la ecuación (3-9), utilizando $V'_{RL} = V'_o - V'_{RU}$ y la ecuación (3-8), puede arribarse a la siguiente ecuación:

$$I'_o = \frac{V'_{RU}}{2V'_o} \left(\frac{V_{in} + V'_o - V'_{RU}}{L_{LKp}} \right) t_b \quad (3-12)$$

La corriente i'_{DRU} tiene también la forma de un triángulo (de altura $h = -m_4 t_d$ y base $(1 - d_D)T_s$), y calculando su valor promedio en T_s se tiene que $I'_o = -[m_4 t_d(1 - d_D)/2]$. Reemplazando en esta igualdad el valor de m_4 de la ecuación (3-9); utilizando $V_U = V_{bus} - V_{in}$ y la ecuación (3-8), puede arribarse a la siguiente ecuación:

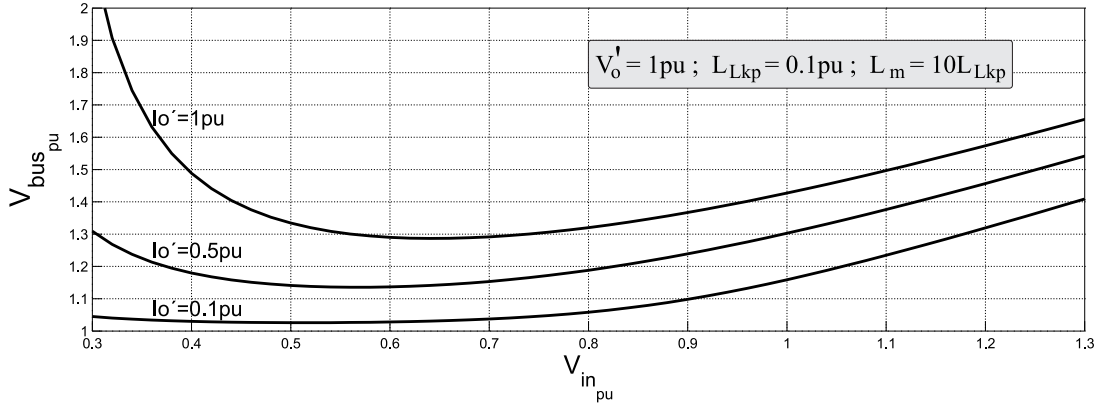
$$I'_o = \frac{-m_4 t_d(1 - d_D)}{2} = \frac{V'_o - V'_{RU}}{2V'_o} \left(\frac{V_{bus} - V_{in} + V_{RU}}{L_{LKp}} \right) t_d \quad (3-13)$$

Suponiendo a V_{in} , I'_o y V'_o datos, las ecuaciones (3-10)-(3-13) son cuatro ecuaciones no lineales que involucran cuatro incógnitas: V'_{RU} , V_{bus} , t_b y t_d . Estas ecuaciones pueden ser resueltas numéricamente, para cada punto de operación específico del convertidor dado por V_{in} , I'_o y V'_o . Así se pueden obtener los valores de las incógnitas en dicho punto de operación y a partir de estas calcular la relación V'_o/V_{bus} deseada.

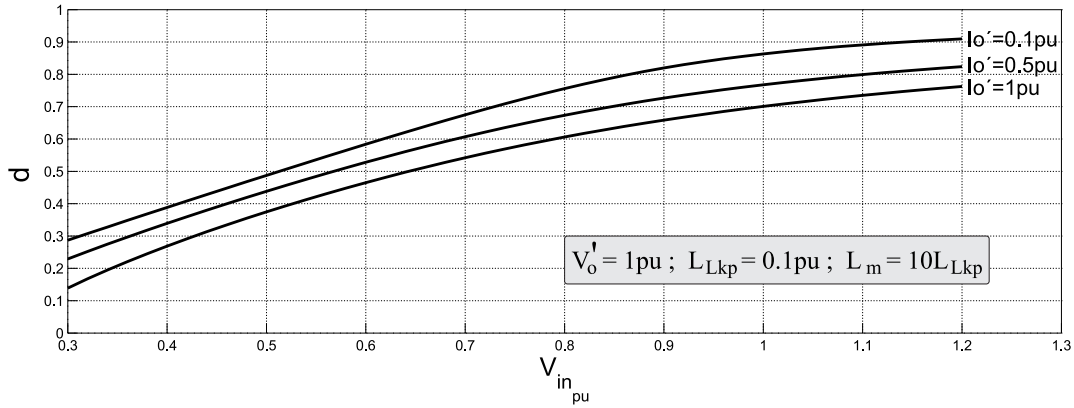
La solución de las ecuaciones no lineales halladas previamente, depende de los valores particulares de potencia, tensión y corriente del convertidor. Para independizar los resultados de dichos valores, es de utilidad expresar las ecuaciones en valores por unidad. Para esto, se definen los valores de corriente y tensión base I'_{oB} y V'_{oB} , como los valores nominales de I'_o y V'_o respectivamente; la impedancia base se define como $R_B = V'_{oB}/I'_{oB}$, el periodo base como $T_{sB} = T_s$ y la inductancia base como $L_B = R_B T_{sB}/2\pi$. Reemplazando estos valores base en las ecuaciones (3-10)-(3-13), se puede describir el conjunto de ecuaciones no lineales en valores por unidad de la forma:

$$\left[V_{bus(pu)} - V_{in(pu)} - \left(V'_{o(pu)} - V'_{RU(pu)} \right) \right] \frac{V'_{RU(pu)}}{V'_{o(pu)}} T_{s(pu)} = V_{bus(pu)} t_{b(pu)} \quad (3-14)$$

$$\left(V_{in(pu)} - V'_{RU(pu)} \right) \left(\frac{V'_{o(pu)} - V'_{RU(pu)}}{V'_{o(pu)}} \right) T_{s(pu)} = V_{bus(pu)} t_{d(pu)} \quad (3-15)$$



(a) $V_{bus_{pu}}$ $Vs.$ $V_{in_{pu}}$



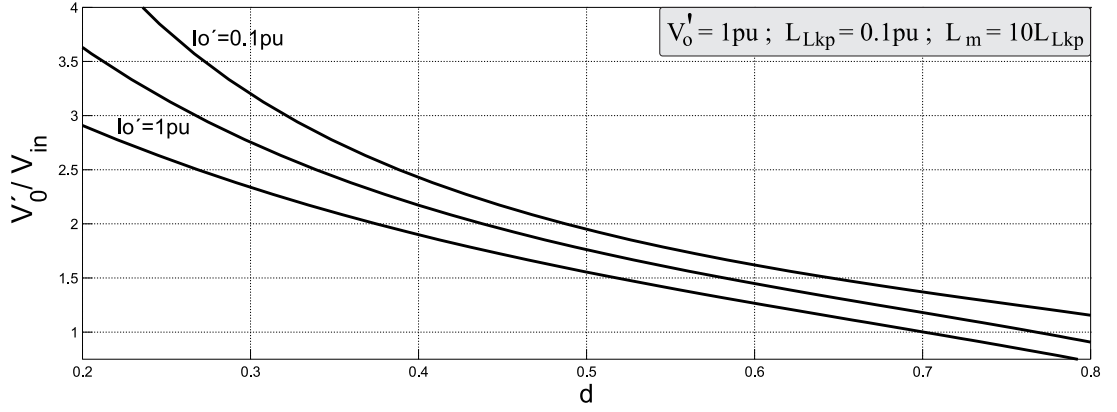
(b) d $Vs.$ $V_{in_{pu}}$

Figura 3-6.: (a) d $Vs.$ $V_{in_{pu}}$ y (b) $V_{bus_{pu}}$ $Vs.$ $V_{in_{pu}}$; para $V'_{o_{pu}} = 1$ y distintos valores de $I'_{o_{pu}}$

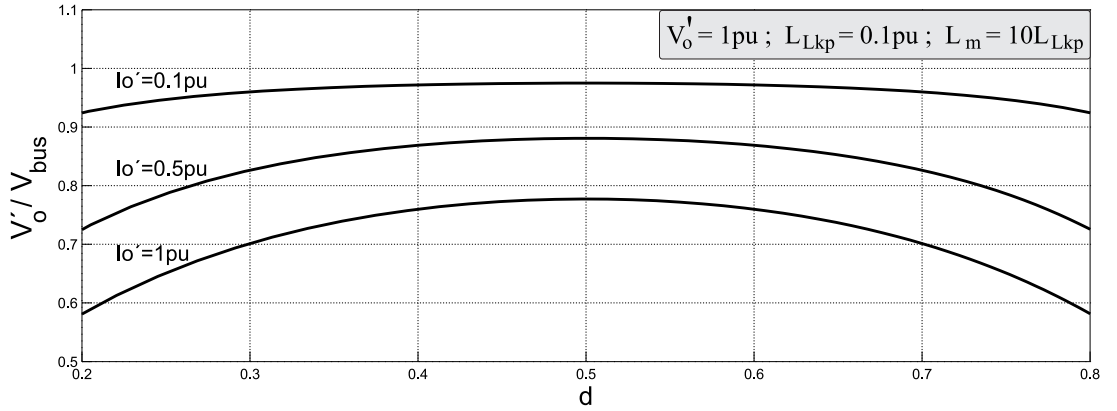
$$I'_{o_{(pu)}} = \frac{V'_{RU_{(pu)}}}{2V'_{o_{(pu)}}} \left(\frac{V_{in_{(pu)}} + V'_{o_{(pu)}} - V'_{RU_{(pu)}}}{L_{LKp_{(pu)}}} \right) 2\pi t_{b_{(pu)}} \quad (3-16)$$

$$I'_{o_{(pu)}} = \frac{V'_{o_{(pu)}} - V'_{RU_{(pu)}}}{2V'_{o_{(pu)}}} \left(\frac{V_{bus_{(pu)}} - V_{in_{(pu)}} + V'_{RU_{(pu)}}}{L_{LKp_{(pu)}}} \right) 2\pi t_{d_{(pu)}} \quad (3-17)$$

En la Fig. 3-6 se muestra la tensión $V_{bus_{pu}}$ (Fig. 3.6(a)) y el ciclo de trabajo d (Fig. 3.6(b)), en función de la tensión de entrada $V_{in_{pu}}$ del convertidor y parametrizadas en función de la corriente de salida $I'_{o_{pu}}$. Haciendo uso de la herramienta de software matemático MATLAB [69], estas curvas fueron obtenidas resolviendo numéricamente las ecuaciones (3-14)-(3-17) en cada punto de operación $V_{in_{pu}}$, $I'_{o_{pu}}$ y $V'_{o_{pu}}$, para un convertidor operando a tensión de salida constante $V'_{o_{pu}} = 1$,



(a) V'_o/V_{in}



(b) V'_o/V_{bus}

Figura 3-7.: Ganancias del convertidor CSPBC en función del ciclo de trabajo d y de la corriente de salida $I'_{o(pu)}$.

con $L_{LKp_{pu}} = 0.1$ y $L_{mp_{pu}} = 10L_{LKp}$. Observando la Fig. 3.6(a) se puede ver que operando a tensión de salida constante, la tensión V_{bus} del convertidor crece para bajos y altos valores de la tensión de entrada V_{in} . El máximo valor que puede tomar V_{bus} está limitado por la tensión máxima que pueden soportar las llaves S_L y S_U que se utilizan en la implementación práctica del convertidor. Este valor máximo de diseño definirá el rango de V_{in} en el que puede operar el convertidor. A partir de la Fig. 3.6(b) se puede obtener el correspondiente rango de variación en el ciclo de trabajo. Los mismos datos utilizados para trazar las curvas de la Fig. 3-6, pueden organizarse de otra manera para obtener las curvas de ganancia del convertidor. Así, en la Fig. 3-7 se grafican las relaciones V'_o/V_{in} y V'_o/V_{bus} como función del ciclo de trabajo d del convertidor, y parametrizadas en función de la corriente de salida $I'_{o_{pu}}$. Puede observarse en la Fig. 3.7(a) que la ganancia V'_o/V_{in}

del convertidor aumenta con la disminución del ciclo de trabajo d y disminuye con el aumento del mismo, además esta ganancia aumenta con la reducción de la corriente de carga $I'_{o_{pu}}$. Obsérvese en la Fig. 3.7(b) que la relación V'_o/V_{bus} tiende a uno para bajas corrientes de carga y cae al aumentar la corriente. También nótese que para cada corriente, esta relación tiene su máximo para $d = 0.5$ y cae a medida que d se aproxima a cero o a uno.

3.4. Conmutación suave

En esta sección se analizarán las condiciones que debe cumplir el convertidor CSPBC para operar en conmutación suave (zero voltage switching, ZVS) [33], así como el rango de tensión de entrada y corriente de salida en que esto se puede lograr. Se verá que el rango de conmutación suave está definido por la relación entre la inductancia de magnetización y la inductancia de dispersión del transformador L_{mp}/L_{LK_p} , por el valor de los capacitores de snubber C_r y el tiempo muerto t_D entre el apagado de una llave y el encendido de la otra.

3.4.1. Encendido a tensión cero de la llave S_U :

El encendido a tensión cero de la llave S_U es fácil de lograr. Si se observa la Fig. 3-3, cuando se apaga la llave S_L la corriente i_p por el primario del transformador pasa a circular por el diodo de recuperación inversa D_U de la llave S_U , haciendo que su tensión se vaya a cero. Como en este momento i_p está en su máximo valor positivo se tiene tiempo considerable para encender la llave S_U antes de que la corriente cambie de signo y despolarice el diodo D_U .

3.4.2. Encendido a tensión cero de la llave S_L :

El encendido a tensión cero de la llave S_L es más crítico que el de la llave S_U . Obsérvese en la Fig. 3-3 el instante t_2 , en el cual se apaga la llave S_U . En este instante, la corriente i_p por el primario del transformador alcanza su valor mínimo

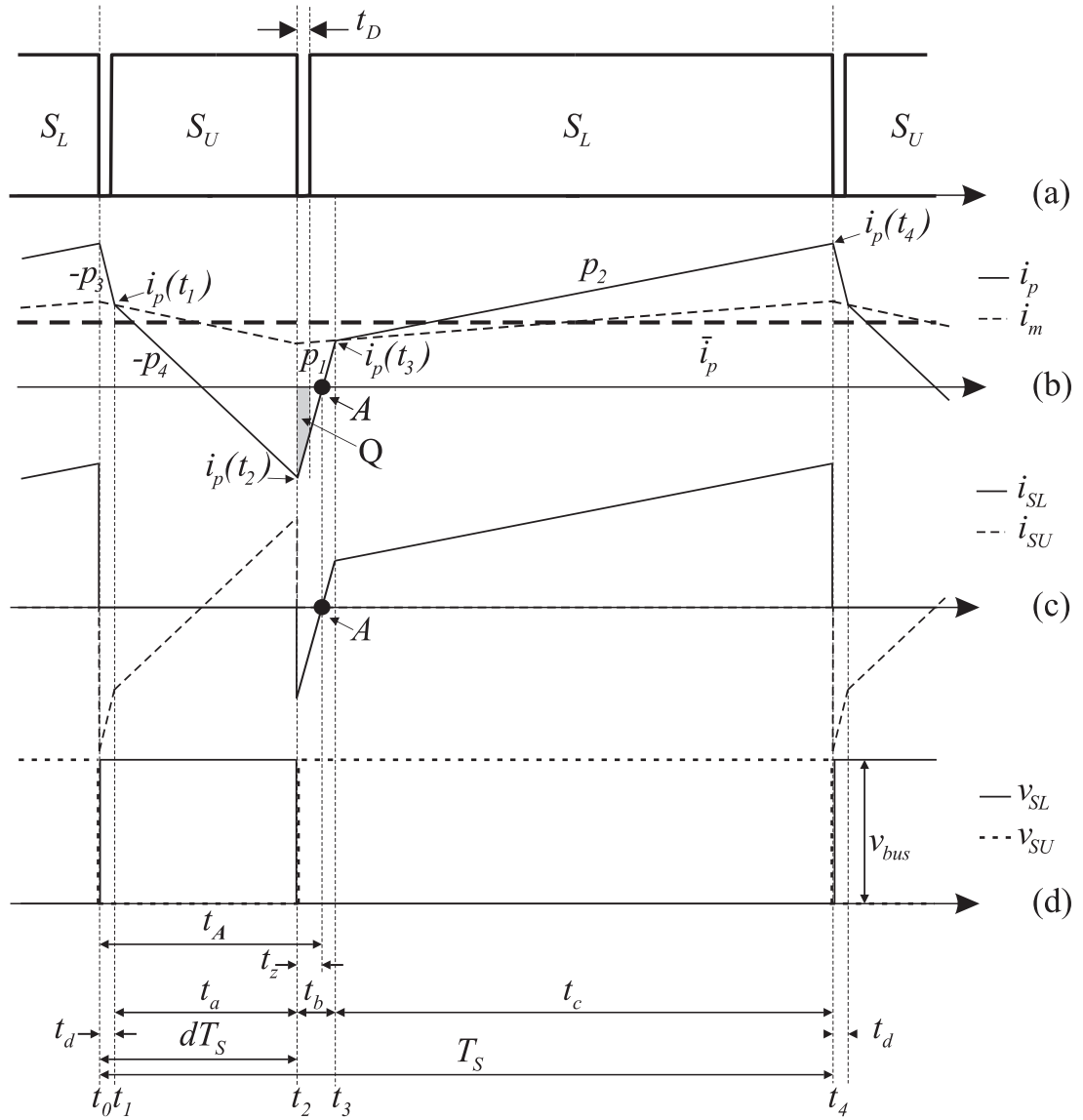


Figura 3-8.: Curvas para $t_D \leq t_z$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) v_{SL} y v_{SU} .

y pasa a circular por el diodo de recuperación inversa D_L . La magnitud de la corriente mínima que alcanza i_p , $i_p(t_2)$ puede ser pequeña y, además, a partir de este momento, la corriente por el primario del transformador comienza a crecer con una pendiente elevada, p_1 . Esto hace que el tiempo muerto t_D máximo que puede utilizarse (entre el apagado de la llave S_U y el encendido la llave S_L), antes de que se despolarice el diodo D_L , sea reducido.

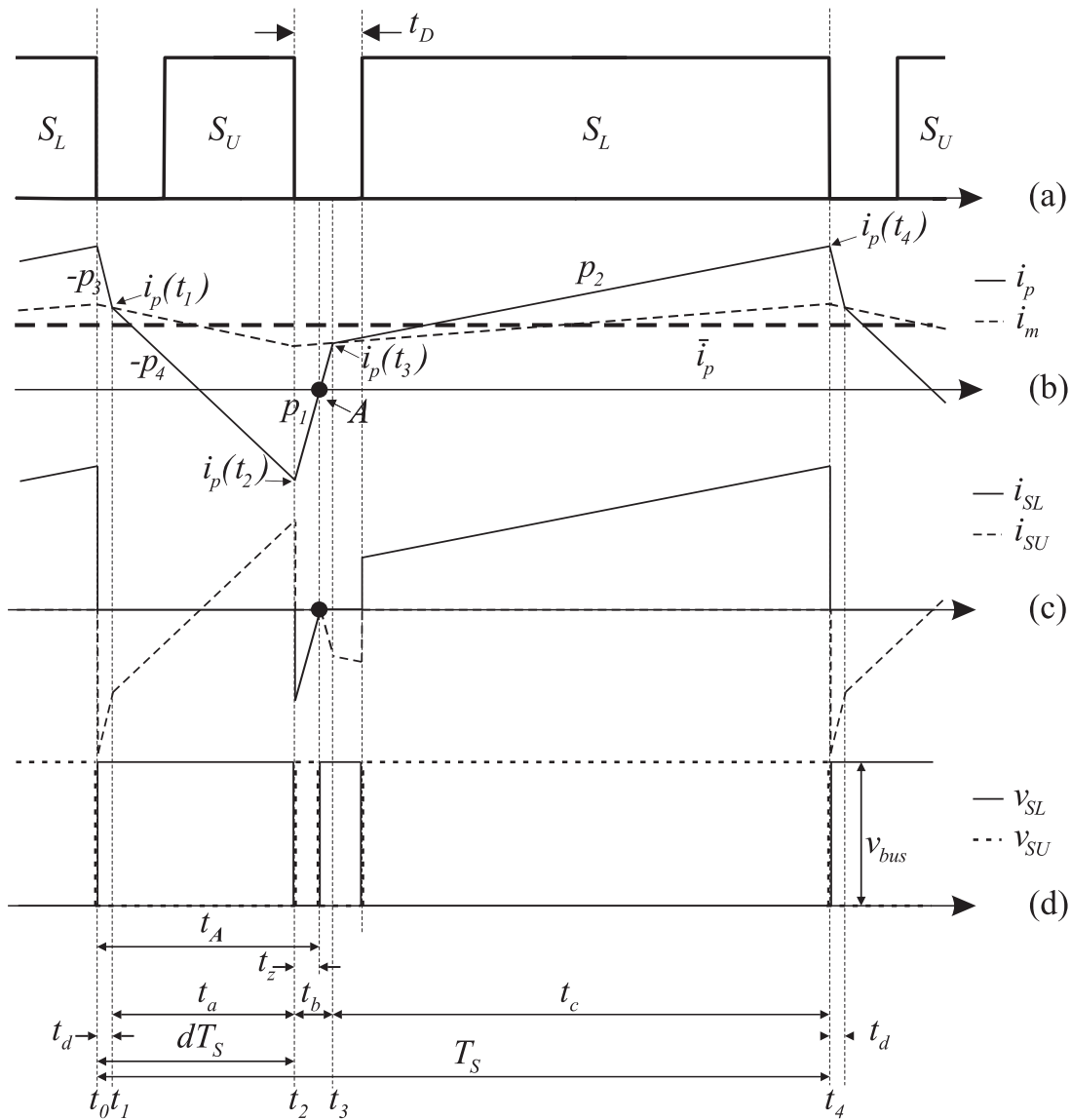


Figura 3-9.: Curvas para $t_D > t_z$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) v_{SL} y v_{SU} .

Tiempo muerto t_D :

Luego del apagado de la llave S_U , para asegurar que la llave S_L encienda a tensión cero, su activación debe realizarse antes de que la corriente i_p cambie de negativa a positiva (punto A de la Fig. 3-3(b)). Si se define t_A como el tiempo contado desde t_0 , hasta el instante en que la corriente cruza por cero en el punto A (ver Fig. 3-3), y se define $t_z = (t_A - t_2)$ como el tiempo que tarda la corriente i_p en cruzar por cero luego del momento t_2 en que se apagó S_U ; para que la llave S_L encienda a tensión cero debe ser $t_D < t_z$. En la Fig. 3-8 se ilustran las

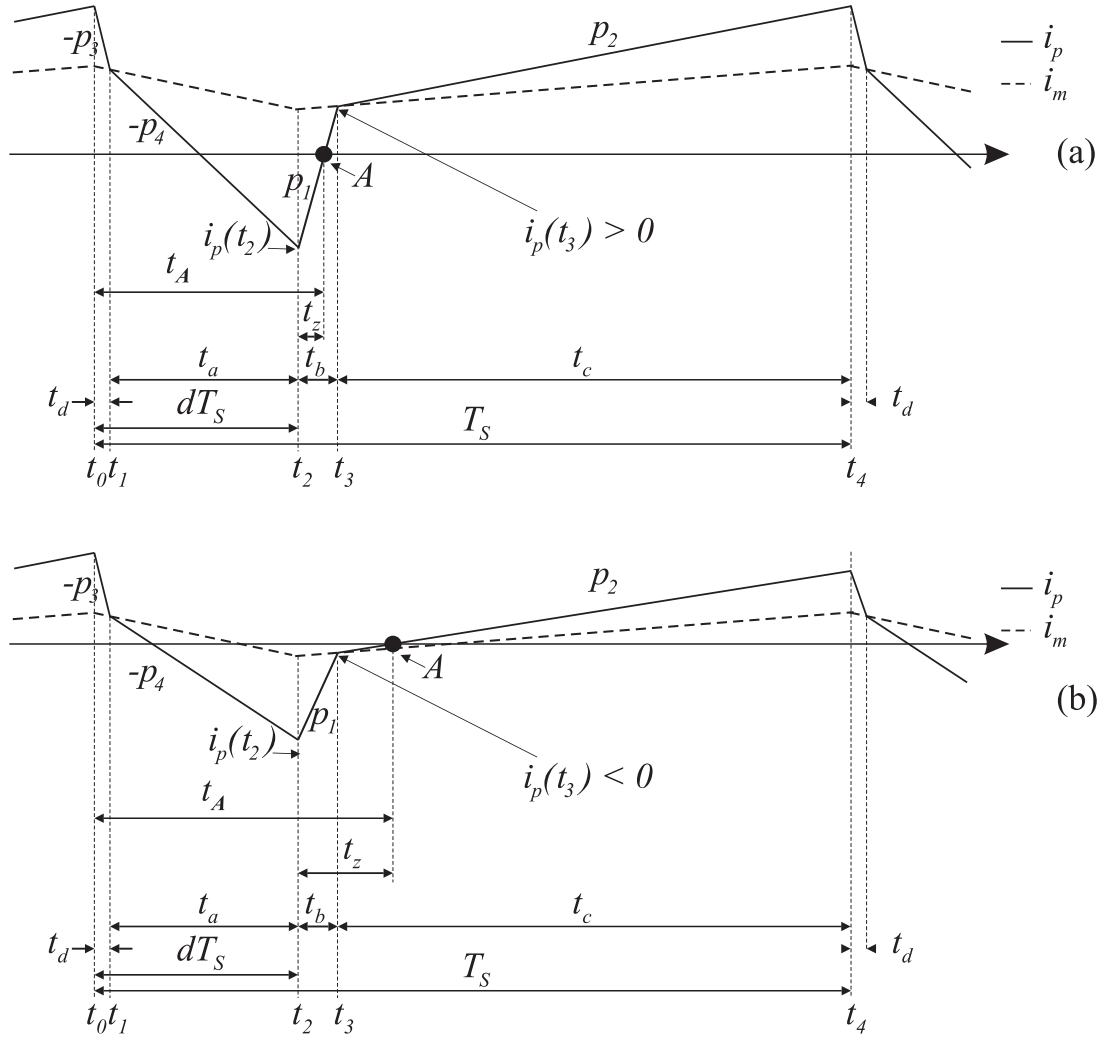


Figura 3-10.: Forma de onda de las corrientes i_p e i_m para: (a) $i_m(t_3) > 0$ y (b) $i_m(t_3) < 0$.

formas de onda del convertidor para $t_D \leq t_z$ y en la Fig. 3-9 para $t_D > t_z$. Si se comparan ambas, puede verse que si $t_D > t_z$, la llave S_L encenderá con una tensión $v_{SL} = v_{bus}$ aplicada en sus terminales, lo que equivale a grandes pérdidas en la llave. Para conocer el valor máximo que se puede dar al tiempo muerto t_D , es necesario conocer el valor de t_z en todo el rango de operación del convertidor.

El cálculo del tiempo t_z depende del signo de la corriente de magnetización en el tiempo t_3 , que en ese instante iguala a la corriente i_p , $i_m(t_3) = i_p(t_3)$. En la Fig. 3-10 se ilustran las corrientes i_p e i_m para el caso en que $i_m(t_3) > 0$ (Fig. 3-10(a)) y el caso en que $i_m(t_3) < 0$ (Fig. 3-10(b)). El tiempo t_z en ambos casos

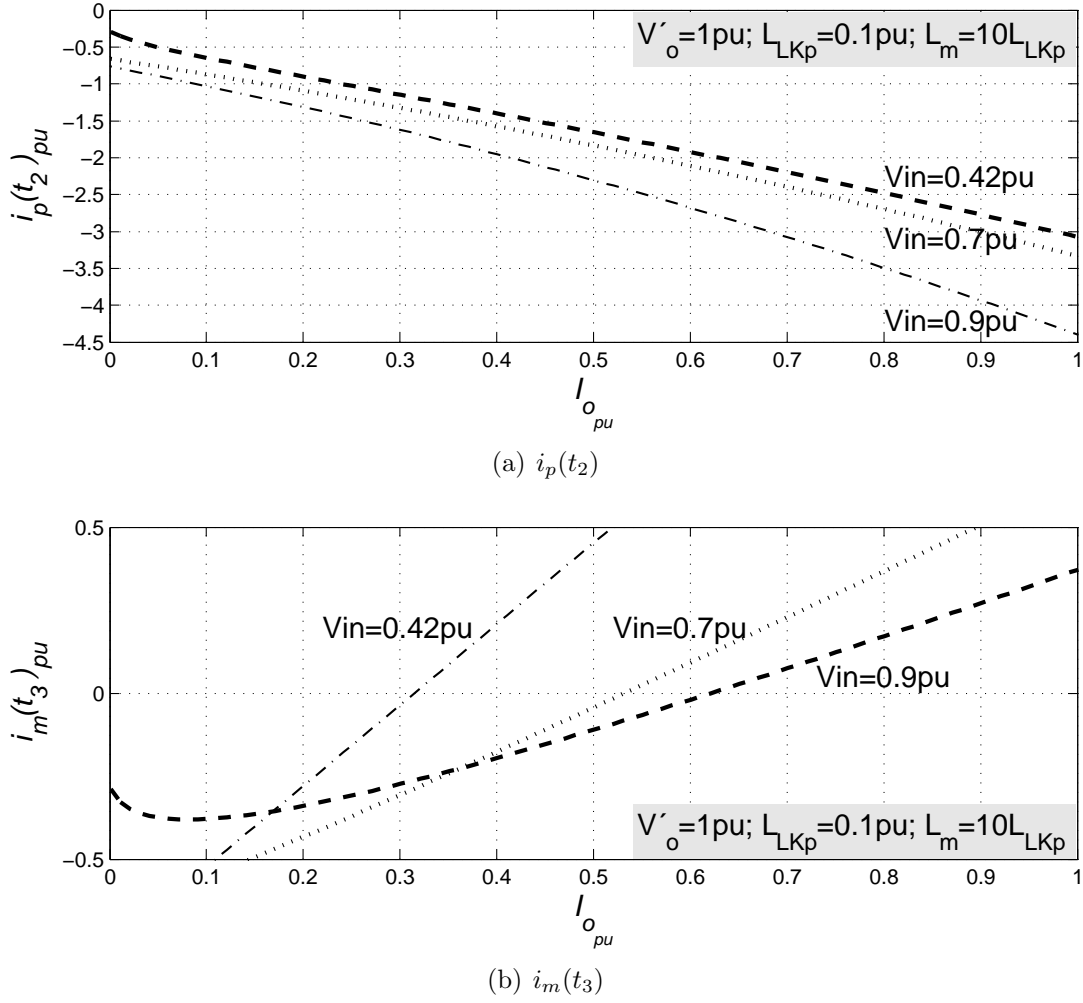


Figura 3-11.: (a) $i_p(t_2)$ y (b) $i_m(t_3)$, para $V_{o_{pu}} = 1$, $0 < I'_{o_{pu}} < 1$ y $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$.

puede calcularse de la siguiente manera:

$$t_z = \begin{cases} -i_p(t_2)/p_1; & \text{si } i_m(t_3) \geq 0 \\ [(-i_p(t_2) + i_m(t_3))/p_1 - i_m(t_3)/p_2]; & \text{si } i_m(t_3) < 0. \end{cases} \quad (3-18)$$

Donde los valores de las corrientes $i_p(t_2)$ e $i_m(t_3)$ pueden computarse a partir de la solución numérica de las ecuaciones (3-10)-(3-12) y de simples consideraciones geométricas sobre las formas de onda de las corrientes i_p e i_m . En la Fig. 3-11 se ilustran los valores $i_p(t_2)$ (Fig. 3.11(a)) e $i_m(t_3)$ (Fig. 3.11(b)), en función de la corriente de salida I'_o ; para el convertidor operando a tensión de salida constante

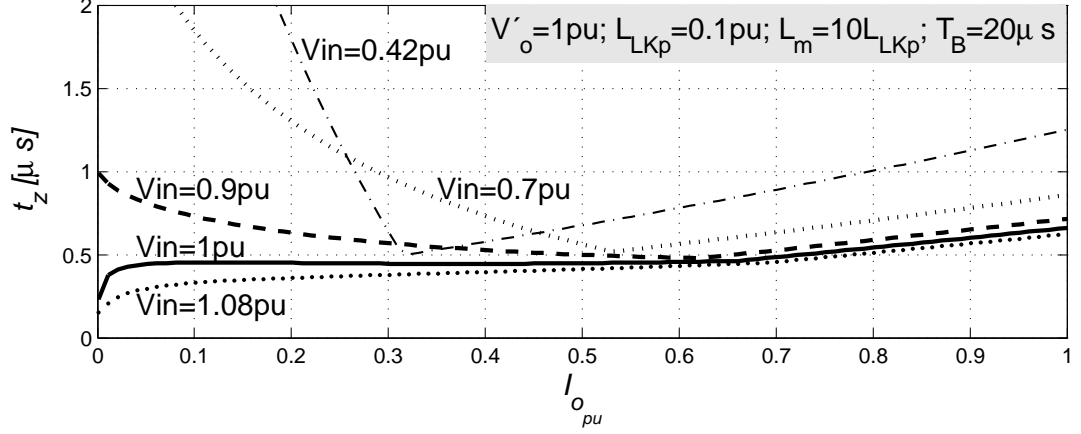


Figura 3-12.: t_z para $V_{opu} = 1$, $0 < I'_{opu} < 1$, $0.42 < V_{inpu} < 1.08$ y $T_B = 20\mu s$

$V'_{opu} = 1$, en el rango de corriente de salida $0 < I'_{opu} < 1$ y el rango de tensión de entrada $0.42 < V_{inpu} < 0.9$. Las pendientes de trepada de la corriente i_p , p_1 (para el intervalo $t_2 < t < t_3$) y p_2 (para el intervalo $t_3 < t < t_4$), pueden calcularse utilizando las ecuaciones (3-5) y (3-6) respectivamente.

La Fig. 3-12 ilustra el tiempo t_z en función de la corriente de salida I'_o , computado utilizando la ecuación (3-18), para el convertidor operando a tensión de salida constante $V'_{opu} = 1$, en el rango de corriente de salida $0 < I'_{opu} < 1$ y el rango de tensión de entrada $0.42 < V_{inpu} < 1.08$. Estas curvas fueron confeccionadas para un periodo de conmutación $T_s = 20\mu s$, que será el utilizado en la implementación práctica del convertidor CSPBC que se realizará en esta tesis (ver Capítulo 7). Puede observarse que en el rango de tensión de entrada $0.42 < V_{inpu} < 1$, y rango de corriente de salida $0.05 < I'_{opu} < 1$, se tiene $t_z \geq 0.45\mu s$. Por lo tanto, en este rango de operación se puede lograr el encendido a tensión cero de la llave S_L , implementando la conmutación de las llaves con un tiempo muerto $t_D \leq 0.45\mu s$. Para $V_{inpu} > 1$, t_z tiende a cero para baja corriente de carga I'_o , lo que requiere aplicar un tiempo muerto t_D reducido. En la práctica la llave S_U no apaga instantáneamente, sino que presenta un tiempo de retardo y de caída antes de que su corriente se haga cero. Por esta razón no es factible la aplicación de un tiempo muerto demasiado reducido, y el tiempo muerto utilizado debe ser lo suficientemente grande para que no se encienda la llave S_L antes de que

la corriente por la llave S_U se haya extinguido totalmente. Es interesante notar que para el rango $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$, todas las curvas presentan un valor mínimo $t_{z_{min}}$. Además, entrando en la Fig. 3.11(b) (gráficas de la corriente $i_m(t_3)$), con el valor de corriente I_{opu} en el que $t_z = t_{z_{min}}$ (para el valor correspondiente de V_{in}), puede verse que este mínimo ocurre para $i_m(t_3) = 0$. La condición $i_m(t_3) = 0$ en la que $t_z = t_{z_{min}}$ ocurre a una corriente I'_o específica, que depende del valor actual de V_{in} . Dicho de otra manera, para cada valor de V_{in} , existe un valor de I'_o para el que resulta $t_z = t_{z_{min}}$.

Haciendo sencillas consideraciones geométricas sobre la forma de onda de la corriente de magnetización i_m (ver Fig. **3-3(b)**), cuando $i_m(t_3) = 0$, se pueden encontrar las siguientes expresiones para la corriente $i_m(t_2)$:

$$i_m(t_2) = -\frac{V_{in}t_b}{L_{mp}} \quad (3-19)$$

$$i_m(t_2) = \frac{V'_o I'_o}{V_{in}} - \frac{d(1-d)T_s V_{bus}}{2L_m} \quad (3-20)$$

Igualando las expresiones de la izquierda de las ecuaciones (3-19) y (3-20), y utilizando $d = (V_{in}/V_{bus})$, se obtiene la siguiente ecuación de restricción, asociada a la condición $i_m(t_3) = 0$:

$$\frac{V'_o I'_o}{V_{in}} - \frac{V_{in}}{L_{mp}} \left[\left(1 - \frac{V_{in}}{V_{bus}} \right) T_s - t_b \right] = 0 \quad (3-21)$$

Esta última ecuación junto con las ecuaciones (3-10)-(3-12) conforman un sistema de cinco ecuaciones no lineales que pueden ser resueltas numéricamente para V_{in} y V'_o conocidos, con el fin de hallar $t_{z_{min}}$. En la Fig. **3-13** se ilustra el valor de $t_{z_{min}}$ en función de $V_{in_{pu}}$ para el rango $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$, para el convertidor operando con $V_{opu} = 1$ y con un periodo de conmutación $T_s = 20\mu s$. Esta gráfica está confeccionada para tres valores diferentes (9,10 y 11) de la relación entre las inductancias del transformador de aislamiento L_{mp}/L_{LK_p} . Puede verse que reducir esta relación incrementa el valor de $t_{z_{min}}$. Una reducción en L_{mp}/L_{LK_p}

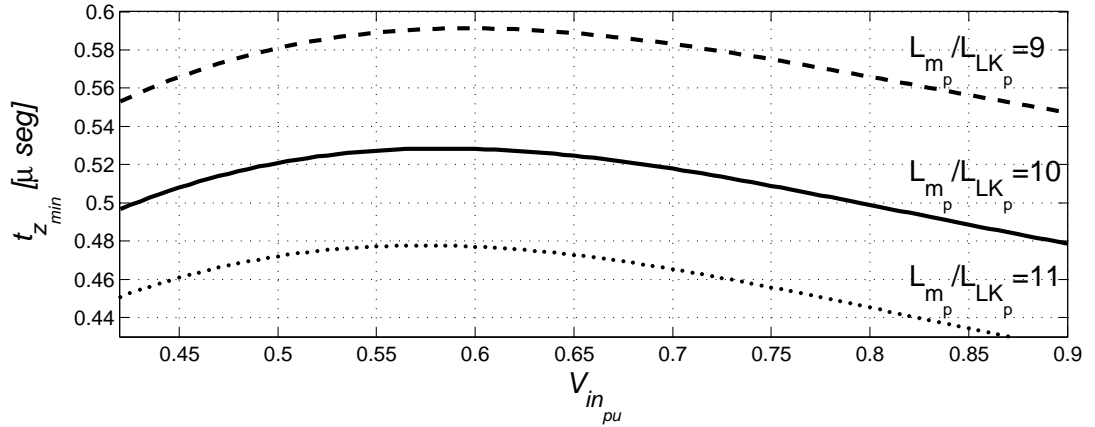


Figura 3-13.: $t_{z_{min}}$ para $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$ y para distintos valores de L_{m_p}/L_{LK_p}

puede obtenerse disminuyendo el valor de la inductancia de magnetización L_{m_p} o aumentando en el valor de la inductancia de dispersión L_{LK_p} . Disminuir L_{m_p} incrementa los valores pico y rms de la corriente i_p por el primario del transformador (lo que equivale a un aumento de las pérdidas en el convertidor). Aumentar L_{LK_p} hace que se incremente el valor máximo de la tensión V_{bus} aplicada sobre las llaves. Ambas situaciones no son deseables, razón por la cual debe limitarse el valor mínimo de la relación L_{m_p}/L_{LK_p} . Por otro lado, puede verse en la Fig. 3-13, que aumentar L_{m_p}/L_{LK_p} reduce el valor de $t_{z_{min}}$. Esto no es conveniente, ya que como se dijo previamente, este tiempo limita el tiempo muerto t_D , que será el tiempo que tienen las llaves en el apagado, para llevar a cero su corriente y para realizar la carga o descarga de los capacitores de snubber. Estas son las razones por las cuales se utiliza como valor de compromiso una relación entre las inductancias $L_{m_p}/L_{LK_p} = 10$. El valor mínimo de la curva correspondiente a esta relación de inductancias establece que para que el convertidor opere en conmutación suave en todo el rango $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$, debe utilizarse un tiempo muerto $t_D \leq 0.48\mu s$.

Efecto de los capacitores de snubber C_r :

Hasta el momento, no se ha incluido en el análisis del comportamiento del convertidor, el efecto de los capacitores de snubber C_r presentes en el circuito

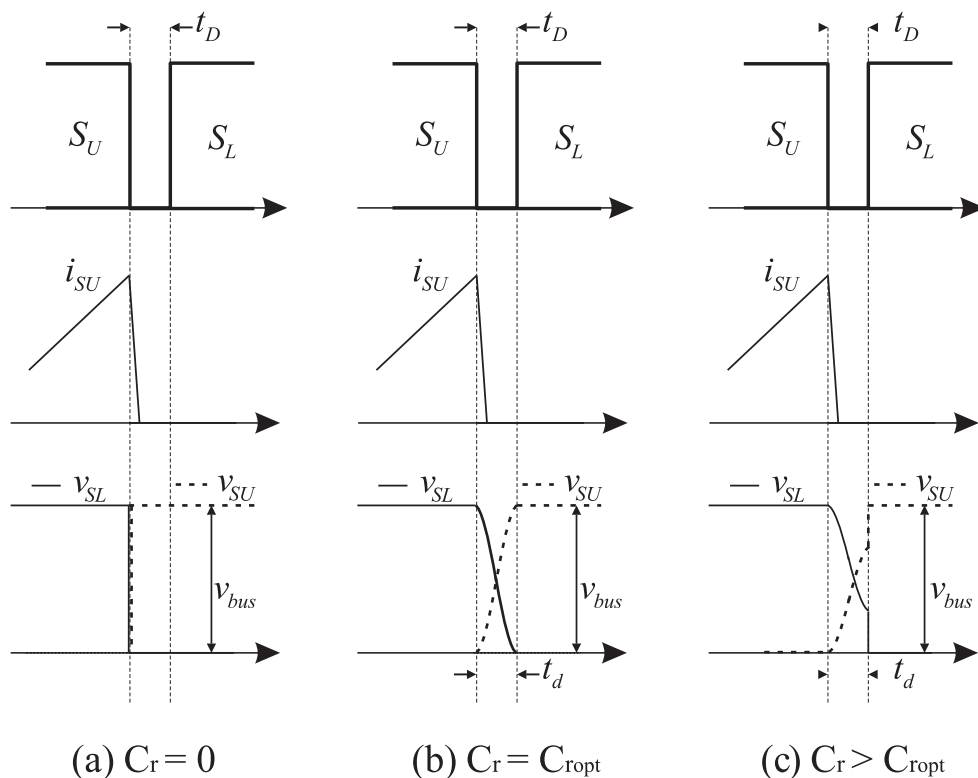


Figura 3-14.: Señales de encendido de S_L y S_U , corriente i_{SU} , y tensiones v_{SU} y v_{SL} para los casos: a) $C_r = 0$; b) $C_r = C_{ropt}$; c) $C_r > C_{ropt}$

de la Fig. 3-2. La función de estos capacitores es retrasar el crecimiento de la tensión sobre las llaves S_L y S_U durante el apagado de las mismas. Este retardo es preciso, debido a que en la práctica las llaves no pueden apagarse llevando su corriente del estado de encendido a cero instantáneamente. En la realidad existe un tiempo finito en el apagado de una llave, desde el momento en que su corriente empezó a disminuir hasta el momento en que se hace cero, denominado "tiempo de caída" (del inglés fall time). Durante este tiempo es preciso retrasar el crecimiento de la tensión sobre la llave que se apaga, para reducir sus pérdidas. Es deseable que los capacitores de snubber sean lo más grandes posible, a fin de retrasar al máximo la crecida de la tensión y así minimizar las pérdidas de apagado. Sin embargo, debe notarse que la tensión en la llave próxima a encenderse disminuye en la misma medida que crece la tensión en la llave que se apaga. Esto significa que si se colocan capacitores demasiado grandes con el fin de retardar

el crecimiento de la tensión sobre la llave que se está apagando, se esta retardando la caída a cero de la tensión en la llave próxima a encenderse. Si el retardo es demasiado grande, la llave próxima a encenderse, encenderá con un valor de tensión distinto de cero en sus terminales, produciéndose pérdidas de encendido. Para cada punto de operación del convertidor debe existir un valor optimo de los capacitores de snubber $C_{r_{opt}}$, que haga que la tensión sobre la llave próxima a encenderse llegue a cero justo en el instante de encendido. En la Fig. **3-14** se ilustran las tres situaciones que pueden ocurrir durante el encendido de la llave S_L (que es el más crítico). Esta figura muestra las señales de encendido de las llaves S_L y S_U , la corriente i_{SU} por la llave S_U y las tensiones v_{SU} y v_{SL} sobre las llaves S_L y S_U respectivamente. En la Fig. **3-14(a)** se ilustra lo que sucede cuando $C_r = 0$; puede verse que la tensión v_{SU} crece bruscamente al valor de la tensión v_{bus} . En esta situación, durante el tiempo en que la corriente i_{SU} descien- de desde su valor pico a cero, se producirán grandes pérdidas por conmutación. En la Fig. **3-14(b)** puede verse lo que sucede cuando $C_r = C_{r_{opt}}$, el crecimiento de la tensión v_{SU} se retarda, manteniéndose con magnitud reducida durante el tiempo que tarda la corriente i_{SU} en caer a cero; lo cual reduce considerablemente las pérdidas producidas en el apagado de la llave S_U . Con este valor de capacidad, la tensión v_{SL} cae a cero justo en el instante de encendido de la llave S_L , por lo que no se producen pérdidas de conmutación en el encendido de la llave S_L . En la Fig. **3-14(c)** se ilustra lo que sucede si se utilizan capacitores de snubber $C_r > C_{r_{opt}}$. En este caso, en el momento de encendido de la llave S_L , su tensión v_{SL} aún no llegó a cero, y la tensión v_{SU} aun no llegó a v_{bus} . Al encenderse S_L el capacitor de snubber en paralelo con esta llave (ver Fig. Fig. **3-2**) se cortocircuita a través de la llave S_L , transformándose su energía almacenada en pérdidas en la llave. Al mismo tiempo, el capacitor de snubber en paralelo con la llave S_U debe cargarse súbitamente a la tensión v_{bus} , a través de la llave S_L , generándose un pico de corriente que provoca aun más pérdidas en la llave. Para evitar que esto último suceda y poder colocar capacitores más grandes, es natural pensar en

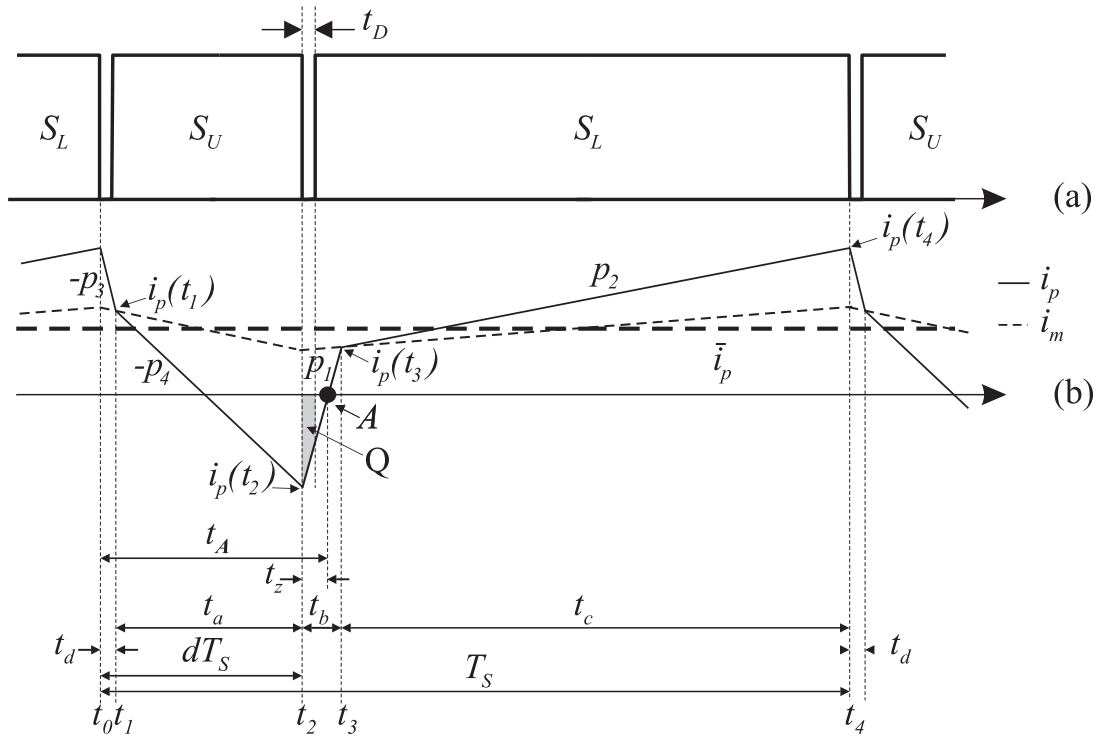


Figura 3-15.: Ilustración de la energía Q , utilizada para realizar el dimensionamiento de los capacitores de snubber C_r . (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m .

aumentar el tiempo muerto t_D (que es el tiempo que tienen los capacitores para completar su proceso de carga y descarga), sin embargo recordemos que esto no es posible, ya que (como se explicó previamente) el tiempo muerto está limitado por el tiempo $t_{z_{min}}$ que se tiene para encender la llave S_L antes de que la corriente por el primario del transformador haya cambiado de signo en el punto A .

Diseño de los capacitores de snubber C_r :

Para calcular el valor máximo que pueden tener los capacitores de snubber C_r , a fin de que la tensión haya llegado a cero antes de que se encienda la llave S_L en todo el rango de operación del convertidor, se utilizará una aproximación conservativa que consiste en calcular el área de la corriente i_p , durante el intervalo de tiempo muerto t_D en el que $i_t < 0$. Este área corresponde al área sombreada que se ilustra en la Fig. 3-15, y representa la mínima carga Q posible a transferir a los capacitores C_r (pues el área está computada para $C_r = 0$). Esta aproximación

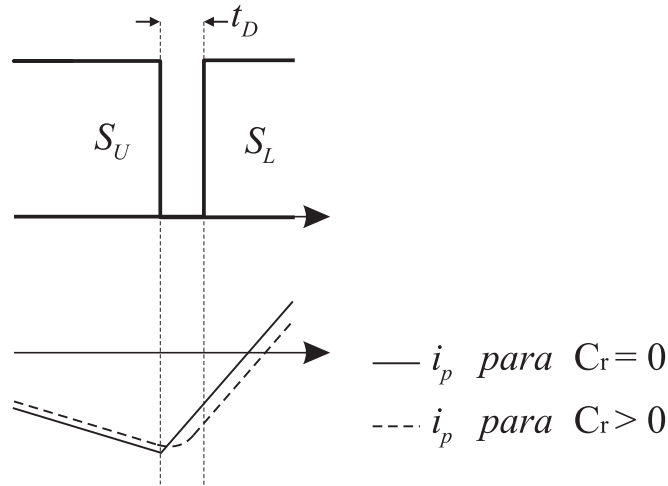


Figura 3-16.: Conservativa

es conservativa, debido a que el retardo en el descenso de la tensión v_{SL} (luego de que se apaga S_U), provocado por la presencia de los capacitores de snubber en el circuito del convertidor, tendrá como efecto una mayor carga posible a transferir a dichos capacitores durante el intervalo t_D . Para ilustrar esto, en la Fig. 3-16 se compara el comportamiento de la corriente i_p para los casos en que $C_r = 0$ (línea continua) y en que $C_r > 0$ (línea a trazos). Es fácil notar en esta figura, que el área de la corriente i_p durante el intervalo de tiempo muerto t_D , es mayor para el caso en que $C_r > 0$.

Si se analiza el circuito del convertidor (Fig. 3-2), cuando se abre S_L , la corriente i_p comienza a cargar el capacitor C_r en paralelo con S_L , mientras que al mismo ritmo, descarga el capacitor C_r en paralelo con S_U . Así, durante el apagado de S_L , la corriente i_p transfiere la energía Q al equivalente a de los dos capacitores de snubber conectados en paralelo, $2C_r$. Para completar el proceso de carga y descarga de los capacitores de snubber en el tiempo de retardo t_D , la energía Q debe ser suficiente en todo el rango de operación para cargar totalmente un capacitor de magnitud $2C_r$ desde cero a la tensión V_{bus} . Así, se puede definir el cociente $C_{r0} = Q/2V_{bus}$, que representa el valor máximo que pueden tener los capacitores C_r , para asegurar la excursión de la tensión v_{SL} sobre la llave S_L , desde V_{bus} hasta cero en el tiempo t_D . Utilizando como tiempo muerto el valor máximo $t_D = 0.48\mu s$ (obtenido previamente en esta sección), en la Fig. 3-17 se

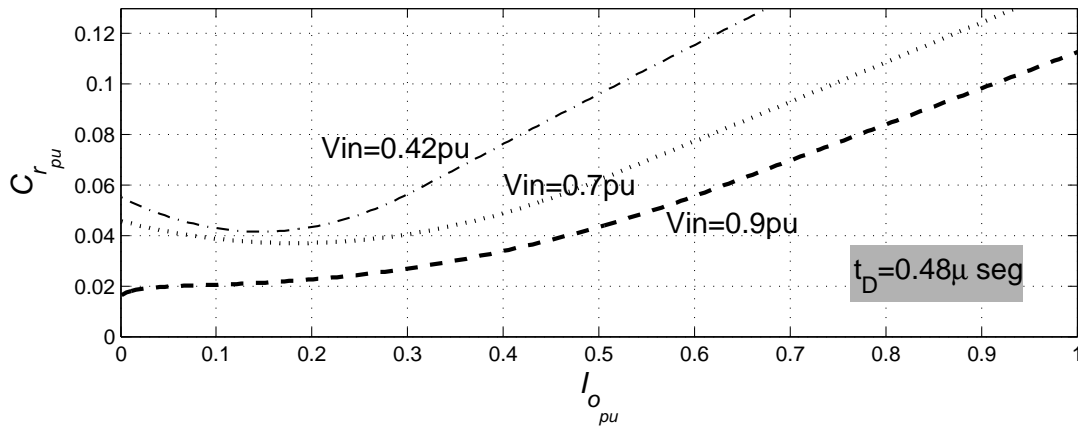


Figura 3-17.: Máximo valor del capacitor de snubber $C_{r_{pu}}$ para operar en conmutación suave

ilustra la capacidad en valores por unidad $C_{r_{pu}} = (2\pi R_B/T_B)C_{r_0}$, en función de la corriente de salida del convertidor, calculada para $V_o = 1pu$ y para varios valores de V_{in} en el rango $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$. El mínimo de cada curva representa el máximo valor de capacidad que asegura la excursión en V_{SL} desde V_{bus} hasta cero, en todo el rango posible de I'_o , cuando el convertidor opera a la correspondiente tensión V_{in} . Nótese que las curva correspondiente a $V_{in} = 0.9$ es la que impone el máximo valor de capacidad C_r a utilizar, pues las curvas correspondientes a valores menores de V_{in} se encuentran por encima de esta. El caso de alta tensión de entrada es entonces el peor caso para lograr la conmutación suave. Un valor de $C_{r_{pu}} \approx 0.02$ asegura la conmutación suave para todo el rango de corriente de salida $0 < I'_{o_{pu}} < 1$ y $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$.

3.5. Convertidor CSPBC a implementarse en la práctica

En el marco de esta tesis se realizará el diseño y construcción de un prototipo de convertidor CSPBC de $3kW$. Con este prototipo, se podrán corroborar experimentalmente las características en cuanto al comportamiento del convertidor que fueron desarrolladas en este capítulo, y todos los resultados teóricos que se obtendrán en los capítulos siguientes. En esta sección se dará una introducción

inicial acerca del convertidor a implementarse, dándose los primeros pasos de su diseño. Se dejarán definidas sus principales características, tales como sus rangos de potencia, tensión y corriente; y los parámetros de su transformador de aislamiento, necesarios para que las llaves operen en conmutación suave. Se dejarán definidos también los valores de los capacitores de entrada y salida, los cuales serán necesarios en capítulos siguientes, para desarrollar modelos y realizar simulaciones del convertidor. Los detalles constructivos y de implementación, del transformador de aislamiento y del convertidor propiamente dicho, se remiten a los Capítulos 5 y 7 respectivamente.

En las secciones anteriores, se realizó el análisis del convertidor en valores por unidad; mientras que se utilicen los mismos valores por unidad de los inductores L_{mp} y L_{LKp} , las curvas obtenidas previamente son válidas para diseñar y predecir el comportamiento del convertidor independientemente de sus valores particulares de tensión, corriente y potencia.

3.5.1. Características deseadas del convertidor

Se desea diseñar un convertidor CSPBC de potencia máxima nominal $P_n = 3kW$, que opere con una tensión de salida constante $V_o = 460V$ y cuya máxima tensión de entrada sea $V_{in_{max}} = 300V$. Se utilizará para la implementación una frecuencia de conmutación $f_s = 50kHz$ (periodo de conmutación $T_s = 20\mu s$). Los valores base para las tensiones y corrientes del convertidor (ver sec. 3.3.2), fueron definidos respectivamente como la tensión de salida nominal referida al primario del transformador y la corriente máxima de salida nominal referida al primario. Así, con los datos especificados para el convertidor resulta $V'_{oB} = n460V$ y $I'_{oB} = P_n/nV_o \approx (6.52/n)A$.

3.5.2. Definición de la relación de vueltas del transformador y el rango de tensión de entrada

Se definirá el valor de la relación de transformación n del transformador de aislamiento y el rango de tensión de entrada V_{in} . De acuerdo con los resultados expresados en valores por unidad, obtenidos en la sección 3.4, para que el convertidor opere en conmutación suave, es conveniente trabajar con un rango de tensión de entrada $0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$. Se desea por lo tanto limitar en valor de la tensión máxima de entrada a $V_{in} < 0.9V'_{oB}$. Reemplazando en esta desigualdad el valor de la tensión base, puede despejarse $n > (V_{in_{max}}/0.9V_{oB}) = 0.7246$, y se escoge $n = 3/4$. Con este valor de la relación de transformación, la tensión base del convertidor resulta $V'_{oB} = 345V$ y la corriente base $I'_{oB} = 8.6957A$. Multiplicando la tensión base por el rango de tensión de entrada conveniente en valores por unidad ($0.42 < V_{in_{pu}} < 0.9$), resulta $145V < V_{in} < 310.5V$. Como se impuso la condición inicial de que la máxima tensión de entrada sea $V_{in_{max}} = 300V$, el rango final de tensión de entrada del convertidor resulta $145V < V_{in} < 300V$ ($0.42 < V_{in_{pu}} < 0.87$).

3.5.3. Definición de los valores de inductancia de dispersión y magnetización del transformador

La impedancia base del convertidor a implementarse esta dada por $R_B = V'_{oB}/I'_{oB} = 39.675\Omega$, el periodo base $T_{sB} = 20\mu seg$ y la inductancia base $L_B = (R_B T_B / 2\pi) = 126.9\mu Hy$. Se utilizará para la implementación del transformador del convertidor CSPBC, una inductancia de magnetización igual al valor de la impedancia base $L_m = 126.9\mu Hy$ y una inductancia de dispersión $L_{LKp} = 12.69\mu Hy$, igual al 10% de la inductancia de magnetización.

3.5.4. Definición de los valores de los capacitores del semipuente

Con el fin de mitigar el ripple en la corriente y tensión de entrada del convertidor, se utilizará un capacitor de valor elevado $C_L = 100\mu Hy$. Por otro lado, el capacitor de bus se implementará con un capacitor de valor moderado $C_U = 22\mu Hy$, con el fin de suavizar el ripple sobre la tensión v_{bus} , pero a su vez que su dinámica no se vuelva demasiado lenta. Los capacitores del rectificador de salida C_{RL} y C_{RL} , se implementarán con valores iguales $C_o = 8\mu F$. Estos valores de capacidades fueron probados y ajustados realizando la simulación del convertidor, resultando adecuados para la implementación.

En la Tabla **3-1** se listan las especificaciones y parámetros del convertidor definidos previamente. Los valores en esta tabla serán utilizados a lo largo de la tesis para realizar el modelado y simulación del convertidor, y para realizar el diseño de su transformador de aislamiento.

Tabla **3-1.**: Especificaciones y parámetros del convertidor a implementarse en la práctica.

P_{nom}	$3kW$
$V_{o_{nom}}$	$460V$
$V_{in_{min}} - V_{in_{max}}$	$145V - 300V$
f_s (frecuencia de conmutación)	$50kHz$
$C_L; C_U; C_o$	$100\mu F; 22\mu F; 8\mu F$
$L_{mp}; L_{LKp}$	$126.29\mu Hy; 12.629\mu Hy$
n (rel. de transformación)	$3/4$

4. Modelado de pérdidas en los componentes

4.1. Introducción

Es objetivo de este capítulo desarrollar los modelos necesarios para estimar las pérdidas del convertidor CSPBC en sus principales componentes y en todo su rango de operación, así como poder estimar la eficiencia global del sistema. Este conocimiento será utilizado en el Capítulo 7 para realizar la estimación de las pérdidas y la eficiencia del convertidor implementado en la práctica. Además, permitirá saber en qué componentes se producen la mayor parte de las pérdidas del convertidor, y dónde se debe poner énfasis a la hora del diseño para reducir las mismas. En [41] se presentó un trabajo basado en el modelado de las pérdidas del convertidor obtenido en este capítulo, y en los resultados experimentales obtenidos en el Capítulo 7.

En el Capítulo 3 se dio una descripción detallada del funcionamiento del convertidor CSPBC. Se realizó un análisis de su circuito y de sus principales formas de onda de corriente. A partir de este análisis se arribó a un conjunto de cuatro ecuaciones no lineales que describen el comportamiento del convertidor en estado estacionario. Esas ecuaciones serán utilizadas en este capítulo para obtener los valores medios y rms, de las corrientes y/o tensiones necesarias para el cálculo de pérdidas.

Para poder calcular las pérdidas, primero es necesario conocer los valores me-

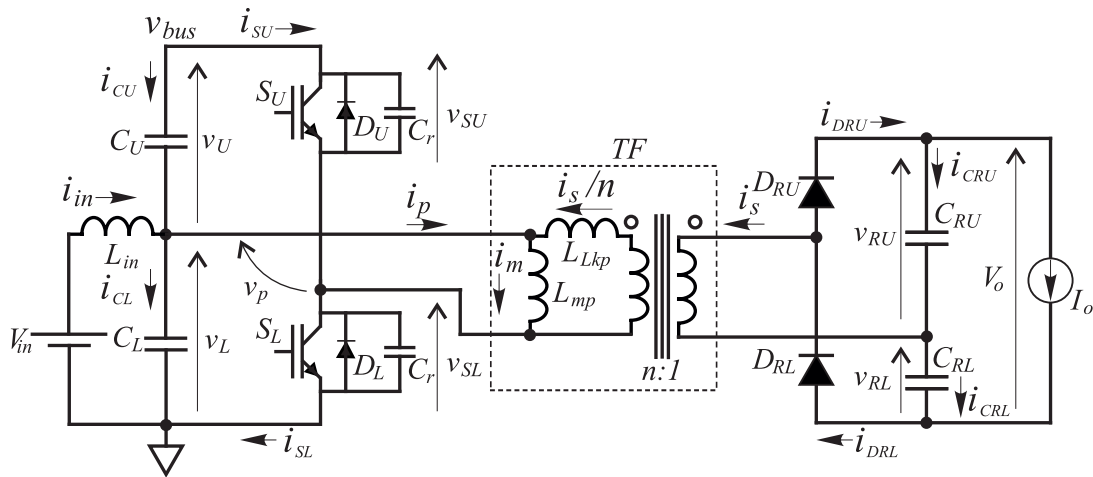


Figura 4-1.: Convertidor CSPBC.

dios y medios cuadráticos (rms, por sus siglas en inglés), de las corrientes y/o tensiones que deben soportar los componentes del circuito en todo el rango de operación del convertidor. Estos valores se pueden hallar, para cada punto de operación particular definido por V_{in} , I_o' y V_o' ; partiendo de la solución numérica de las ecuaciones no lineales (3-10)-(3-13) y haciendo uso de sencillas consideraciones geométricas sobre las formas de onda de las corrientes y/o tensiones. El mismo procedimiento puede utilizarse para conocer los valores máximos y mínimos de corriente y tensión, que deben soportar los componentes del circuito, a fin de poder seleccionar los más adecuados para la implementación práctica del convertidor.

4.2. Procedimiento para calcular los valores medios y rms

En la Fig. 4-1 se muestra el circuito del convertidor, donde se indican todas sus corrientes y tensiones. En la Fig. 4-2 se ilustran las formas de onda que permiten comprender el funcionamiento del circuito del convertidor. Estas formas de onda ya fueron presentadas en el Capítulo 3 y se repiten aquí, para facilitar la comprensión de lo expuesto en este capítulo. En estas figuras T_s es el periodo

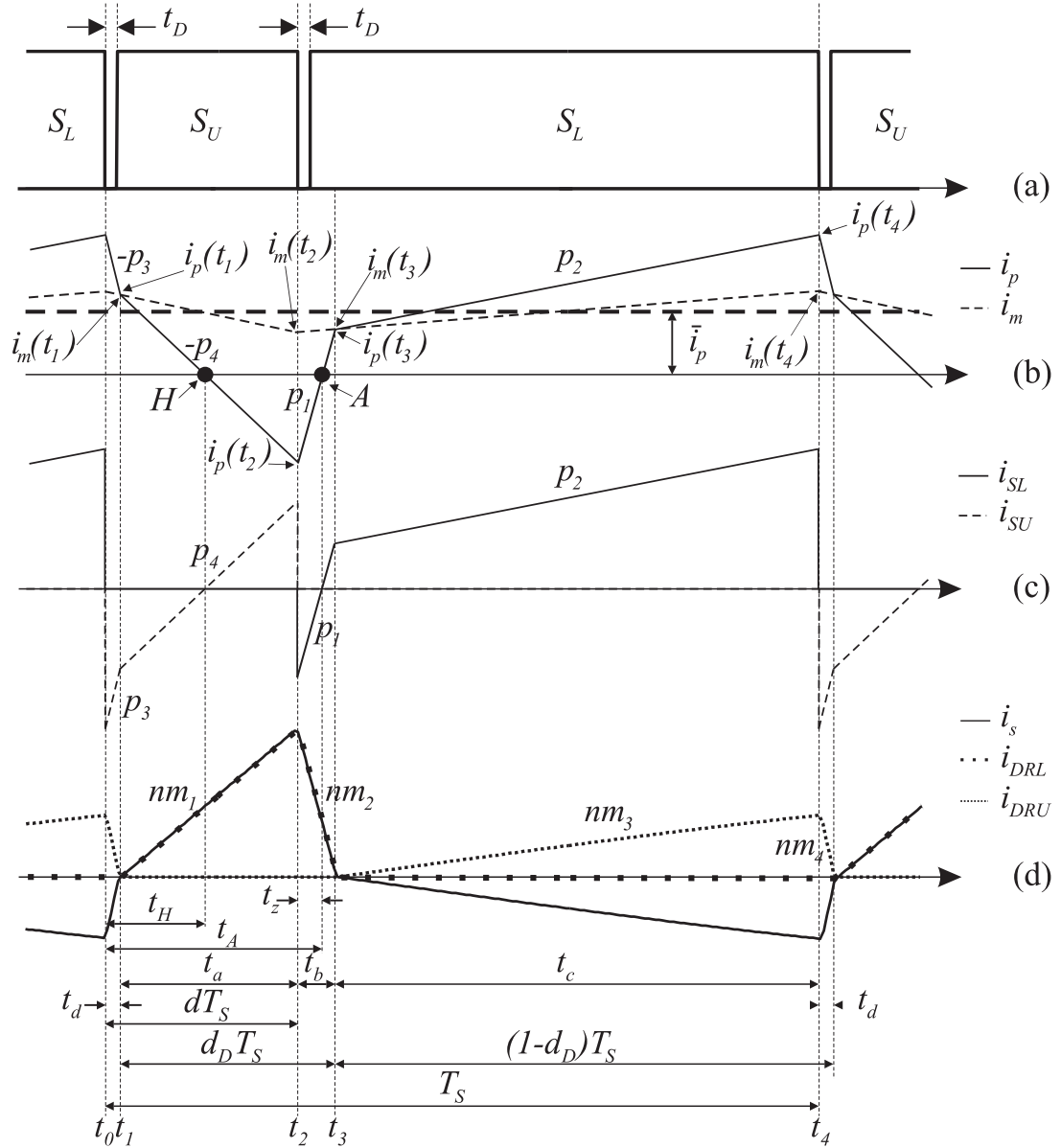


Figura 4-2.: Formas de onda para $d \leq 0.5$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) i_s , i_{DRL} e i_{DRU} .

de conmutación de las llaves del convertidor, d es el ciclo de trabajo de las llaves activas y d_D es el ciclo de trabajo de los diodos del rectificador. Las formas de onda corresponden al convertidor operando con un ciclo de trabajo de la llave S_U , $d < 0.5$. La Fig. 4-2(a) ilustra las señales de encendido de las llaves S_U y S_L . La Fig 4-2(b) ilustra la corriente i_p por el primario del transformador, su valor medio \bar{i}_p , y la corriente de magnetización i_m . Se indican las pendientes $p_1 - p_4$ de los segmentos que conforman la corriente i_p , y los valores que toman las corrientes i_p e i_m en los instantes t_0, t_1, t_2 y t_3 en los cuales se producen los

cambios de pendiente. El tiempo indicado como t_A es el instante (contado desde t_0), en que la corriente i_p cambia de negativa a positiva en el punto A , y el tiempo indicado como t_H es el instante en que la corriente i_p cambia de positiva a negativa en el punto H . En la Fig. 4-2(c) se muestran las formas de onda de las

Tabla 4-1.: Procedimiento para computar todos los tiempos, y pendientes de las formas de onda del convertidor, necesarios para el cálculo de las corrientes medias y rms.

Parámetro	Forma de obtenerlo
V_{in}, I'_o y V'_o	Datos del punto de operación, con $I'_o = I_o/n$ y $V'_o = nV_o$
$t_b; t_d; V_{bus}$ y V'_{RU}	Resolver el sistema de ecuaciones (3-10)-(3-13) en el punto de operación
V_U	$V_U = (V_{bus} - V_{in})$
V'_{RL}	$V'_{RL} = (V'_o - V'_{RU})$. Donde $V'_{RL} = nV_{RL}$ y $V'_{RU} = nV_{RU}$
\bar{i}_p	$\bar{i}_p = (I'_o V'_o / V_{in})$
d	$d = (V_{in} / V_{bus})$
d_D	$d_D = (V'_{RU} / V'_o)$
t_a	$t_a = (d_D T_s - t_b)$
t_c	$t_c = [(1 - d_D) T_s - t_d]$
t_0	$t_0 = 0$
t_1	$t_1 = t_d$
t_2	$t_2 = (t_a + t_d)$
t_3	$t_3 = (t_2 + t_b)$
t_4	$t_4 = T_s$
m_1	$m_1 = (V_U - V'_{RL}) / L_{LKp}$
m_2	$m_2 = -(V_{in} + V'_{RL}) / L_{LKp}$
m_3	$m_3 = (V_{in} - V'_{RU}) / L_{LKp}$
m_4	$m_4 = -(V_U + V'_{RU}) / L_{LKp}$
p_1	$p_1 = (V_{in} / L_p + V'_{RL} / L_{LKp})$
p_2	$p_2 = (V_{in} / L_p - V'_{RU} / L_{LKp})$
p_3	$p_3 = (V_U / L_p + V'_{RU} / L_{LKp})$
p_4	$p_4 = (V_U / L_p - V'_{RL} / L_{LKp})$
$i_m(t_0)$	$i_m(t_0) = [\bar{i}_p + (t_2 V_U / L_{Lmp})]$
$i_m(t_1)$	$i_m(t_1) = [i_m(t_0) - (t_1 V_U / L_{Lmp})]$
$i_m(t_2)$	$i_m(t_2) = [i_m(t_0) - (t_2 V_U / L_{Lmp})]$
$i_m(t_3)$	$i_m(t_3) = [i_m(t_2) + (t_b V_{in} / L_{Lmp})]$
$i_p(t_0)$	$i_p(t_0) = (i_m(t_1) + p_3 t_1)$
$i_p(t_1)$	$i_p(t_1) = i_m(t_1)$
$i_p(t_2)$	$i_p(t_2) = (i_p(t_1) - p_4 t_a)$
$i_p(t_3)$	$i_p(t_3) = i_m(t_3)$
t_z	$t_z = \begin{cases} [-i_p(t_2) / p_1]; & \text{si } i_p(t_3) \geq 0 \\ [-i_p(t_2) / p_1 + i_p(t_3) / p_1 - i_p(t_3) / p_2]; & \text{si } i_p(t_3) < 0 \end{cases}$
t_A	$t_A = t_2 + t_z$
t_H	$t_H = t_2 + [i_p(t_2) / p_4]$

corrientes i_{SL} e i_{SU} por las llaves S_L y S_U respectivamente (nótese que los valores pico y las pendientes de estas corrientes tienen una correspondencia con los de la corriente i_p). En la Fig. 4-2(d) se ilustran las corrientes i_{DRL} e i_{DRU} por los diodos del rectificador y la corriente i_s por el secundario del transformador. Se indican los valores de las pendientes $nm_1 - nm_4$ de los segmentos que conforman estas corrientes.

Las ecuaciones no lineales (3-10)-(3-13) presentadas en el Capítulo 3, pueden ser resueltas utilizando un programa de resolución numérica como Matlab [69], para cualquier punto de operación de estado estacionario del convertidor definido por V_{in} , I'_o y V'_o . Esta solución numérica arrojará como resultado los valores de estado estacionario V_{bus} y $V'_{RU} = nV_{RU}$ (correspondientes a las tensiones v_{bus} y nv_{RU} indicadas en la Fig. 4-1), y los tiempos t_b y t_d (indicados en la Fig. 4-2). Con estos resultados y haciendo uso de sencillas consideraciones geométricas sobre las formas de onda, pueden calcularse los valores de todos los tiempos, pendientes, valores pico de las corrientes, etc; indicados en la Fig. 4-2. En la Tabla 4-1 se lista el procedimiento para calcular estos valores, los cuales serán utilizados a lo largo de este capítulo para calcular los valores medios y rms de las corrientes y/o tensiones del convertidor.

Todas las corrientes (o tensiones) del convertidor son periódicas en T_s y están formadas por triángulos (o rectángulos) superpuestos, por lo tanto con el conocimiento de todas las pendientes de sus formas de onda y los valores que toman las corrientes en los instantes de cambio de pendiente, pueden computarse fácilmente las integrales para obtener los valores medios y rms de las corrientes (o tensiones) en cada componente del convertidor:

$$I_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i(t) dt \quad (4-1)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} [i(t)]^2 dt} \quad (4-2)$$

En lo que sigue se presentarán las ecuaciones que permiten realizar el cálculo de los valores medios y rms, de las corrientes y/o tensiones, necesarios para realizar el cálculo de las pérdidas en los principales componentes del circuito del convertidor. Como se explicó en el Capítulo 3, para obtener un resultado general que no dependa de las características particulares de potencia, tensión y corriente del convertidor, las ecuaciones pueden ser resueltas en valores por unidad. Definiendo a los valores de base I'_{oB} y V'_{oB} como los valores nominales de I'_o y V'_o respectivamente; la impedancia base como $R_B = V'_{oB}/I'_{oB}$, el periodo base $T_{sB} = T_s$ y la inductancia base $L_B = R_B T_{sB}/2\pi$. Así, para ver los resultados generales del comportamiento de las corrientes y/o tensiones del convertidor, las ecuaciones de valores medios y rms obtenidas en este capítulo, serán graficadas en valores por unidad, para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y para el rango de tensión de entrada $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

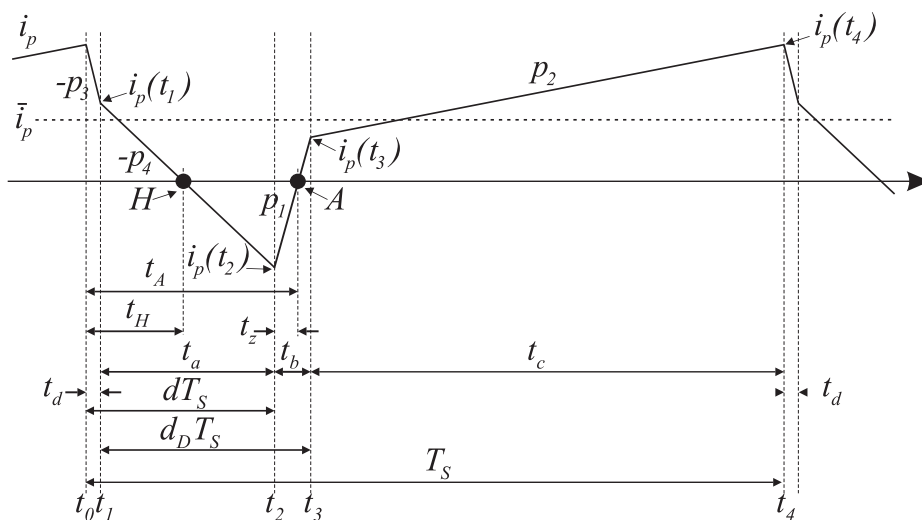


Figura 4-3.: Corriente i_p que circula por el primario del transformador.

4.3. Transformador: Valores medios y rms

4.3.1. Valor medio y rms de la corriente por el primario del transformador

En la Fig. 4-3 se muestra la forma de onda de la corriente i_p que circula por el primario del transformador. A partir de esta figura y resolviendo las ecuaciones (4-2) y (4-1), se pueden computar las siguientes ecuaciones que permiten obtener el valor rms I_{prms} , y el valor medio I_{pmed} de la corriente que circula por el primario del transformador, en función de los valores computados usando la Tabla 4-1:

$$T_s I_{prms}^2 = \begin{cases} i_p^2(t_1)t_1 + i_p(t_1)p_3t_1^2 + \frac{p_3^2}{3}t_1^3 + \frac{p_4^2}{3}(t_H - t_1)^3 + \\ + \frac{p_4^2}{3}(t_2 - t_H)^3 + \frac{p_1^2}{3}(t_A - t_2)^3 + \frac{p_1}{3}(t_3 - t_A)^3 + \\ + i_p^2(t_3)(t_4 - t_3) + i_p(t_3)p_2(t_4 - t_3)^2 + \frac{p_2^2}{3}(t_4 - t_3)^3; & \text{si } i_p(t_3) \geq 0 \\ i_p^2(t_1)t_1 + i_p(t_1)p_3t_1^2 + \frac{p_3^2}{3}t_1^3 + \frac{p_4^2}{3}(t_H - t_1)^3 + \\ + \frac{p_4^2}{3}(t_2 - t_H)^3 + i_p^2(t_3)(t_3 - t_2) - i_p(t_3)p_1(t_3 - t_2)^2 + \\ + \frac{p_1^2}{3}(t_3 - t_2)^3 + \frac{p_2^2}{3}(t_A - t_3)^3 + \frac{p_2^2}{3}(t_4 - t_A)^3; & \text{si } i_p(t_3) < 0. \end{cases} \quad (4-3)$$

$$T_s I_{pmed} = \begin{cases} i_p(t_1)t_1 + \frac{p_3}{2}t_1^2 + \frac{p_4}{2}(t_H - t_1)^2 - \frac{p_4}{2}(t_2 - t_H)^2 + \\ - \frac{p_1}{2}(t_A - t_2)^2 + \frac{p_1}{2}(t_3 - t_A)^2 + i_p(t_3)(t_4 - t_3) + \\ + \frac{p_2}{2}(t_4 - t_3)^2; & \text{si } i_p(t_3) \geq 0 \\ i_p(t_1)t_1 + \frac{p_3}{2}t_1^2 + \frac{p_4}{2}(t_H - t_1)^2 - \frac{p_4}{2}(t_2 - t_H)^2 + \\ + i_p(t_3)p_1(t_3 - t_2)^2 - \frac{p_1}{2}(t_3 - t_2)^2 - \frac{p_2}{2}(t_A - t_3)^2 + \\ + \frac{p_2}{2}(t_4 - t_A)^2; & \text{si } i_p(t_3) < 0. \end{cases} \quad (4-4)$$

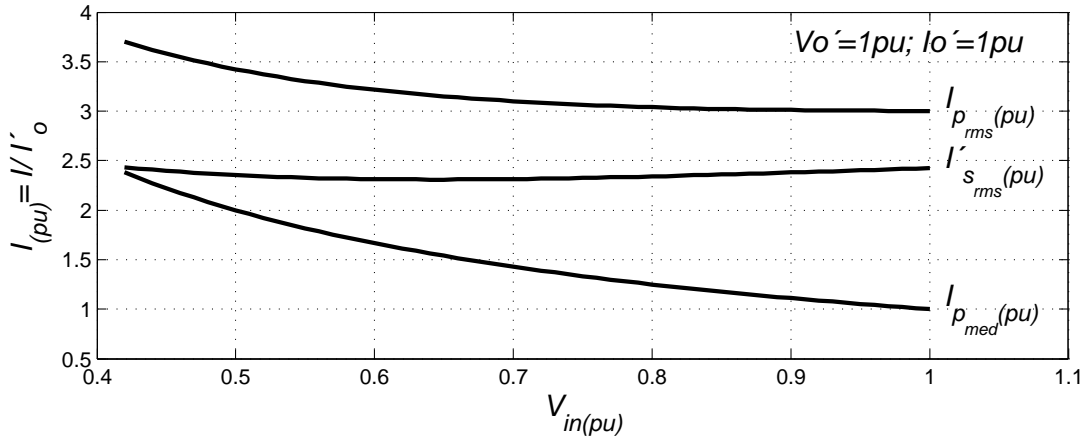


Figura 4-4.: Corrientes $I_{p_{med}(pu)}$ y $I_{p_{rms}(pu)}$ del primario del transformador; y corriente $I_{s_{rms}(pu)}$ del secundario reflejada al primario. Para el convertidor operando con $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

El la Fig. 4-4 se grafican los valores medio y rms de la corriente por el primario del transformador, en valores por unidad, obtenidos para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$ y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

4.3.2. Valor rms de la corriente por el secundario del transformador

La forma de onda de la corriente i_s que circula por el secundario del transformador, se muestra en la Fig. 4-5. Esta corriente tiene valor medio cero, y su

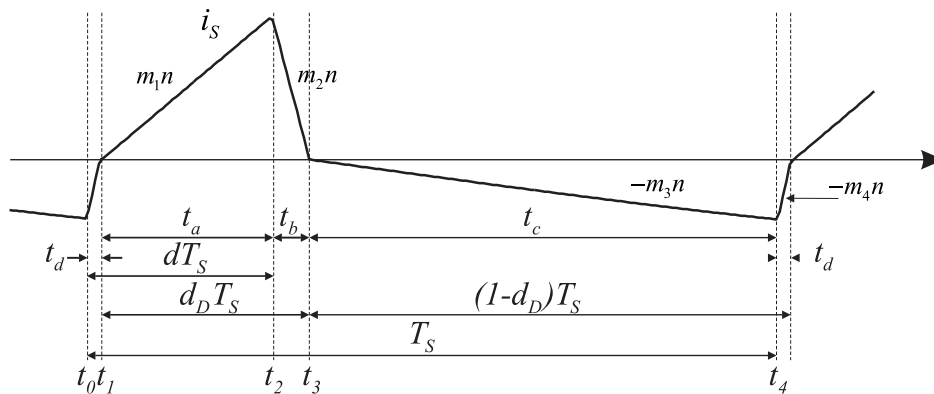


Figura 4-5.: Corriente i_s , que circula por el secundario del transformador.

valor rms $I_{s_{rms}}$, puede obtenerse de la siguiente ecuación:

$$T_s I_{s_{rms}}^2 = \frac{(m_1 n)^2}{3} t_a^3 + \frac{(m_2 n)^2}{3} t_b^3 + \frac{(m_3 n)^2}{3} t_c^3 + \frac{(m_4 n)^2}{3} t_d^3 \quad (4-5)$$

En la Fig. 4-4 se grafica el valor rms de la corriente por el secundario del transformador reflejada al primario, $i'_s = i_s/n$. Esta figura esta expresada en valores por unidad y obtenida para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$ y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

4.3.3. Valor rms de la tensión en la inductancia de magnetización del transformador

Más adelante en este capítulo se propone un modelo para calcular las pérdidas en el transformador. En este modelo, se agrega al circuito del transformador una resistencia en paralelo con la inductancia de magnetización L_{mp} . Para calcular las pérdidas en dicha resistencia se se precisa conocer el valor rms de la tensión aplicada sobre L_{mp} . En la Fig. 4-6 se muestra la forma de la tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización, que es igual a la tensión v_p aplicada sobre el primario del transformador (ver circuito Fig. 4-1). A partir de esta figura y

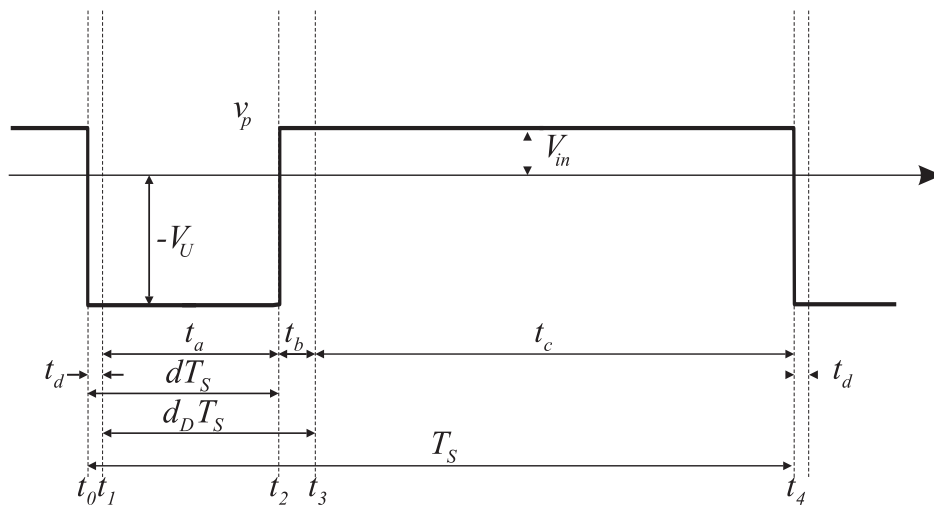


Figura 4-6.: Tensión v_p , aplicada sobre la inductancia de magnetización.

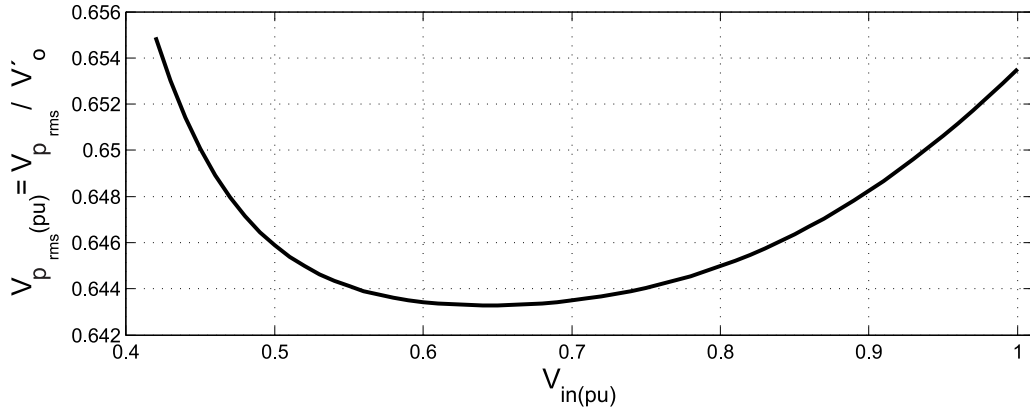


Figura 4-7.: Valor rms $V_{p_{rms}}(pu)$ de la tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización del transformador, para el convertidor operando con $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

resolviendo la ecuación (4-2), puede obtenerse que el valor rms $V_{p_{rms}}$ de v_p , está dado por:

$$V_{p_{rms}} = V_{in} \sqrt{\frac{1-d}{d}} \quad (4-6)$$

En la Fig. 4-7 se grafica el valor rms $V_{p_{rms}}$, de la tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización. Esta curva está expresada en valores por unidad, para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$ y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

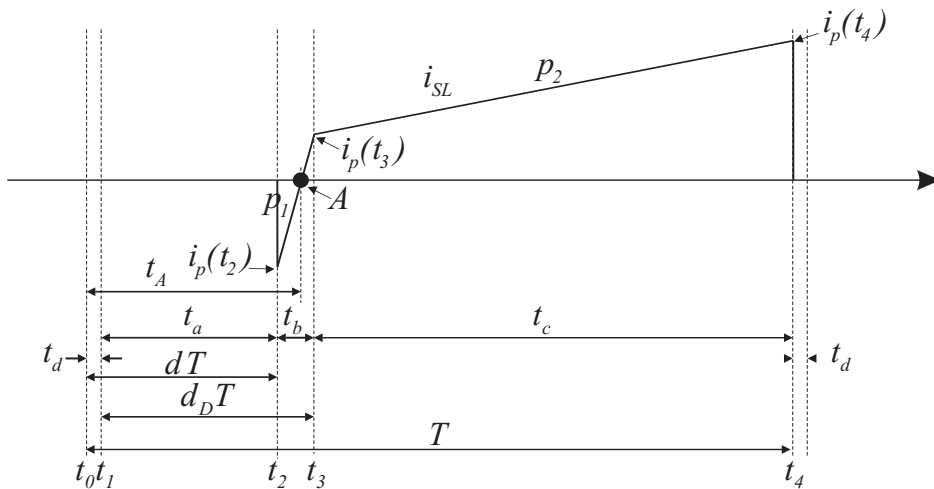


Figura 4-8.: Corriente i_{SL} , que circula por la llave S_L .

4.4. Semiconductores: Valores medios y rms

Aquí se presenta la forma de calcular los valores medios y rms de las corrientes que circulan por los dispositivos semiconductores del convertidor CSPBC. Estos dispositivos son: las llaves de la pierna de conmutación S_L y S_U y los diodos del rectificador D_{RL} y D_{RU} . Para poder calcular las pérdidas en las llaves es preciso separar el cálculo de los valores medios y rms de las corrientes correspondientes a sus IGBT's y sus correspondientes diodos de recuperación inversa.

4.4.1. Llave S_L

La Fig. 4-8 ilustra la corriente i_{S_L} que circula por la llave S_L del convertidor. La parte positiva corresponde a la corriente por el IGBT de la llave S_L y se denotará I_{igbtL} . La parte negativa es la corriente que circula por su diodo de recuperación inversa D_L y se denotará I_{DL} . Los valores de corriente media y rms correspondientes al IGBT ($I_{igbtL_{rms}}$, $I_{igbtL_{med}}$), y al diodo de recuperación inversa ($I_{DL_{rms}}$, $I_{DL_{med}}$), pueden obtenerse a partir de la resolución numérica de las siguientes ecuaciones:

$$T_s I_{igbtL_{rms}}^2 = \begin{cases} \frac{p_1^2}{3}(t_3 - t_A)^3 + i_p(t_3)^2(t_4 - t_3) + \\ + i_p(t_3)p_2(t_4 - t_3)^2 + \frac{p_2^2}{3}(t_4 - t_3)^3; & \text{si } i_p(t_3) \geq 0 \\ \frac{p_2^2}{3}(t_4 - t_A)^3; & \text{si } i_p(t_3) < 0. \end{cases} \quad (4-7)$$

$$T_s I_{igbtL_{med}} = \begin{cases} \frac{p_1}{2}(t_3 - t_A)^2 + i_p(t_3)(t_4 - t_3) + \\ + \frac{p_2}{2}(t_4 - t_3)^2; & \text{si } i_p(t_3) \geq 0 \\ \frac{p_2}{2}(t_4 - t_A)^2; & \text{si } i_p(t_3) < 0. \end{cases} \quad (4-8)$$

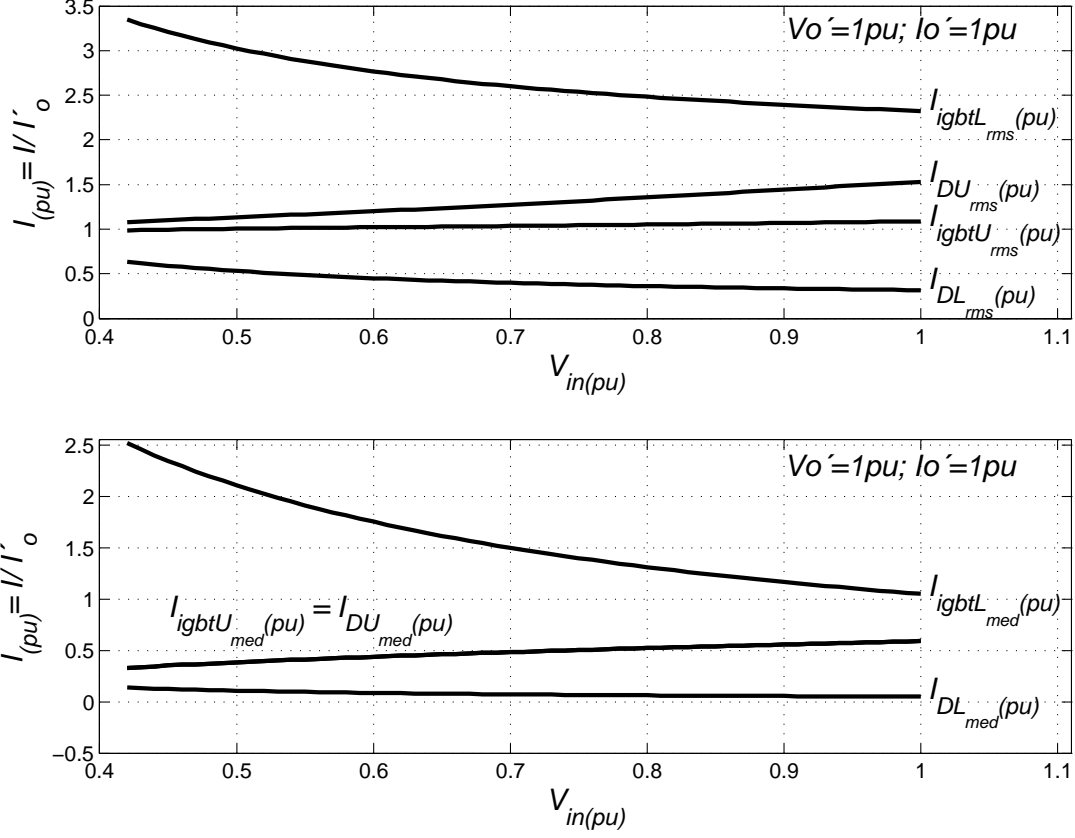


Figura 4-9.: Valores rms y medios, de las corrientes que circulan por los IGBT's y los diodos de las llaves S_U y S_L . Para el convertidor operando con $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

$$T_s I_{DL_{rms}}^2 = \begin{cases} \frac{p_1^2}{3}(t_A - t_2)^3; & \text{si } i_p(t_3) \geq 0 \\ i_p(t_3)^2(t_3 - t_2) - i_p(t_3)p_1(t_3 - t_2)^2 + \\ + \frac{p_1^2}{3}(t_3 - t_2)^3 + \frac{p_1^2}{3}(t_A - t_3)^3; & \text{si } i_p(t_3) < 0. \end{cases} \quad (4-9)$$

$$T_s I_{DL_{med}} = \begin{cases} \frac{p_1}{2}(t_A - t_2)^2; & \text{si } i_p(t_3) \geq 0 \\ \frac{p_2}{2}(t_A - t_3)^2 - i_p t_3(t_3 - t_2) + \frac{p_1}{2}(t_3 - t_2)^2; & \text{si } i_p(t_3) < 0. \end{cases} \quad (4-10)$$

Los valores medios y rms de las corrientes que circulan por el IGBT y el diodo de recuperación inversa de la llave S_L , se ilustran en la Fig. 4-9. Los datos en

esta figura están expresados en valores por unidad, para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

4.4.2. Llave S_U

La Fig. 4-10 ilustra la corriente i_{SU} que circula por la llave S_U del convertidor CSPBC. Al igual que para la corriente por la llave S_L , la parte positiva de la corriente i_{SU} corresponde al IGBT de la llave S_U y se denotará i_{igbtU} , mientras que la parte negativa es la corriente que circula por su diodo de recuperación inversa D_U y se denotará i_{DU} . Los valores de corriente media y rms correspondientes al IGBT ($I_{igbtU_{rms}}$, $I_{igbtU_{med}}$), y al diodo de recuperación inversa de la llave S_U ($I_{DU_{rms}}$, $I_{DU_{med}}$), pueden calcularse utilizando las siguientes ecuaciones:

$$T_s I_{igbtU_{rms}}^2 = \frac{p_4^2}{3} (t_2 - t_H)^3 \quad (4-11)$$

$$T_s I_{igbtU_{med}} = \frac{p_4}{2} (t_2 - t_H)^2 \quad (4-12)$$

$$T_s I_{DU_{rms}}^2 = \frac{p_4^2}{3} (t_H - t_1)^3 + i_p^2(t_1)t_1 + i_p(t_1)p_3t_1^2 + \frac{p_3^2}{3}t_1^3 \quad (4-13)$$

$$T_s I_{DU_{med}} = \frac{p_4}{2} (t_H - t_1)^2 + i_p(t_1)t_1 + \frac{p_3}{2}t_1^2 \quad (4-14)$$

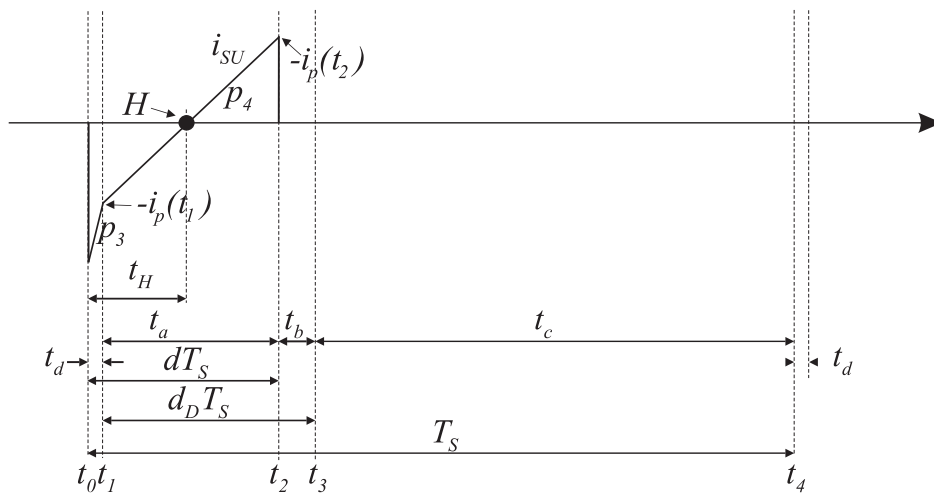


Figura 4-10.: Corriente i_{SU} , que circula por la llave S_U .

Los valores medios y rms de las corrientes que circulan por el IGBT y el diodo de recuperación inversa de la llave S_U , se ilustran en la Fig. 4-9. Los datos en esta figura están expresados en valores por unidad, para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

4.4.3. Diodos rectificadores

En la Fig. 4-11 se muestran las formas de onda de las corrientes i_{DRL} y i_{DRU} que circulan por los diodos del rectificador D_{RL} y D_{RU} respectivamente. Los valores rms ($I_{DRL_{rms}}, I_{DRU_{rms}}$), y medios ($I_{DRL_{med}}, I_{DRU_{med}}$) de estas corrientes pueden computarse resolviendo las siguientes ecuaciones:

$$T_s I_{DRL_{rms}}^2 = \frac{(m_1 n)^2}{3} t_a^3 + \frac{(m_2 n)^2}{3} t_b^3 \quad (4-15)$$

$$T_s I_{DRL_{med}} = \frac{(m_1 n)}{2} t_a^2 + \frac{(m_2 n)}{2} t_b^2 \quad (4-16)$$

$$T_s I_{DRU_{rms}}^2 = \frac{(m_3 n)^2}{3} t_c^3 + \frac{(m_4 n)^2}{3} t_d^3 \quad (4-17)$$

$$T_s I_{DRU_{med}} = \frac{(m_3 n)}{2} t_c^2 + \frac{(m_4 n)}{2} t_d^2 \quad (4-18)$$

En la Fig. 4-12 se grafican los valores medios y rms de las corrientes que circulan por los diodos del rectificador referidas al primario, $i'_{DRU} = i_{DRU}/n$ e

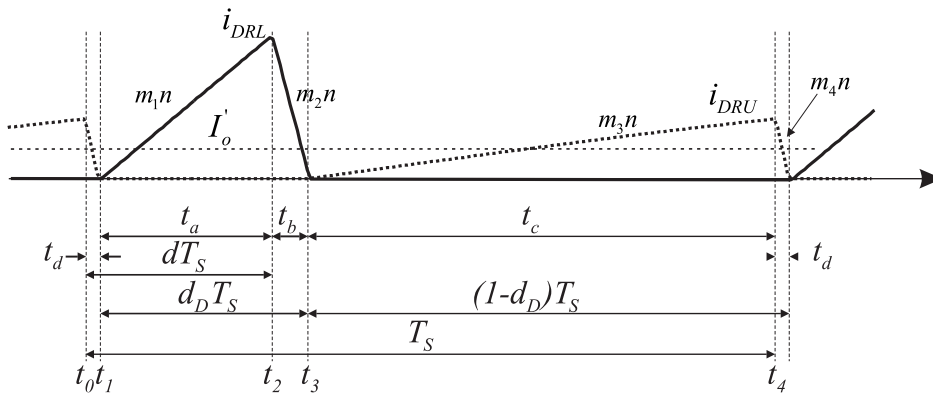


Figura 4-11.: Corrientes i_{DRL} e i_{DRU} , que circulan por los diodos del rectificador.

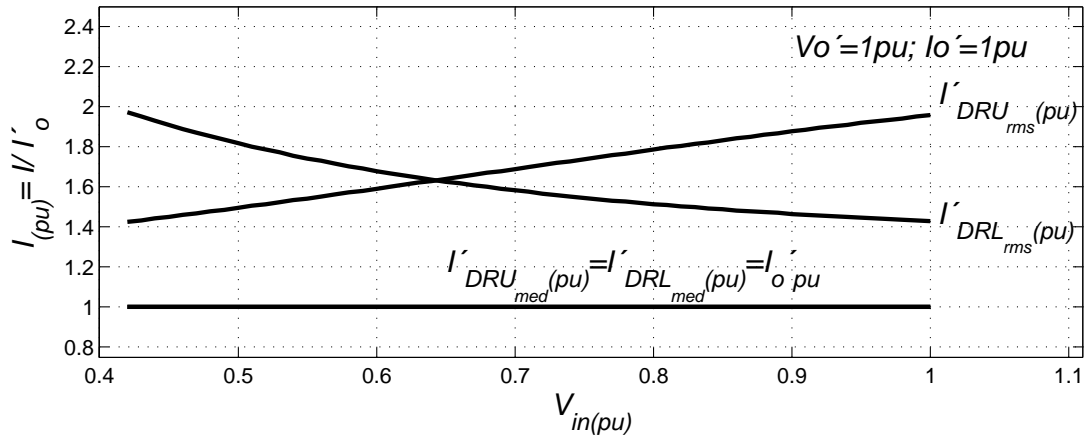


Figura 4-12.: Valores medios y rms de las corrientes i_{DRU} e i_{DRL} , referidas al primario. Para el convertidor operando con $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

$i'_{DRL} = i_{DRL}/n$. Los datos en esta figura están expresados en valores por unidad, para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$. Nótese que los valores medios de las corrientes que circulan por los diodos del rectificador, son ambos iguales a la corriente media de salida para todo el rango de operación del convertidor.

4.5. Capacitores: Valores rms

Aquí se calculan los valores rms de las corrientes que circulan por los capacitores de entrada C_L y C_U , y los capacitores de salida C_{RL} y C_{RU} . Para poder calcular la corriente que circula por el capacitor C_L se supondrá el caso ideal (y peor caso para el capacitor), en que la corriente i_{in} entregada por la fuente de alimentación (Ver circuito: Fig: 4-1) es continua (sin ripple de alta frecuencia), y que todo el ripple de la corriente i_{SL} es absorbido por este capacitor. Con esta suposición, la forma de onda de la corriente i_{CL} , que circula por el capacitor C_L , es la mostrada en la Fig. 4-13. Realizando algunas consideraciones geométricas sobre esta forma de onda y computando la ecuación 4-2, el valor rms $I_{CL_{rms}}$ de i_{CL} puede obtenerse de la siguiente ecuación:

$$T_s I_{CL_{rms}}^2 = \bar{i}_p^2 t_2 + (\bar{i}_p - i_p(t_2))^2 t_b - (\bar{i}_p - i_p(t_2)) p_1 t_b^2 + \frac{p_1^2}{3} t_b^3 + \quad (4-19)$$

$$+ (\bar{i}_p - i_p(t_3))^2 t_c - (\bar{i}_p - i_p(t_3)) p_2 t_c^2 + \frac{p_2^2}{3} t_c^3$$

El valor rms de la corriente i_{CL} que circula por el capacitor C_L , se ilustra en la Fig. 4-14, en valores por unidad y para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

Para calcular el valor de corriente rms que debe soportar el capacitor de entrada superior C_U , debe notarse que la corriente i_{CU} que circula por este capacitor (ver Fig. 4-1), es igual a la corriente i_{SU} que circula por la llave S_U cambiada de signo, por lo que tendrá su mismo valor rms. La corriente i_{SU} , se graficó en la Fig. 4-10. A partir de esta figura y computando la ecuación 4-2, de puede obtener el valor rms $I_{CU_{rms}}$ de i_{CU} resolviendo la siguiente ecuación:

$$T_s I_{CU_{rms}}^2 = T_s I_{SU_{rms}}^2 = \frac{p_4^2}{3} (t_2 - t_H)^3 + \frac{p_4^2}{3} (t_H - t_1)^3 + i_p^2(t_1)t_1 + i_p(t_1)p_3t_1^2 + \frac{p_3^2}{3} t_1^3 \quad (4-20)$$

El valor rms $I_{CU_{rms}}$, se ilustra en la Fig. 4-14, en valores por unidad y para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V'_o = 1pu$ e $I'_o = 1pu$, y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

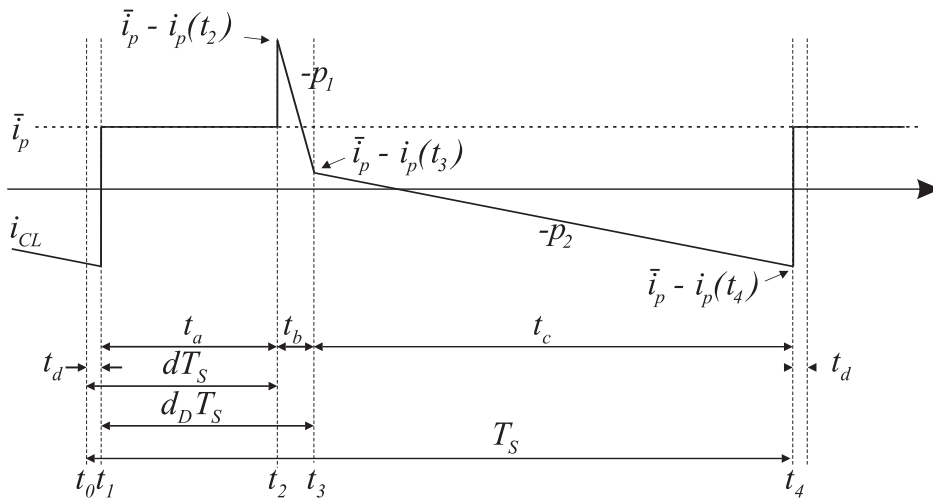


Figura 4-13.: Corriente i_{CL} , que circula por el capacitor C_L .

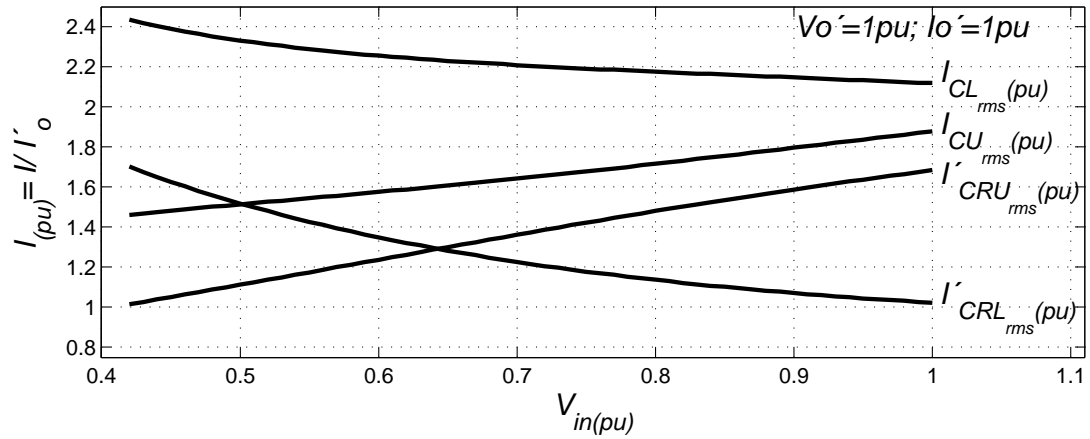


Figura 4-14.: Valores rms de las corrientes que circulan por los capacitores C_U , C_L , C_{RU} y C_{RL} . Para el convertidor operando con $V_o' = 1pu$ e $I_o' = 1pu$, y en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

Para calcular los valores rms de las corrientes i_{CRL} e i_{CRU} que circulan por los capacitores de salida C_{RU} y C_{RL} respectivamente, se supondrá que la corriente de salida I_o es perfectamente continua (sin ripple de alta frecuencia), y que las componentes de ripple de la corriente que circulan por los diodos del rectificador, son totalmente absorbidas por los capacitores. Con esta suposición, las formas de onda de las corrientes i_{CRL} y i_{CRU} , resultan las que se muestran en la Fig. 4-15. Los valores rms $I_{CRL_{rms}}$ e $I_{CRU_{rms}}$ de estas corrientes, pueden computarse

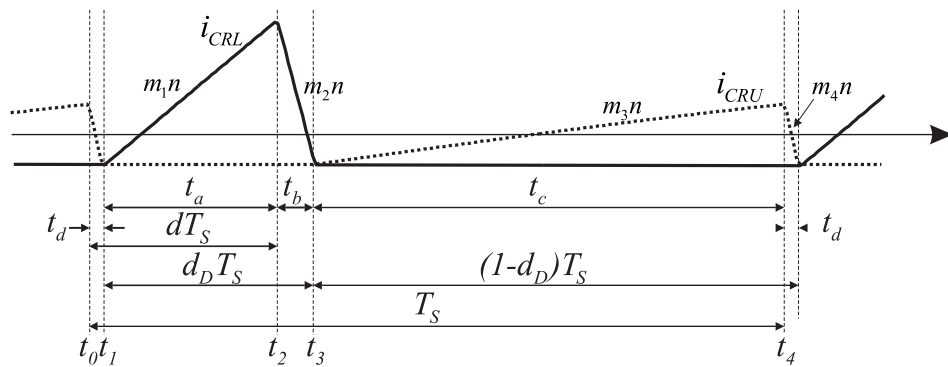


Figura 4-15.: Corrientes i_{CRL} e i_{CRU} , que circulan por los capacitores de salida C_{RU} y C_{RL} .

resolviendo las siguientes ecuaciones:

$$T_s I_{CRL_{rms}}^2 = T_s I_o^2 - I_o m_1 n t_a^2 + \frac{(m_1 n)^2}{3} t_a^3 - I_o (m_2 n) t_b^2 + \frac{(m_2 n)^2}{3} t_b^3 \quad (4-21)$$

$$T_s I_{CRU_{rms}}^2 = T_s I_o^2 - I_o m_3 n t_c^2 + \frac{(m_3 n)^2}{3} t_c^3 - I_o (m_4 n) t_d^2 + \frac{(m_4 n)^2}{3} t_d^3 \quad (4-22)$$

En la Fig. 4-14 se muestran los valores rms de las corrientes que circulan por los capacitores del rectificador, referidas al primario, en valores por unidad. Para el convertidor operando con tensión y corriente de salida nominal $V_o' = 1pu$ e $I_o' = 1pu$, y para la tensión de entrada variando en el rango $0.42pu < V_{in} < 1pu$.

4.6. Modelos de pérdidas

En esta sección se proponen los modelos aproximados de las pérdidas en los principales componentes del convertidor CSPBC, útiles para poder predecir en que componentes se producen la mayor cantidad de pérdidas, y para poder estimar la eficiencia global del convertidor. Las ecuaciones halladas serán empleadas en el Capítulo 7 para realizar la estimación de las pérdidas totales y la eficiencia del convertidor de $3kW$ que será implementado en la práctica. Este conocimiento será esencial al momento de optimizar el diseño del convertidor y poder mejorar la eficiencia del mismo en futuras aplicaciones.

Las pérdidas en el convertidor CSPBC, pueden separarse en cuatro componentes principales: pérdidas en las llaves P_{sw} , pérdidas en los diodos del rectificador P_D , pérdidas en el transformador de aislamiento P_{tr} y pérdidas en los capacitores P_{cap} . Se presentará la forma de calcular cada una de estas pérdidas, las cuales pueden computarse para todo el rango de operación del convertidor, utilizando los valores medios y rms hallados previamente en este capítulo.

4.6.1. Pérdidas en las llaves S_L y S_U

Debido a que el convertidor opera en conmutación suave en todo el rango de operación, las llaves S_L y S_U (ver Fig. 4-1) presentan mínimas pérdidas por conmutación, y sus principales pérdidas son por conducción [42]. Las corrientes i_{SL} e i_{SU} por las llaves del convertidor se muestran en las Figs. 4-8 y 4-10, y los valores de las corrientes rms y media de sus respectivos IGBT's y diodos de recuperación inversa, pueden obtenerse a partir de las ecuaciones (4-7)-(4-14). Para calcular sus pérdidas, Los IGBT's y los diodos se modelarán como una fuente de tensión continua más una resistencia en serie con la fuente [70]. Con este modelo, las pérdidas por conducción promedio en los IGBT's y los diodos de las llaves resultan:

$$\begin{aligned}
 P_{igSL} &= U_{igSL} I_{igbtL_{med}} + r_{igSL} I_{igbtL_{rms}}^2 \\
 P_{diSL} &= U_{diSL} I_{DL_{med}} + r_{diSL} I_{DL_{rms}}^2 \\
 P_{igSU} &= U_{igSU} I_{igbtU_{med}} + r_{igSU} I_{igbtU_{rms}}^2 \\
 P_{diSU} &= U_{diSU} I_{DU_{med}} + r_{diSU} I_{igbtL_{rms}}^2
 \end{aligned} \tag{4-23}$$

Donde P_{igSL} y P_{diSL} son las pérdidas correspondientes al IGBT y el diodo de recuperación inversa de la llave S_L y, P_{igSU} y P_{diSU} las pérdidas correspondientes al IGBT y diodo de la llave S_U . U_{igSL} , U_{diSL} , U_{igSU} y U_{diSU} son los voltajes de encendido, r_{igSL} , r_{diSL} , r_{igSU} y r_{diSU} son las resistencias de encendido correspondientes a cada componente de SL y SU respectivamente.

Sumando las ecuaciones (4-23), pueden obtenerse las pérdidas totales en las llaves del convertidor:

$$P_{sw} = P_{igSL} + P_{diSL} + P_{igSU} + P_{diSU} \tag{4-24}$$

4.6.2. Pérdidas en los diodos D_{RL} y D_{RU} del rectificador

Como desea implementarse el rectificador del convertidor con diodos de Carburo de Silicio, los cuales presentan mínimas pérdidas de recuperación inversa [67,68], se considera que los diodos solo presentan pérdidas por conducción. El cálculo de las pérdidas en los diodos D_{RL} y D_{RU} del rectificador, puede realizarse utilizando la misma aproximación que se utilizó para las llaves. Con las ecuaciones (4-15)-(4-18) pueden calcularse los valores rms y medio de las corrientes $i_{D_{RL}}$ e $i_{D_{RU}}$ (ver Fig. 4-11), y con estos computar las pérdidas por conducción $P_{D_{RL}}$ y $P_{D_{RU}}$ en los diodos del rectificador como:

$$\begin{aligned} P_{D_{RL}} &= U_{D_{RL}} I_{D_{RL}med} + r_{D_{RL}} I_{D_{RL}rms}^2 \\ P_{D_{RU}} &= U_{D_{RU}} I_{D_{RU}rms} + r_{D_{RU}} I_{D_{RU}rms}^2 \end{aligned} \quad (4-25)$$

Donde $U_{D_{RL}}$, $U_{D_{RU}}$, $r_{D_{RL}}$ y $r_{D_{RU}}$ son las tensiones y resistencias de encendido correspondientes a los diodos D_{RL} y D_{RU} respectivamente. Sumando las ecuaciones (4-25), pueden obtenerse las pérdidas totales en los diodos del rectificador

$$P_D = P_{D_{RU}} + P_{D_{RL}} \quad (4-26)$$

4.6.3. Pérdidas en el transformador de aislamiento

En la figura 4-16 se muestra el modelo del transformador de aislamiento que será utilizado para estimar sus pérdidas. El desarrollo de este modelo y la obtención de sus parámetros se remite al Capítulo 5, donde se presenta el diseño y análisis del transformador de aislamiento, para el convertidor CSPBC de $3kw$ que será implementado en la práctica. Las pérdidas en el transformador se modelan mediante tres resistencias. Una resistencia R_{ccp} , que toma en cuenta las pérdidas originadas por la componente de corriente continua que circula por el devanado primario, las cuales deben diferenciarse de las pérdidas producidas por la corriente alterna, pues es conocido que la resistencia efectiva que presentan los

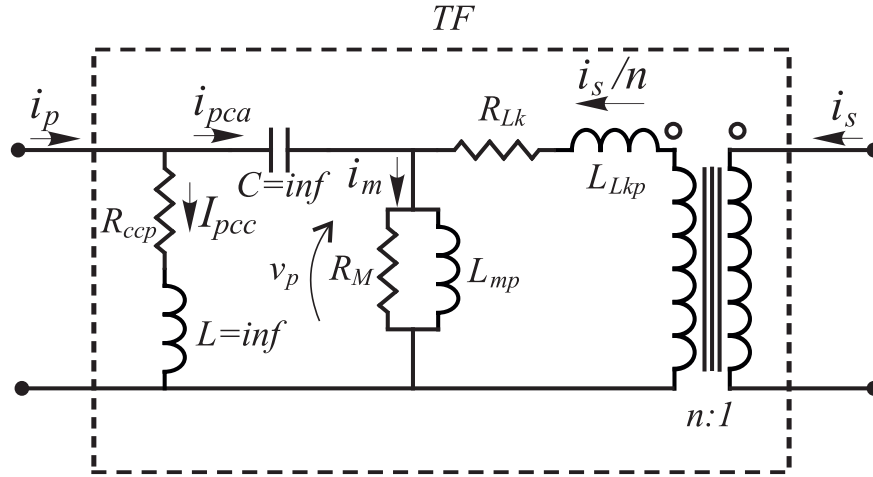


Figura 4-16.: Modelo de pérdidas del transformador.

devanados es dependiente de la frecuencia, debido a los efectos Skin y proximidad [71–74]. La inductancia infinita en serie con esta resistencia no tiene sentido físico y se incluye en el modelo para representar una impedancia infinita de la rama a la componente de alterna. Del mismo modo se incluyó un capacitor de valor infinito para modelar una impedancia infinita a la componente de corriente continua, y una impedancia cero a la componente alterna de la corriente del primario, en su camino hacia la rama de excitación. La segunda resistencia, R_{Lk} (en serie con la inductancia de dispersión L_{LKp}), agrupa las pérdidas en el cobre en los devanados primario y secundario, provocadas por la componente de corriente alterna que ingresa al primario y es transferida al secundario, y las pérdidas en el núcleo provocadas por el flujo de dispersión en el mismo. Esto se explicará con mas detalle en el Capítulo 5, y es debido a que la inductancia de dispersión se conseguirá haciendo uso del propio núcleo ferromagnético del transformador. Por último, la resistencia de magnetización R_M (que aparece circuitalmente en paralelo con la inductancia de magnetización L_{mp}), aglutina las pérdidas en el núcleo del transformador debidas a la variación de flujo y las pérdidas en el cobre del devanado primario, producidas por la componente alterna de la corriente de magnetización. Las pérdidas en el núcleo ferromagnético del transformador dependen del valor de la componente continua del flujo magnético presente en el núcleo [75], sin embargo este efecto no será tenido en cuenta en el modelo de

pérdidas del transformador (ver Capítulo 5 sec. 5.4.1). Las resistencias R_{Lk} y R_M , pueden ser obtenidas realizando sobre el transformador los ensayos de cortocircuito y circuito abierto respectivamente [76]. A partir del modelo de la Fig. 4-16, las pérdidas en el transformador para un determinado punto de operación del convertidor se pueden computar de la forma:

$$P_{tr} = I_{pmed}^2 R_{ccp} + \frac{V_{prms}^2}{R_M} + \left(\frac{I_{s_rms}}{n} \right)^2 R_{Lk} \quad (4-27)$$

Donde I_{pmed} es la componente continua de la corriente i_p que circula por el devanado primario del transformador, e (I_{s_rms}/n) es el valor eficaz de la corriente i_s que circula por el secundario, reflejada al primario. V_{prms} (ecuación(4-6)) es el valor eficaz de la tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización L_{mp} . Para el transformador construido en la práctica (Capítulo 5), las resistencias utilizadas en este modelo de pérdidas, serán estimadas analíticamente y luego verificadas experimentalmente realizando ensayos sobre el transformador.

4.6.4. Pérdidas en los capacitores

En la práctica, los capacitores de entrada C_{LP} , C_{UP} , y los capacitores del rectificador C_{RL} y C_{RU} , no son ideales. Estos presentan pérdidas, que se modelan mediante sus respectivas resistencias equivalentes serie (ESR), $R_{C_{LP}}$, $R_{C_{UP}}$, $R_{C_{RL}}$ y $R_{C_{RU}}$. Con el conocimiento de estas resistencias (que pueden ser medidas o pueden obtenerse de las hojas de datos de los capacitores) pueden obtenerse las pérdidas en los capacitores como:

$$P_{cap} = I_{C_{L_rms}}^2 R_{C_{LP}} + I_{C_{U_rms}}^2 R_{C_{UP}} + I_{C_{R_{L_rms}}}^2 R_{C_{RL}} + I_{C_{R_{U_rms}}}^2 R_{C_{RU}} \quad (4-28)$$

Donde $I_{C_{L_rms}}$, $I_{C_{U_rms}}$, $I_{C_{R_{L_rms}}}$ y $I_{C_{R_{U_rms}}}$ son los valores de corriente rms correspondientes a cada capacitor. Estos valores pueden obtenerse para cada punto de operación del convertidor, utilizando las ecuaciones desarrolladas en la sec. 4.5.

5. Transformador de aislamiento

5.1. Introducción

En este capítulo se presenta el diseño del transformador de aislamiento para el convertidor CSPBC. Se dedica a esto un capítulo aparte, ya que no se trata de un transformador convencional. Se trata de un diseño experimental, que emplea dos núcleos ferromagnéticos en paralelo, bobinados de una manera particular que brinda la posibilidad de obtener una inductancia de dispersión deseada.

Como se vio en el Capítulo 3, para lograr que las llaves del convertidor CSPBC diseñado operen en conmutación suave en todo su rango de operación, se requiere un transformador de aislamiento con una inductancia de dispersión $L_{LKp} = L_{mp}/10$, es decir, que sea un 10% de la inductancia de magnetización. Es preciso por lo tanto, disponer de un método para el diseño del transformador que brinde la posibilidad de obtener una inductancia de dispersión elevada y de un valor específico. El efecto de la inductancia de dispersión del transformador, bien podría emularse utilizando un inductor externo, conectado en serie con el transformador. Pero con el objetivo de reducir el volumen y número de componentes, se desea que esta inductancia sea parte integral del transformador, como se propone en [34, 35]. Existen varios métodos para conseguir que un transformador tenga una determinada inductancia de dispersión. Los métodos convencionales, consisten básicamente en agrandar el volumen que separa el devanado primario del devanado secundario, alejando ambos devanados espacialmente. De este modo se obtiene un mayor flujo disperso por el aire y por consiguiente una mayor

inductancia de dispersión. Estos métodos no son precisos y, la dispersión que se obtiene es proporcional al volumen de los devanados, al volumen que separa los devanados y al cuadrado de las vueltas del devanado primario [36, 37]. Por consiguiente, una inductancia de dispersión grande requiere un gran número de vueltas o bien, una separación excesiva de los devanados. Esto siempre se traduce en un aumento en el volumen del transformador y en la longitud del cobre de los devanados, lo que acarrea un aumento en las pérdidas en el cobre del transformador. Otros métodos, como el que se implementará para construir el transformador de aislamiento en este capítulo, consisten en disponer los núcleos y las vueltas de los devanados primario y secundario, de tal modo que los flujos concatenados por los devanados no sean iguales [38, 39]. La porción de flujo concatenado no compartido por ambos devanados, conforma la inductancia de dispersión. Este flujo de dispersión se mantiene confinado en el interior de los núcleos del transformador, a diferencia de los métodos anteriormente mencionados, en los cuales el flujo que conforma la inductancia de dispersión, se dispersa por el aire.

Además de requerir una inductancia de dispersión elevada, el transformador para el convertidor CSPBC debe poseer entrehierro, ya que el devanado primario tiene que soportar la corriente continua de entrada del convertidor. Este último requerimiento es similar al del convertidor flyback [42].

Este capítulo comienza con una descripción del transformador, donde se explican sus características constructivas y funcionales. Se desarrollan las ecuaciones necesarias para poder realizar el diseño del transformador, con el fin de obtener valores específicos deseados de inductancia de dispersión, inductancia de magnetización y relación de transformación. Luego se desarrolla el diseño y construcción del transformador para ser utilizado en el convertidor CSPBC de $3kW$ que será implementado en la práctica. Se realiza un análisis de las pérdidas del transformador diseñado y se obtiene un modelo completo del comportamiento del transformador que incluye sus pérdidas. Los parámetros del modelo obtenidos del análisis teórico, se comparan con los respectivos parámetros medidos sobre el

transformador construido.

En el Apéndice A, se encuentra disponible un repaso de algunos conceptos utilizados en este capítulo para describir y analizar el funcionamiento del transformador. Dicho apéndice presenta una revisión de algunos de los principios básicos de la teoría electromagnética y la teoría de circuitos magnéticos. Una revisión más profunda de dichos temas puede ser hallada en [73, 77].

5.2. Descripción del transformador

Usualmente los devanados primario y secundario de los transformadores se construyen de modo concéntrico, compartiendo el mismo flujo magnético. Aquí se propone la construcción de un transformador, utilizando dos núcleos ferromagnéticos iguales en paralelo, y bobinando los devanados primario y secundario, de un modo tal que haya vueltas que encierran a los dos núcleos y vueltas que encierran a uno solo de los núcleos. Esto se ilustra en la Fig. 5-1. Aquí, \mathcal{R}_1 , \mathcal{R}_2 , l_{g1} y l_{g2} son las reluctancias y longitudes de los entrehierros respectivos a los núcleos 1 y 2; i_p e i_s son las corrientes respectivas de los devanados primario y secundario; N_{pc} es el número vueltas del devanado primario que encierran a los dos núcleos (vueltas comunes del primario), N_{p1} es número de vueltas del devanado primario que sólo encierran al *Núcleo 1*, N_{sc} es el número de vueltas del devanado secundario que encierran a los dos núcleos (vueltas comunes del secundario) y N_{s2} es el número de vueltas del devanado secundario que sólo encierran al *Núcleo 2*. Bobinando el transformador de esta manera, parte del flujo que es generado por el devanado primario no atraviesa algunas vueltas del secundario y viceversa. El flujo no compartido por los dos devanados conforma la inductancia de dispersión del transformador. Partiendo de la Fig. 5-1 se derivarán expresiones para la relación de transformación equivalente n , la inductancia de magnetización L_{mp} (vista desde el primario), y la inductancia de dispersión L_{LKp} (vista desde el primario) que presenta este transformador.

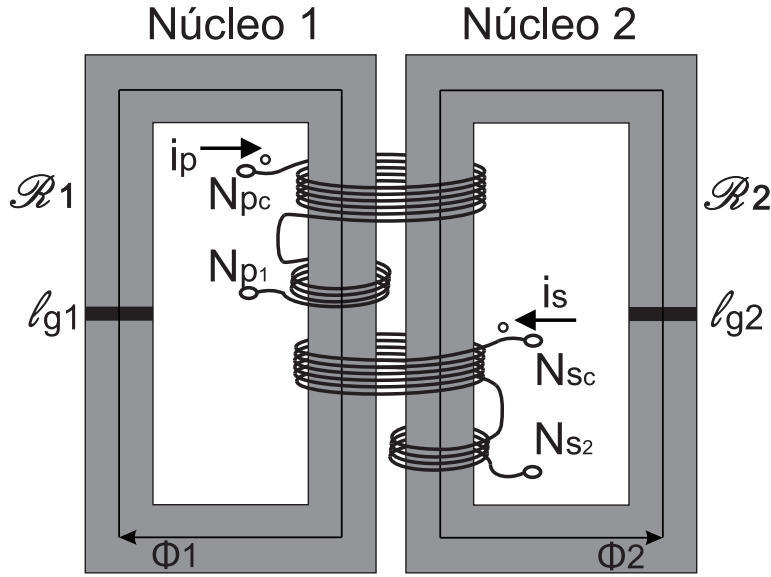


Figura 5-1.: Bobinado del transformador.

Si $N_p = N_{pc} + N_{p1}$ es el número total de vueltas del devanado primario y $N_s = N_{sc} + N_{s2}$ es el número total de vueltas del devanado secundario, se tiene que los flujos magnéticos (ec. (A-12)) en ambos núcleos están dados por:

$$\begin{aligned}\Phi_1 &= \frac{N_p i_p}{\mathcal{R}_1} + \frac{N_{sc} i_s}{\mathcal{R}_1} \\ \Phi_2 &= \frac{N_{pc} i_p}{\mathcal{R}_2} + \frac{N_s i_s}{\mathcal{R}_2}\end{aligned}\tag{5-1}$$

Los flujos concatenados (ec. (A-17)) por los devanados primario y secundario pueden escribirse como:

$$\begin{aligned}\lambda_p &= N_p \Phi_1 + N_{pc} \Phi_2 \\ \lambda_s &= N_{sc} \Phi_1 + N_s \Phi_2\end{aligned}\tag{5-2}$$

Reemplazando las expresiones de los flujos magnéticos (ec. (5-1)) en la ec. (5-2), los flujos concatenados resultan:

$$\begin{aligned}\lambda_p &= N_p \left(\frac{N_p i_p}{\mathcal{R}_1} + \frac{N_{sc} i_s}{\mathcal{R}_1} \right) + N_{pc} \left(\frac{N_{pc} i_p}{\mathcal{R}_2} + \frac{N_s i_s}{\mathcal{R}_2} \right) \\ \lambda_s &= N_{sc} \left(\frac{N_p i_p}{\mathcal{R}_1} + \frac{N_{sc} i_s}{\mathcal{R}_1} \right) + N_s \left(\frac{N_{pc} i_p}{\mathcal{R}_2} + \frac{N_s i_s}{\mathcal{R}_2} \right)\end{aligned}\tag{5-3}$$

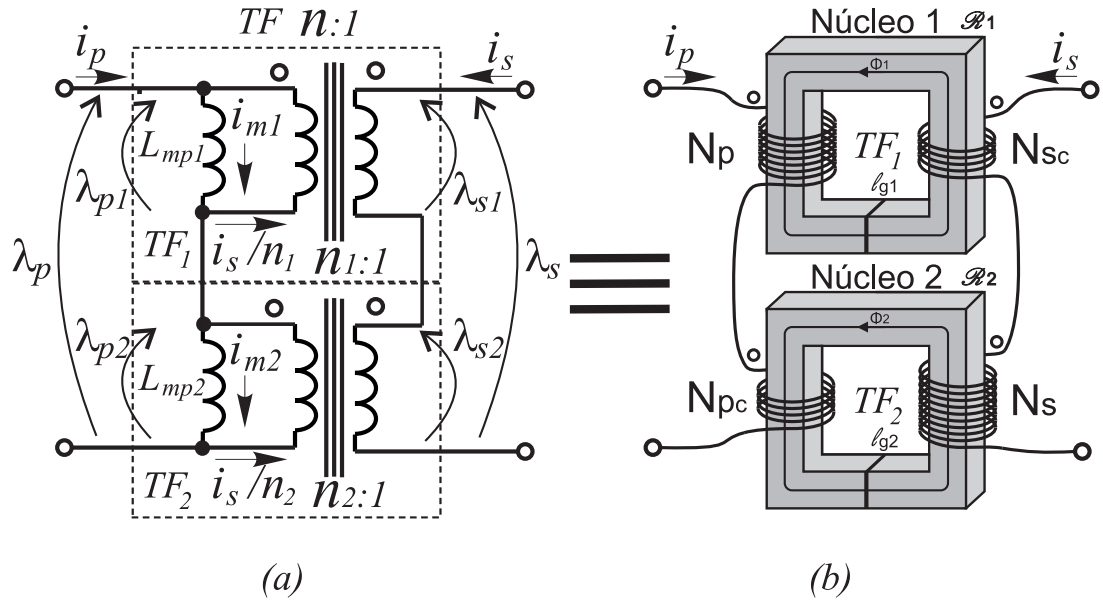


Figura 5-2.: (a) Modelo circuital del transformador como dos transformadores TF_1 y TF_2 con sus devanados primarios y secundarios conectados en serie; (b) Conexión equivalente del transformador como dos transformadores TF_1 y TF_2 con sus devanados primarios y secundarios conectados en serie.

Definiendo los parámetros: $n_1 = N_p/N_{sc}$, $n_2 = N_{pc}/N_s$, $L_{mp1} = N_p^2/\mathcal{R}_1$ y $L_{mp2} = N_{pc}^2/\mathcal{R}_2$, la ec. (5-3) puede expresarse de la siguiente manera:

$$\lambda_p = \underbrace{L_{mp1} \left(i_p + \frac{i_s}{n_1} \right)}_{\lambda_{p1}} + \underbrace{L_{mp2} \left(i_p + \frac{i_s}{n_2} \right)}_{\lambda_{p2}} = \lambda_{p1} + \lambda_{p2} \quad (5-4)$$

$$\lambda_s = \underbrace{\frac{L_{mp1}}{n_1} \left(i_p + \frac{i_s}{n_1} \right)}_{\lambda_{s1}} + \underbrace{\frac{L_{mp2}}{n_2} \left(i_p + \frac{i_s}{n_2} \right)}_{\lambda_{s2}} = \frac{\lambda_{p1}}{n_1} + \frac{\lambda_{p2}}{n_2} = \lambda_{s1} + \lambda_{s2}$$

De estas ecuaciones se puede deducir [73], que el transformador de la Fig. 5-1, se comporta de manera equivalente al circuito de dos transformadores TF_1 y TF_2 con sus devanados primarios y secundarios conectados en serie como se muestra en la Fig. 5-2(a). Físicamente este circuito se corresponde con la conexión equivalente que se muestra en la Fig. 5-2(b), considerando como cero las inductancias de dispersión en ambos transformadores (caso ideal en que no hay flujo disperso por el aire). El transformador TF_1 de la conexión equivalente, estaría

bobinado sobre el *Núcleo 1* y tendría: N_p vueltas de devanado primario (que concatenan un flujo $\lambda_{p1} = N_p\Phi_1$), N_{sc} vueltas de devanado secundario (que concatenan un flujo $\lambda_{s1} = N_{sc}\Phi_1$), y un entrehierro de longitud l_{g1} . El transformador TF_2 estaría bobinado sobre el *Núcleo 2* y tendría: un primario de N_{pc} vueltas (que concatenan un flujo $\lambda_{p2} = N_{pc}\Phi_2$), un secundario de N_s vueltas (que concatenan un flujo $\lambda_{s2} = N_s\Phi_2$), y un entrehierro de longitud l_{g2} . Las relaciones de transformación de estos transformadores serían n_1 y n_2 , y tendrían inductancias de magnetización referidas al primario L_{mp1} y L_{mp2} , respectivamente.

En el modelo obtenido, las corrientes de magnetización i_{m1} e i_{m2} que circulan por las inductancias L_{mp1} y L_{mp2} respectivamente, pueden expresarse en función de las corrientes i_p e i_s , y en función de las relaciones de transformación n_1 y n_2 , de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} i_{m1} &= i_p + \frac{i_s}{n_1} \\ i_{m2} &= i_p + \frac{i_s}{n_2} \end{aligned} \tag{5-5}$$

Si se define $L_{mp} = L_{mp1} + L_{mp2}$, como la inductancia de magnetización total del transformador vista desde el primario, y se define la relación de transformación equivalente global del transformador, como la siguiente función de las relaciones de transformación y las inductancias de magnetización de TF_1 y TF_2 :

$$n = \frac{L_{mp}}{\left(\frac{L_{mp1}}{n_1} + \frac{L_{mp2}}{n_2}\right)} \tag{5-6}$$

pueden reescribirse las ecuaciones de flujo concatenado (5-4), ambas referidas al primario de la forma:

$$\begin{aligned} \lambda_p &= L_{mp} \overbrace{\left(i_p + \frac{i_s}{n}\right)}^{i_m} \\ \lambda_{sp} &= n\lambda_s = \underbrace{L_{mp} \left(i_p + \frac{i_s}{n}\right)}_{\lambda_p} + \underbrace{\left(L_{mp1} \frac{n^2}{n_1^2} + L_{mp2} \frac{n^2}{n_2^2} - L_{mp}\right)}_{\lambda_{LKp}} \frac{i_s}{n} \end{aligned} \tag{5-7}$$

Donde $\lambda_{s_p} = n\lambda_s$, se define como el flujo concatenado del secundario del transformador reflejado al primario por la relación de transformación equivalente n (ec. 5-6). Es importante observar que, la expresión de $\lambda_{s_p} = n\lambda_s$ es igual a la suma del flujo concatenado por el devanado primario λ_p , y un término λ_{LKp} . Este término es la parte del flujo concatenado por el devanado secundario, que no es concatenado por el devanado primario. Por lo tanto, λ_{LKp} es el flujo concatenado de dispersión del transformador. Además este término es igual a una constante multiplicada por la corriente del secundario reflejada al primario i_s/n . La constante de proporcionalidad que multiplica a i_s/n , puede ser definida como la inductancia de dispersión primaria:

$$L_{LKp} = \left(L_{mp1} \frac{n^2}{n_1^2} + L_{mp2} \frac{n^2}{n_2^2} - L_{mp} \right) \quad (5-8)$$

Reemplazando la ec. (5-8) en la ec. (5-7), puede derivarse fácilmente el modelo circuital simplificado del transformador que se muestra en la Fig. 5-3(b). Este circuito representa el comportamiento global del transformador y, desde los bornes de entrada/salida, se comporta de manera exacta al modelo de los dos transformadores conectados en serie de la Fig. 5-2(a) (el cual se repite en la Fig. 5-3(a) con el fin de poder comparar directamente ambos circuitos). Se debe resaltar el hecho de que, aunque en el modelo de la Fig. 5-3(a), los dos transformadores individuales no poseen inductancia de dispersión, al conectarlos de la forma especificada, el conjunto se comporta como el transformador TF de la Fig. 5-3(b), y presenta una inductancia de dispersión L_{LKp} . Se concluye que un transformador bobinado tal como en la Fig. 5-1 tiene una relación de transformación n (dada por la ec. (5-6)), una inductancia de magnetización vista desde el primario $L_{mp} = L_{mp1} + L_{mp2}$ y, una inductancia de dispersión vista desde el primario L_{LKp} (dada por la ec. (5-8)). Estos parámetros resultan funciones de las relaciones de transformación e inductancias de magnetización de los transformadores TF_1 y TF_2 . Por lo tanto pueden obtenerse valores deseados de los

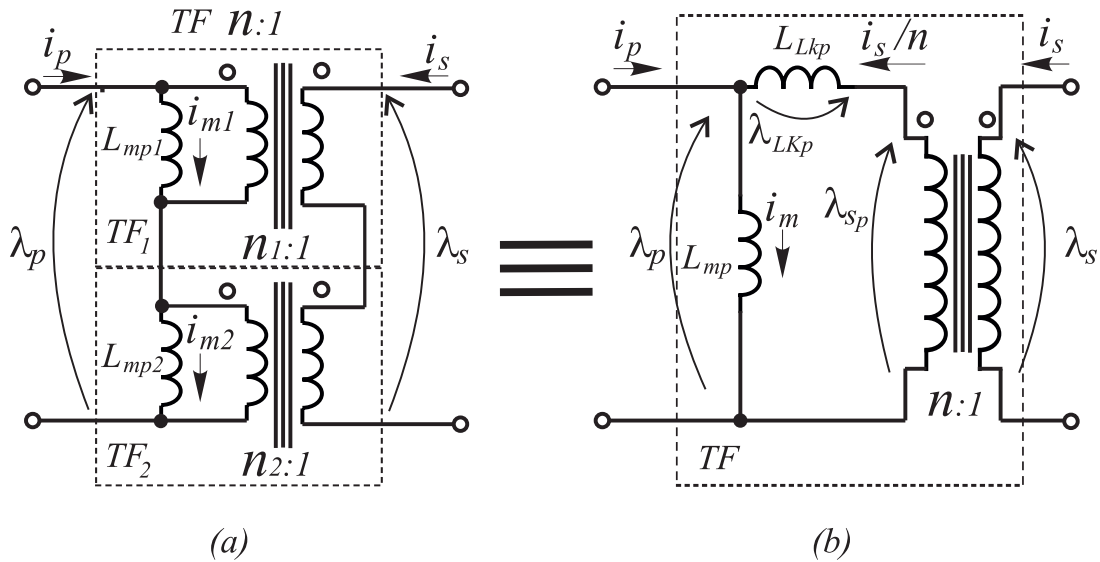


Figura 5-3.: (a) Modelo circuital del transformador como dos transformadores TF_1 y TF_2 con sus devanados primarios y secundarios conectados en serie; (b) Modelo circuital simplificado del comportamiento del transformador.

parámetros del transformador TF , seleccionando adecuadamente los parámetros de los transformadores TF_1 y TF_2 .

5.2.1. Parámetros de los transformadores TF_1 y TF_2 en función de los parámetros deseados para el transformador TF

Ya que $L_{mp} = L_{mp1} + L_{mp2}$, para simplificar los resultados es útil definir el parámetro $k = L_{mp1}/L_{mp}$, tal que: $0 < k < 1$. De este modo pueden representarse las inductancias de magnetización de los transformadores en serie como $L_{mp1} = kL_{mp}$ y $L_{mp2} = (1 - k)L_{mp}$. Utilizando estas expresiones y manipulando las ecuaciones (5-6) y (5-8), pueden despejarse expresiones para las relaciones de transformación n_1 y n_2 . Así, para que el transformador TF (Fig. 5-3(a)) tenga relación de transformación n , inductancia de magnetización L_{mp} e inductancia de dispersión L_{LKp} , los parámetros de los transformadores TF_1 y TF_2 (Fig. 5-3(a))

deben ser:

$$\left\{ \begin{array}{l} n_1 = \frac{n}{1 - \sqrt{\frac{L_{LKp}(1-k)}{L_{mp}k}}} \\ n_2 = \frac{n}{1 + \sqrt{\frac{L_{LKp}k}{L_{mp}(1-k)}}} \\ L_{mp1} = kL_{mp} \\ L_{mp2} = (1-k)L_{mp} \end{array} \right. ; \quad \frac{L_{LKp}}{L_{LKp} + L_{mp}} < k \leq \frac{L_{LKp}}{L_{LKp} + L_{mp}(1-n)^2} \quad (5-9)$$

Estas expresiones son funciones del parámetro k , y es objeto de diseño seleccionar un valor adecuado de este parámetro, que derive en una implementación práctica satisfactoria del transformador. El rango válido de k expresado a la derecha en (5-9), surge de la expresión para la relación de transformación n_1 . El valor mínimo de k , surge de la condición de que, el denominador de la expresión para n_1 debe ser mayor que cero. Nótese que cuando este denominador tiende a cero, la relación de transformación n_1 tiende a infinito. Por otro lado, el valor máximo posible de k , esta impuesto por la restricción $n_1 = (N_p/N_{pc}) \geq 1$ (ya que por definición $N_p = N_{p1} + N_{pc}$).

5.2.2. Distribución de las densidades de flujo en los núcleos del transformador

Si el transformador de la Fig. 5-1 se construye con núcleos iguales de área de sección transversal A_n , las densidades de flujo magnético (ec. A-4) correspondientes al Núcleo 1 y al Núcleo 2, están dadas por $B_1 = (\Phi_1/A_n)$ y $B_2 = (\Phi_2/A_n)$ respectivamente. En función de las corrientes de magnetización (ec. 5-5), y ha-

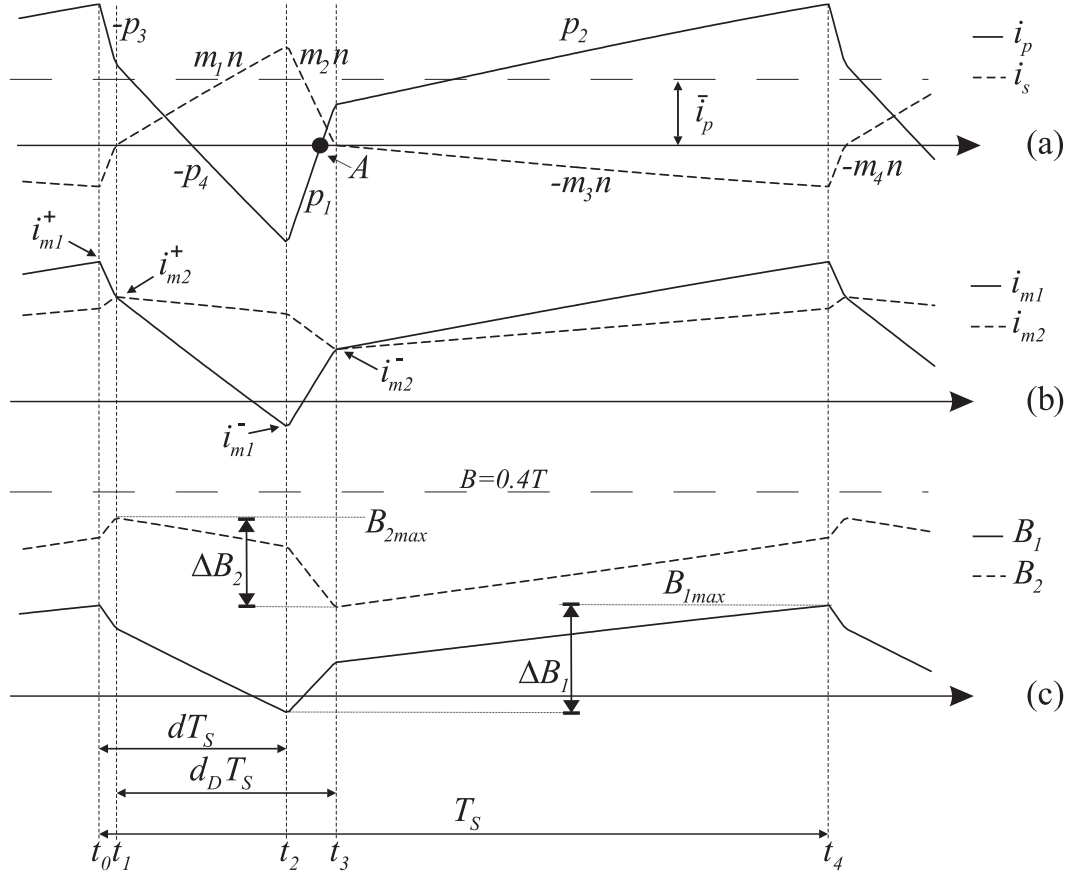


Figura 5-4.: Formas de onda en el transformador cuando se lo emplea en el convertidor CSPBC: (a) Corrientes i_p e i_s que circulan por el primario y secundario. (b) Corrientes de magnetización i_{m1} e i_{m2} . (c) Densidades de flujo magnético B_1 y B_2 .

ciendo uso de las ecuaciones (A-16) y (A-20), pueden expresarse estas densidades de flujo magnético de la forma:

$$\begin{aligned}
 B_1 &= \left(\frac{kL_{mp}}{A_n N_p} \right) i_{m1} \\
 B_2 &= \left(\frac{(1-k)L_{mp}}{A_n N_{pc}} \right) i_{m2} \quad ;
 \end{aligned}
 \tag{5-10}$$

donde se utilizó $L_{mp1} = kL_{mp}$ y $L_{mp2} = (1-k)L_{mp}$. Se debe notar en el modelo del transformador de la Fig. 5-2 que, si son distintas las relaciones de transformación de los dos transformadores T_{F1} y T_{F2} , para $i_s \neq 0$ resultarán distintas las corrientes de magnetización i_{m1} e i_{m2} (ver ec. (5-5)). Por lo tanto (añadiendo el hecho de que $L_{mp1} \neq L_{mp2}$ y $N_p \neq N_{pc}$), de la ec. (5-10) se tiene que serán distintas las densidades de flujo B_1 y B_2 . Esto quiere decir que, el transformador

bobinado como en la Fig. 5-1, operará con un desbalance tanto en las corrientes de magnetización como en los flujos magnéticos en los núcleos del transformador. Para ilustrar esto, en la Fig. 5-4 se muestran las formas de onda que tendrán las corrientes y los flujos magnéticos del transformador cuando se lo emplea en el convertidor CSPBC (ver Capítulo 3). Se muestra en (a): las formas de onda de las corrientes i_p e i_s que circulan por el devanado primario y secundario del transformador respectivamente, en (b): las formas de onda de las corrientes de magnetización i_{m1} e i_{m2} correspondientes a TF_1 y TF_2 (obtenidas utilizando la ec. (5-5)), y en (c): las formas de onda de las densidades de flujo magnético B_1 y B_2 correspondientes al *Núcleo 1* y al *Núcleo 2* respectivamente (obtenidas a partir de la ec. (5-10)).

5.3. Diseño del transformador

Se desea diseñar el transformador de aislamiento para un convertidor CSPBC de potencia nominal $P_n = 3kW$ que será construido y ensayado experimentalmente en el marco de esta Tesis (ver Capítulo 7). Los parámetros de este convertidor fueron definidos en el Capítulo 3 (sec. 3.5). Dicho convertidor opera con una tensión de salida constante $V_o = 460V$ y un rango de variación de la tensión de entrada de $145V \leq V_{in} \leq 300V$. Además, para su correcto funcionamiento requiere que su transformador de aislamiento posea inductancia de dispersión $L_{LKp} = 12.63\mu Hy$, inductancia de magnetización $L_{mp} = 126.3\mu Hy$ y relación de transformación $n = 3/4$. Este transformador será diseñado, para el peor punto de funcionamiento del convertidor.

5.3.1. Especificación del punto de trabajo del convertidor CSPBC en el cual se realizará el diseño del transformador

Cuando el convertidor transfiere la potencia nominal $P_n = 3kW$ con la mínima tensión de entrada ($V_{in} = 145V$), la componente de corriente continua que circula por el primario del transformador es máxima. Además en esta condición, tanto la corriente que circula por en primario como la que que circula por el secundario, alcanzan sus máximos valores pico y rms (respecto a todo el rango de operación del convertidor). Este punto de operación es entonces, la peor condición de operación para el transformador y será tomado como punto de diseño. Para este punto, en la Fig. 5-5 se muestran las formas de onda de corriente y tensión en el transformador que serán útiles para realizar el diseño. En estas figuras T_s es el periodo de conmutación de las llaves del convertidor, d es el ciclo de trabajo de las llaves activas S_U y S_L , y d_D es el ciclo de trabajo de los diodos del rectificador (ver Capítulo 3). En la Fig. 5-5(a) se muestra la corriente i_p que circula por el primario del transformador, se indica su valor medio \bar{i}_p , las pendientes $p_1 - p_4$ de los segmentos que conforman la corriente, y los valores que toma esta corriente en los instantes t_0, t_1, t_2 y t_3 en los cuales se producen los cambios de pendiente. En la Fig. 5-5(b) se muestra al corriente i_s que circula por el secundario del transformador, se indican las pendientes $m_{1n} - m_{2n}$ de los segmentos que la conforman, y los valores que toma esta corriente en los instantes t_0, t_1, t_2 y t_3 . En la Fig. 5-5(c) se muestra la forma de onda de la tensión aplicada al primario del transformador. Esta tensión es V_{in} durante el intervalo $(1 - d)T_s$ y es $-(V_{bus} - V_{in})$, durante el intervalo dT_s . Todos los datos indicados en estas curvas, para el punto de operación de diseño fueron calculados a partir de los conceptos teóricos desarrollados en los Capítulos 3 y 4. En la Tabla 5-1 se listan las especificaciones de diseño del transformador, junto con los valores de las pendientes, los valores en los instantes $(t_0, t_1, t_2; t_3)$, y los valores rms y medio

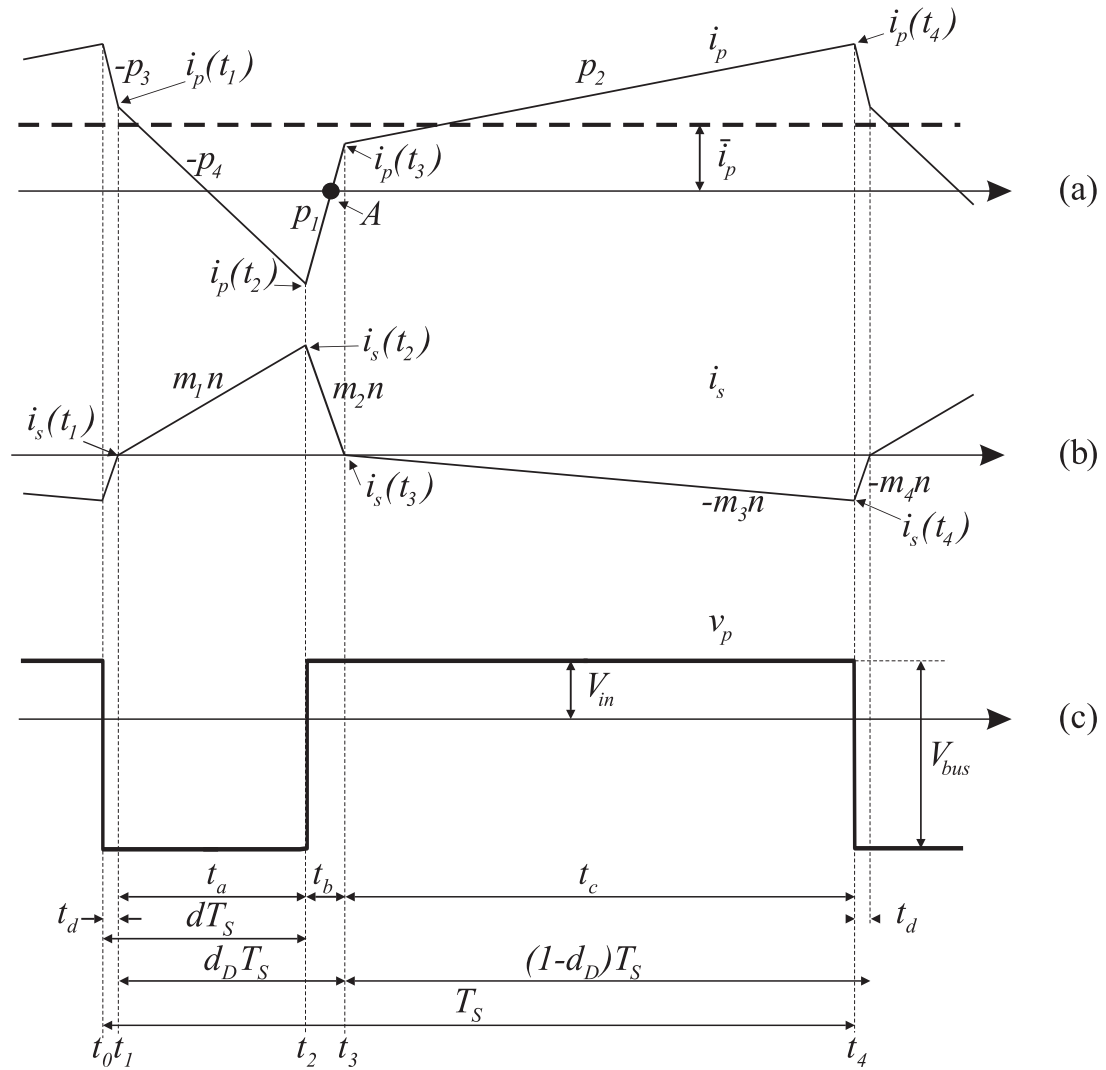


Figura 5-5.: Formas de onda en el transformador, para el peor punto de operación del convertidor: (a) Corriente i_p en el primario del transformador; (b) Corriente i_s en el secundario del transformador. (c) Tensión v_p aplicada al primario del transformador.

de las corrientes que circulan por el primario y secundario del transformador, en el punto de operación del convertidor que será utilizado para el diseño.

5.3.2. Características constructivas del transformador

En la Tabla 5-1 se listaron las especificaciones de diseño del transformador. Este se construirá utilizando dos núcleos idénticos de ferrite tipo E. Con el fin de reducir las pérdidas producidas por los efectos skin y proximidad [73, 74], los

devanados primario y secundario se construirán con láminas de cobre de espesor $h_{p_{cu}}$ y $h_{s_{cu}}$, respectivamente. Ambos devanados tendrán el mismo ancho w y se separarán entre si por una lámina de material aislante de espesor h_{ais} . Notar que en la lista de especificaciones, se impuso la restricción $N_{pc} = N_{sc}$, esto es, que las vueltas comunes del devanado primario sean iguales a las vueltas comunes del secundario (ver Fig 5-1). Esta restricción permite que se puedan bobinar de forma entrelazada, la mayor cantidad posible de vueltas ($N_{pc} = N_{sc}$) de los devanados primario y secundario. Bobinar de forma entrelazada consiste en que las láminas de cobre del secundario y primario, se enrollen alrededor del núcleo de forma paralela (separadas por el material aislante). De este modo, en la sección entrelazada resulta: una capa de devanado primario, luego una capa de devanado secundario, luego una capa de primario y así sucesivamente. Hacer esto reduce considerablemente las pérdidas debidas al efecto de proximidad que genera la componente de corriente alterna que circula por los devanados [73, 78].

Debido a que la corriente continua de entrada del convertidor debe circular

Tabla 5-1.: Especificaciones del transformador y del punto de trabajo del convertidor CSPBC en el cual se realizará el diseño.

L_{mp}	$126.3\mu Hy$
L_{LKp}	$L_{mp}/10 = 12.63\mu Hy$
n	$3/4$
Vueltas comunes	$N_{pc} = N_{sc}$
T_s	$20\mu s$
Núcleos	Material: ferrite; tipo de núcleo: E
$(i_p(t_1); i_p(t_2))$	$(26.8; -38.2)[A]$
$(i_p(t_3); i_p(t_4))$	$(14.5; 55.2)[A]$
\bar{i}_p	$20.7A$
I_{prms}	$32.2A$
$(p_1; p_2)$	$(3.0590 \times 10^7; 3.2718 \times 10^6)[A/s]$
$(p_3; p_4)$	$(4.0036 \times 10^7; 1.2717 \times 10^7)[A/s]$
$(i_s(t_1); i_s(t_2))$	$(0; 38.1)[A]$
$(i_s(t_3); i_s(t_4))$	$(0; -19.8)[A]$
I_{srms}	15.8
$(nm_1; nm_2)$	$(7.4458 \times 10^6; 2.2082 \times 10^7)[A/s]$
$(nm_3; nm_4)$	$(1.5933 \times 10^6; 2.7934 \times 10^7)[A/s]$
d	0.2914
d_D	0.3422

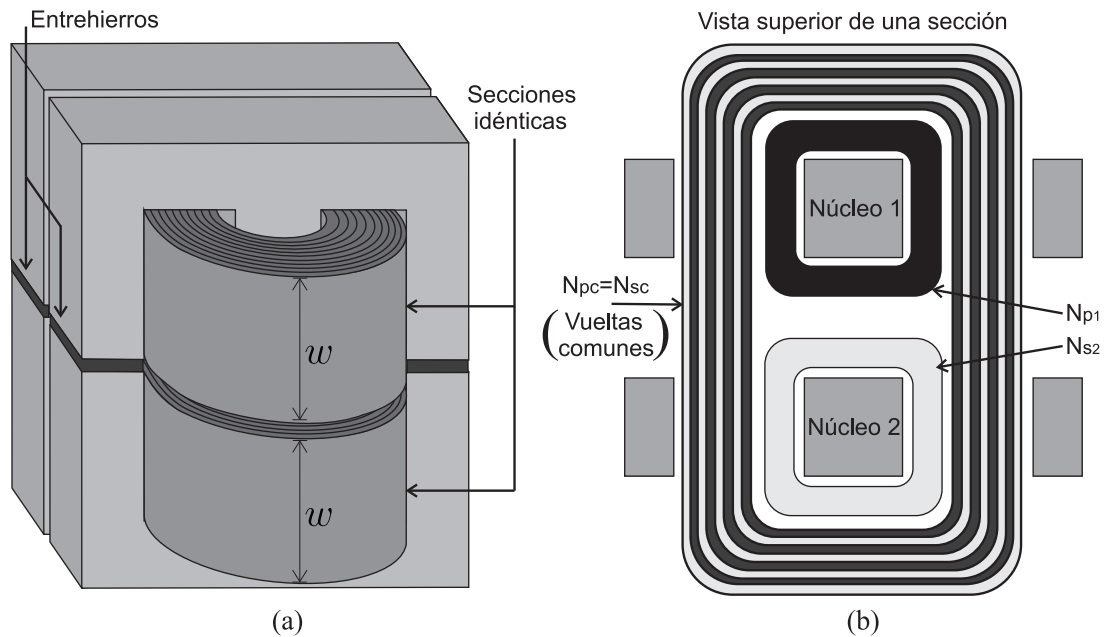


Figura 5-6.: Construcción del devanado del transformador de aislamiento: (a) Disposición de los núcleos E y de los devanados en secciones idénticas. (b) Vista superior de una de las secciones idénticas de los devanados alrededor de los núcleos.

por el primario del transformador, para evitar la saturación de los núcleos, estos se deberán construir con entrehierros de longitudes considerables. El efecto del flujo que se abre por el aire a los lados de los entrehierros de los núcleos (fringing flux) [77], produce pérdidas por corrientes de Eddy en las láminas de cobre cercanas a los entrehierros, lo que puede incrementar drásticamente la resistencia de los devanados a la componente de corriente alterna [79–82]. Para disminuir este efecto, los devanados del transformador se construirán en dos secciones de ancho w , separadas por los entrehierros, como se muestra en la Fig. 5-6(a). Con el fin de facilitar la construcción de los devanados y de que estos sean fácilmente reproducibles (si se quiere construir el transformador en serie), las dos secciones serán idénticas y serán llamadas "devanados mitad". Así, cada devanado mitad contendrá la mitad de las vueltas del primario y la mitad de las vueltas del secundario. Esto agrega al diseño del transformador una restricción de paridad en sus números de vueltas. Es decir, que el transformador construido será tal que $N_p = par$, $N_s = par$, $N_{pc} = N_{sc} = par$ y por lo tanto $N_{p1} = par$ y $N_{s2} = par$ (ver Fig. 5-1). En la Fig. 5-6(b) (comparar esta figura con la Fig. 5-1), se ilustra

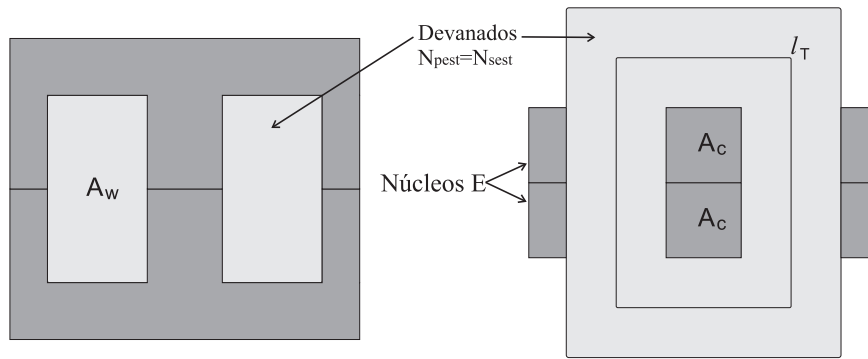


Figura 5-7.: Ilustración del transformador utilizada para la estimación de las dimensiones de los núcleos.

la vista superior de los devanados mitad. Aquí puede verse la forma en que se bobinarán las N_{p1} vueltas del devanado primario que sólo encierran al *Núcleo 1*, las N_{s2} vueltas del devanado secundario que sólo encierran al *Núcleo2*, y las $N_{pc} = N_{sc}$ vueltas comunes de modo entrelazado que encierran a los dos núcleos.

5.3.3. Selección de los núcleos del transformador

Como se dijo previamente, el transformador se construirá de la forma que se ilustra en la Fig. 5-6, utilizando dos núcleos idénticos de ferrite tipo E. Para comenzar el diseño del transformador primero debe seleccionarse el material y las dimensiones de los núcleos E que se utilizarán. El material seleccionado es el Ferrite N87 de EPCOS [83]. Este material es apto para la aplicación, ya que presenta pérdidas por unidad de volumen (a la frecuencia fundamental $f_s = 50kHz$) relativamente bajas con respecto a otros materiales de la misma familia. El tamaño de los núcleos se seleccionará a partir de una estimación inicial. Esta estimación se basa en calcular las mínimas dimensiones que deben tener los núcleos, para asegurar que las pérdidas en el cobre del transformador y el valor máximo en las densidades de flujo en los núcleos, no superen valores específicos, en el punto de operación de diseño definido previamente. Para realizar esta estimación inicial, se supondrá que se desea construir un transformador convencional, utilizando dos núcleos tipo E en paralelo como se ilustra en la Fig. 5-7 (los devanados primario

y secundario se bobinan ambos alrededor de la rama central de los núcleos). Aquí, A_c es el área de la sección transversal de los núcleos, A_w es su área de ventana (área disponible para el bobinado) y l_T es la longitud media de las vueltas de los devanados. Esta longitud media por vuelta supone que los devanados ocupan toda el área de ventana y que se bobinan pegados a los núcleos. Se supondrá que el devanado primario tiene N_{prim} vueltas de lámina de cobre, de área de sección transversal $S_{cu_{prim}}$ y que el devanado secundario tiene N_{sec} vueltas de sección transversal $S_{cu_{sec}}$. Este transformador tiene una relación de transformación N_{prim}/N_{sec} . Para simplificar los resultados, se supondrá que son iguales las densidades de corriente por los devanados primario y secundario. Esto implica que, el producto entre el número de vueltas y el área de sección transversal del devanado primario, es igual al producto entre el número de vueltas y el área de sección transversal del devanado secundario ($N_{prim}S_{cu_{prim}} = N_{sec}S_{cu_{sec}}$). Con esta condición el área de sección transversal total ocupada por el cobre de los devanados resulta $A_{cu} = 2N_{prim}S_{cu_{prim}}$.

Para maximizar la utilización del área de ventana de los núcleos A_w , debe igualarse el área de ventana efectiva con el área de la sección transversal ocupada por los devanados:

$$A_w k_w = 2N_{prim}S_{cu_{prim}} \quad (5-11)$$

Donde $0 \leq k_w \leq 1$, es el factor de utilización de ventana. En este factor se incluirá la reducción del área de ventana efectiva, debida a la posible utilización de un carrito sobre el cual se arrollan los devanados y debida a la fracción del área de ventana reservada para el material aislante que se utilizará para separar el devanado primario del secundario.

Sean I_{cc_p} e $I_{p_{rms}}$ respectivamente, la componente continua y la magnitud rms de la componente de ca , de la corriente que circula por el devanado primario, y sea $I_{s_{rms}}$ la magnitud rms de la componente de ca que circula por el secundario. Las pérdidas en el cobre de los devanados del transformador pueden calcularse

como:

$$P_{cu} = R_{ccp} I_{ccp}^2 + F_{rest} (R_{ccp} I_{prms}^2 + R_{ccs} I_{srms}^2) \quad (5-12)$$

Donde R_{ccp} y R_{ccs} , son las resistencias a la componente de corriente continua del devanado primario y del devanado secundario respectivamente. El factor $F_{rest} = R_{ca}/R_{cc}$, representa la relación estimada entre la resistencia a la componente de corriente alterna R_{ca} de los devanados y la resistencia a la componente de corriente continua (esto será explicado con más detalle en la sección 5.4). Reemplazando en (5-12): las expresiones para las resistencias de continua $R_{ccp} = (N_{prim} \rho_{cu} l_T / S_{cu_{prim}})$ y $R_{ccs} = (N_{sec} \rho_{cu} l_T / S_{cu_{sec}})$ (ec. (5-27)), la condición $S_{cu_{sec}} = (N_{prim} S_{cu_{prim}} / N_{sec})$, y la relación entre la corriente alterna del secundario y del primario $I_{srms} = (N_{prim} I_{prms} / N_{sec})$; se obtiene que:

$$P_{cu} = 2N_{prim} \frac{\rho_{cu} l_T}{S_{cu_{prim}}} \left(\frac{I_{ccp}^2}{2} + F_{rest} I_{rmps}^2 \right) \quad (5-13)$$

Por otro lado, si el transformador tiene una inductancia de magnetización vista desde el primario L_{mp} , haciendo uso de las ecuaciones (A-16) y (A-20) puede expresarse el valor máximo de la densidad de flujo magnético en los núcleos de la forma:

$$B_{max} = \frac{L_{mp}}{N_{prim}(2A_c)} \left[\hat{i}_{mpca} + I_{ccp} \right] \quad (5-14)$$

Donde I_{ccp} es el valor de la componente de corriente continua e \hat{i}_{mpca} es el valor pico de la componente de corriente alterna, correspondientes a la corriente que circula por la inductancia de magnetización L_{mp} . Si se aplica al primario del transformador, la tensión del punto de trabajo de diseño (ver Fig. 5-5(c)), el valor pico de la corriente de magnetización resultante, puede expresarse como $\hat{i}_{mpca} = [V_{in}(1-d)T_s / (2L_{mp})]$. Donde V_{in} es la tensión de entrada y d el ciclo

de trabajo del convertidor CSPBC, en el punto de operación de diseño, para el cuál se realiza la estimación de las dimensiones de los núcleos. Reemplazando esta expresión en la ec. (5-14) resulta:

$$B_{max} = \frac{1}{N_{prim}(2A_c)} \left[V_{in}(1-d)\frac{T_s}{2} + L_{mp}I_{ccp} \right] \quad (5-15)$$

Combinando las ecuaciones (5-11), (5-13) y (5-15), puede obtenerse la siguiente constante, que relaciona las dimensiones del núcleo con los parámetros eléctricos y magnéticos de diseño:

$$K_{nuc} = \frac{A_c^2 A_w}{l_T} = \frac{\rho_{cu}}{k_w B_{max}^2 P_{cu}} \left[V_{in}(1-d)\frac{T_s}{2} + L_{mp}I_{ccp} \right] \left(\frac{I_{ccp}^2}{2} + F_{rest} I_{rmsp}^2 \right) \quad (5-16)$$

Con esta ecuación se estimará el mínimo K_{nuc} que debe tener el núcleo E seleccionado para construir el transformador de aislamiento para el convertidor CSPBC. En la Tabla **5-2** se listan, los valores de A_c , A_w , l_T y el correspondiente valor calculado de la constante dimensional K_{nuc} , para varios tamaños de núcleos de ferrite tipo E.

Para realizar la estimación del valor mínimo de K_{nuc} , se utilizará un valor para el factor de ventana de los núcleos $k_w = 0.5$. Con este valor se deja un margen suficiente del área de ventana, destinado al espacio ocupado por el material aislante que separará los devanados, y al espacio ocupado por un carrete donde se arrollarán los devanados. Se supondrá como primera aproximación que la resistencia a la componente de corriente alterna de los devanados aumenta

Tabla **5-2**: K_{nuc} para distintos núcleos de ferrite tipo E.

Núcleo	A_c	A_w	l_T	K_{nuc}
E56/24/19	340mm ²	271.78mm ²	151.4mm	2.15 × 10 ⁻¹⁰
E55/28/25	420mm ²	375.55mm ²	175mm	3.78 × 10 ⁻¹⁰
E65/32/27	535mm ²	537.24mm ²	198mm	7.76 × 10 ⁻¹⁰
E70/33/32	683mm ²	569.4mm ²	224mm	11.85 × 10 ⁻¹⁰

un factor $F_{rest} = 10$, con respecto a la resistencia a la componente de corriente continua de los mismos (debido a los efectos skin y proximidad [73]). Se utilizará el valor de la resistividad del cobre a $20^{\circ}C$, $\rho_{cu} = 1.724 \times 10^{-8}$. Se utilizarán los datos del punto de trabajo del convertidor CSPBC listados en la Tabla **5-1**: $V_{in} = 145V$, $d = 0.2914$, $I_{cc_p} = \bar{i}_p = 20.7A$, $I_{rms_p} = I_{s_{rms}}/n = 21.06A$, $T_s = 20\mu s$, y $L_{mp} = 126.3\mu Hy$. Se impondrá la restricción de que, las pérdidas máximas en el cobre del transformador sean de un 1% de la potencia nominal $P_n = 3kW$ del convertidor, es decir $P_{cu_{max}} = 30W$. Los núcleos de ferrite tienen un valor típico de densidad de flujo magnético de saturación $B_{sat} = 400mT$. Con el fin de operar con un margen de seguridad por debajo de este valor, se impondrá como restricción para la estimación, una densidad de flujo máxima en los núcleos de $B_{max_{est}} = 380mT$. Reemplazando en la ec. (5-16), todos los valores definidos, se obtiene que las dimensiones del núcleo seleccionado deben ser tales que:

$$K_{nuc} > 4.9 \times 10^{-10} \quad (5-17)$$

Comparando este valor mínimo, con los valores correspondientes a los núcleos listados en la Tabla **5-2**, el núcleo más adecuado para la implementación del transformador es el $E65/32/27$, cuya constante dimensional es $K_{nuc} = 7.76 \times 10^{-10}$.

El núcleo seleccionado para el transformador a partir de la estimación inicial, es entonces el $E65/32/27$ de material ferrite N87 de Epcos [83], cuyas principales características se listan en la Tabla **5-3**. Las dimensiones que se encuentran en

Tabla **5-3**.: Características principales del núcleo $E65/32/27$ seleccionado.

Nombre Epcos	E653227 B66387-G-X187 [83]
$A_w A_n$	$284200mm^4$
A_w	$537.24mm^2$
A_n	$529mm^2$
$V_e (\times dosE)$	$78600mm^3$
$Dim.(A, B, C, D, E, F)[mm]$	(54.6, 32.8, 27.4, 44.2, 20, 22.2) (Ver Fig. 5-8)
Material	Ferrite N87 de EPCOS [83]
B_{sat}	490mT@25 ^o C; 390mT@100 ^o C

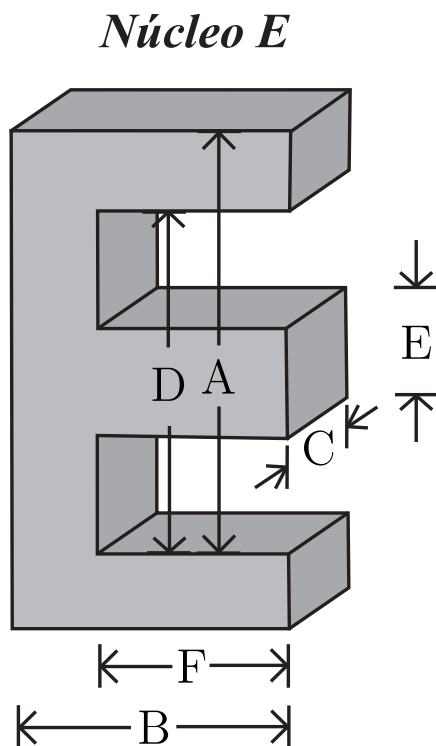


Figura 5-8.: Ilustración de las dimensiones del núcleo E indicadas en la Tsbla 5-3

esta tabla, corresponden a las indicadas en la ilustración del núcleo de la Fig. 5-8.

5.3.4. Selección del número de vueltas de los devanados del transformador.

Habiendo definido las características constructivas del transformador y seleccionado los núcleos que se utilizarán para su implementación, resta definir los números de vueltas N_p , N_s y N_{pc} con que se construirán sus devanados.

Se desea que el transformador tenga los valores de inductancia de dispersión L_{Lkp} , inductancia de magnetización L_{mp} y relación de transformación n , especificados en la Tabla 5-1. Para conseguir esto, las relaciones $n_1 = N_p/N_{pc}$ y $n_2 = N_{pc}/N_s$ que deben tener las vueltas del transformador (construido como en la Fig. 5-1), y las inductancias de magnetización L_{mp1} y L_{mp2} de los transformadores de su modelo equivalente (Fig. 5-2), pueden obtenerse utilizando

las ecuaciones (5-9). De acuerdo a estas ecuaciones, existen múltiples soluciones $(n_1, n_2, L_{mp1}, L_{mp2})$ que arriban al conjunto de especificaciones (L_{LKp}, L_{mp}, n) . Cada solución estará definida por el valor particular que se utilice para el parámetro $k = L_{mp1}/L_{mp}$. Además, suponiendo que se definiera el valor de k , existirían muchas soluciones (N_p, N_s, N_{pc}) con las cuales se podría obtener las relaciones de transformación n_1 y n_2 . Con el fin de acotar el rango de posibles soluciones y seleccionar la más adecuada, se impondrán restricciones de diseño sobre las densidades de flujo magnético en los núcleos del transformador.

En la Fig. 5-4(c), se ilustraron las formas de onda de las densidades de flujo que se presentan en los núcleos del transformador cuando se lo emplea en el convertidor CSPBC. Se hallará una solución adecuada para la construcción del transformador que verifique que, en el punto de operación del convertidor CSPBC utilizado para el diseño (Tabla 5-1), los valores máximos de las densidades de flujo en ambos núcleos sean tales que $B_{1max} \leq 0.38T$ y $B_{2max} \leq 0.38T$, y las variaciones de las densidades de flujo en ambos núcleos sean tales que $\Delta B_1 \leq 0.3T$ y $\Delta B_2 \leq 0.3T$.

Como se dijo en la sección 5.3.2, el transformador se construirá con $N_{pc} = N_{sc}$. Con esta condición las relaciones de transformación resultan $n_1 = N_p/N_{pc}$ y $n_2 = N_{pc}/N_s$, y a partir de las ecuaciones (5-9) se tiene que:

$$\left\{ \begin{array}{l} N_p = \frac{nN_{pc}}{1 - \sqrt{\frac{L_{LKp}(1-k)}{L_{mp}k}}} \\ N_s = \frac{N_{pc}}{n} \left[1 + \sqrt{\frac{L_{LKp}k}{L_{mp}(1-k)}} \right] \\ L_{mp1} = kL_{mp} \\ L_{mp2} = (1-k)L_{mp} \end{array} \right. ; \quad \frac{L_{LKp}}{L_{LKp} + L_{mp}} < k \leq \frac{L_{LKp}}{L_{LKp} + L_{mp}(1-n)^2} \quad (5-18)$$

Así, el conjunto de soluciones $(N_p, N_s, L_{mp1}, L_{mp2})$, que verifican el conjunto de especificaciones de diseño (L_{LKp}, L_{mp}, n) , resultan una función del parámetro k y del número de vueltas comunes del devanador primario N_{pc} . Por otro lado, para cada solución particular, se pueden encontrar expresiones que permiten conocer (en el punto de operación del convertidor CSPBC que se utiliza para diseñar del transformador) los valores máximos y las variaciones máximas de las densidades de flujo magnético en los núcleo del transformador.

En la Fig. 5-4(b) se ilustraron las formas de onda de las corrientes de magnetización i_{m1} e i_{m2} , y en la Fig. 5-4(c), las formas de onda de las densidades de flujo magnético B_1 y B_2 . Los valores máximos i_{m1}^+ e i_{m2}^+ , y los valores mínimos i_{m1}^- e i_{m2}^- , de las corrientes de magnetización, puede computarse utilizando las ecuaciones (5-5), con los valores conocidos de las corrientes i_p e i_s en los instantes $(t_0, t_1, t_2; t_3)$ listados en la Tabla 5-1. Observando la Fig. 5-4(b) se pueden derivar las siguientes ecuaciones en función de los parámetros del transformador:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{m1}^+ = i_p(t_0) + \frac{i_s(t_0)}{n_1} \\ i_{m1}^- = i_p(t_2) + \frac{i_s(t_2)}{n_1} \\ i_{m2}^+ = \begin{cases} i_p(t_1) & \text{si } \frac{m_1 n}{p_4} \leq n_2 \\ i_p(t_2) + \frac{i_s(t_2)}{n_2} & \text{si } \frac{m_1 n}{p_4} \geq n_2 \end{cases} \\ i_{m2}^- = i_p(t_3) + \frac{i_s(t_3)}{n_2} \end{array} \right. \quad (5-19)$$

Donde p_4 y $m_1 n$ son las pendientes de las corrientes i_p e i_s en el intervalo de tiempo $t_1 < t < t_2$. Estas pendientes se indican en la Fig. 5-5, y sus valores para el punto de trabajo de diseño se encuentran en la Tabla 5-1.

Con las expresiones obtenidas para los valores máximos y mínimos de las co-

rrientes de magnetización, observando la Fig. 5-5 y utilizando las ecuaciones (5-10), pueden obtenerse expresiones para los valores máximos y las variaciones máximas de las densidades de flujos en los núcleos del transformador. Agregando a estas expresiones las limitaciones deseadas, se obtiene el siguiente conjunto de ecuaciones de restricción que es función de las soluciones de las ecuaciones (5-18):

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{1_{max}} = \left[\frac{kL_m}{A_n N_p} \right] i_{m1}^+ \leq 0.38T \\ B_{2_{max}} = \left[\frac{(1-k)L_m}{A_n N_{pc}} \right] i_{m2}^+ \leq 0.38T \\ \Delta B_1 = \left[\frac{kL_m}{A_n N_p} \right] (i_{m1}^+ - i_{m1}^-) \leq 0.3T \\ \Delta B_2 = \left[\frac{(1-k)L_m}{A_n N_{pc}} \right] (i_{m2}^+ - i_{m2}^-) \leq 0.3T \end{array} \right. \quad (5-20)$$

Para el punto de trabajo de diseño (Tabla 5-1), $L_{mp} = 126.3\mu Hy$, $L_{LKp} = 12.63\mu Hy$ y $n = 3/4$. Con estos valores, el rango de posibles soluciones del parámetro k (ec. 5-18), resulta $1/11 < k \leq 8/13$. Utilizando el área de sección transversal A_n del núcleo seleccionado (Tabla 5-3), y con los datos listados en la Tabla 5-1, las ecuaciones (5-18) pueden resolverse bajo las restricciones (5-20), para todo el rango de k y en función de las vueltas comunes N_{pc} . Así, en la Fig. 5-9 se grafica la región sombreada de posibles soluciones (N_{pc}, k) con que puede construirse el transformador para satisfacer las especificaciones de diseño, bajo las restricciones impuestas sobre las densidades de flujo en los núcleos.

Se desea construir los devanados del transformador con el mínimo número posible de vueltas (para reducir las pérdidas en el cobre y el volumen ocupado por el transformador) y puede verse en la Fig. 5-9 que la mínima cantidad de vueltas N_{pc} con que puede bobinarse el transformador para satisfacer los requerimientos de diseño es 11. Sin embargo, en la sección 5.2 se impuso al diseño la condición

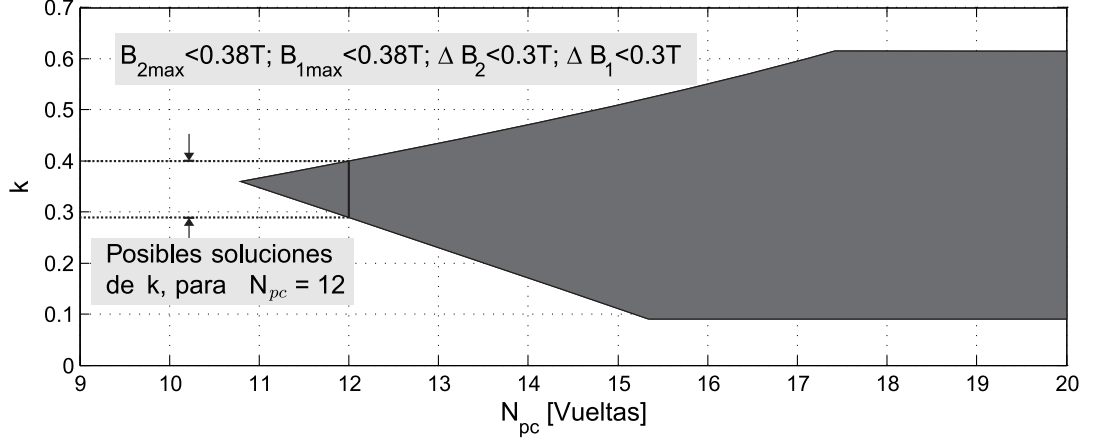


Figura 5-9.: Región sombreada de posibles soluciones (N_{pc}, k) con que puede construirse el transformador para satisfacer las especificaciones de diseño

constructiva de que todas las vueltas sean pares, por lo tanto se selecciona el número mínimo de vueltas comunes pares $N_{pc} = 12$. En la Fig. 5-9, se indica el rango de posibles soluciones del parámetro k , para $N_{pc} = 12$.

Habiendo seleccionado el número de vueltas comunes, resta seleccionar el valor del parámetro k que resulte en $N_p \approx par$ y $N_s \approx par$. En la Fig. 5-10 se ilustran el número de vueltas del primario N_p y el número de vueltas del secundario N_s , en función de las soluciones posibles del parámetro k . Estas curvas fueron obtenidas resolviendo las ecuaciones (5-18) bajo las restricciones (5-20), y agregando la condición $N_{pc} = 12$. De esta figura se selecciona para la construcción del transformador $k = 0.345$, y los números de las vueltas se redondean a $N_p = 16$ y $N_s = 20$. Habiendo redondeado los números de vueltas a valores enteros, los valores de la inductancia de dispersión y la relación de transformación resultantes se desviarán levemente de los valores de diseño. Reemplazando $L_{mp} = 126.3\mu Hy$, $L_{mp1} = kL_{mp} = 43.57\mu Hy$, $L_{mp2} = (1 - k)L_{mp} = 82.73\mu Hy$, $n_1 = N_p/N_{pc}$ y $n_2 = N_{pc}/N_s$, en las ecuaciones (5-6)-(5-8), se obtiene que con esta selección de parámetros se espera obtener una inductancia de dispersión $L_{LKp} = 13.15\mu Hy$ y una relación de transformación $n = 0.7405 \approx 3/4$. Utilizando las ecuaciones (5-18) y (5-20), con los valores definidos para el transformador y en el punto de trabajo de diseño, se esperan tener valores máximos de las densidades de flujo

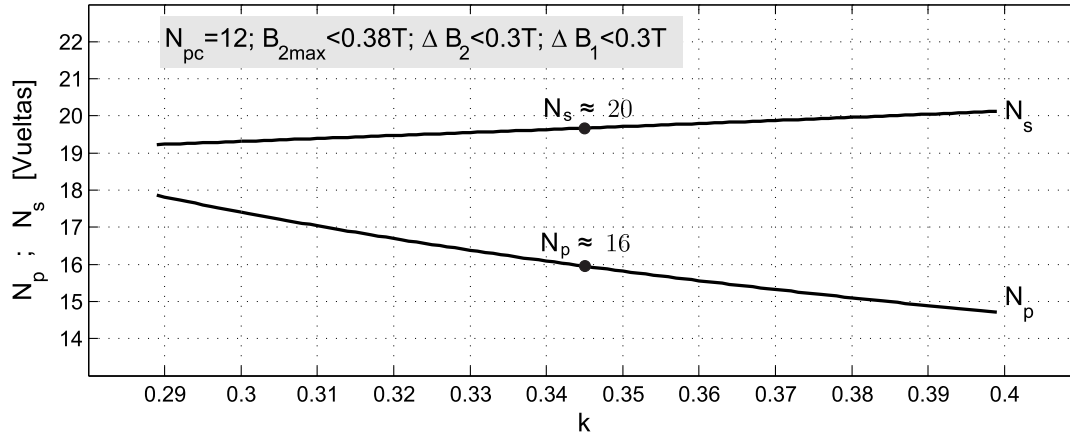


Figura 5-10.: Posibles soluciones (N_p, N_s) en función del parámetro k , para $N_{pc} = 12$.

$B_{1_{max}} \approx 0.21T$ y $B_{2_{max}} \approx 0.35T$, y variaciones máximas de las densidades de flujo $\Delta B_1 \approx 0.26T$ y $\Delta B_2 \approx 0.16T$.

5.3.5. Selección de las longitudes de los entrehierros del transformador.

Las longitudes de los entrehierros l_{g1} y l_{g2} correspondientes al *Núcleo 1* y al *Núcleo 2* respectivamente, se pueden obtener utilizando la ec. (A-22), y están dados por:

$$l_{g1} \approx \frac{\mu_0 A_n N_p^2}{k L_{mp}} ; \quad l_{g2} \approx \frac{\mu_0 A_n N_{pc}^2}{(1-k) L_{mp}} \quad (5-21)$$

Con los valores $k = 0.345$, $N_p = 16$, $N_{pc} = 12$, $L_{mp} = 126.3 \mu Hy$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} [Hy m]$ y $A_n = 529 mm^2$, definidos previamente, resulta $l_{g1} \approx 3.9 mm$ y $l_{g2} \approx 1.2 mm$. Se debe recordar que, cada núcleo del transformador está conformado por dos núcleos E enfrentados, y que las longitudes de los entrehierros se dividen entre la rama central y las ramas laterales de los núcleos. Así, la separación de los dos núcleos E enfrentados, que conforman el *Núcleo 1* debe ser $l_{g1}/2 \approx 1.95 mm$ y, la separación de los dos núcleos E enfrentados, que conforman el *Núcleo 2* debe ser $l_{g2}/2 \approx 0.6 mm$.

5.3.6. Selección de las dimensiones de las láminas de cobre y de aislación de los devanados primario y secundario.

Para la construcción de los bobinados se dispone de cintas de cobre de ancho $w = 180mm$ y espesor $e = 0.15mm$, con las cuales puede construirse cada devanado utilizando una o más cintas de acuerdo al espesor requerido. Para aislar las vueltas entre sí se utilizará una lámina de Mylar de espesor $h_{ais} = 0.12mm$. Se construirá el devanado primario utilizando tres cintas de cobre en paralelo de espesor $e = 0.15mm$ y el devanado secundario utilizando dos cintas, de este modo, el espesor resultante de la lámina de cobre del primario es de $h_{pcu} = 0.45mm$ y el espesor resultante de la lámina de cobre del secundario es $h_{scu} = 0.3mm$. Con esta elección se tendrá una relación entre el espesor de la lámina de cobre y la profundidad de penetración del cobre a $f_s = 50kHz$, cercana la unidad, lo cual permite reducir las pérdidas en el cobre producidas por los efectos skin y proximidad (esto se explicará con más detalle en la sección 5.4.3).

5.3.7. Especificaciones finales y construcción del transformador.

Se construirá el transformador con $N_p = 16$, $N_s = 20$ distribuidas tal que $N_{p1} = 4$, $N_{s2} = 8$ y $N_{pc} = N_{sc} = 12$ (ver Fig. 5-1). Como se dijo previamente (sec. 5.3.2), se construirá el devanado en dos partes iguales separadas por los entrehierros, las cuales serán llamadas devanados mitad. Cada uno de los devanados mitad, contendrá la mitad de las vueltas del devanado primario y del secundario, y se conectarán en serie por sus extremos. En la Fig. 5-11 se ilustra una vista superior de uno de los devanados mitad, para mostrar la forma en que se arrollarán los devanados alrededor de los núcleos E . En esta figura, la línea llena corresponde al devanado primario y la línea punteada al devanado secundario. Alrededor del Núcleo 1 se bobinan $N_{p1}/2 = 2$ vueltas de devanado primario, alrededor del Núcleo 2 $N_{s2}/2 = 4$ vueltas de devanado secundario, y alrededor de los

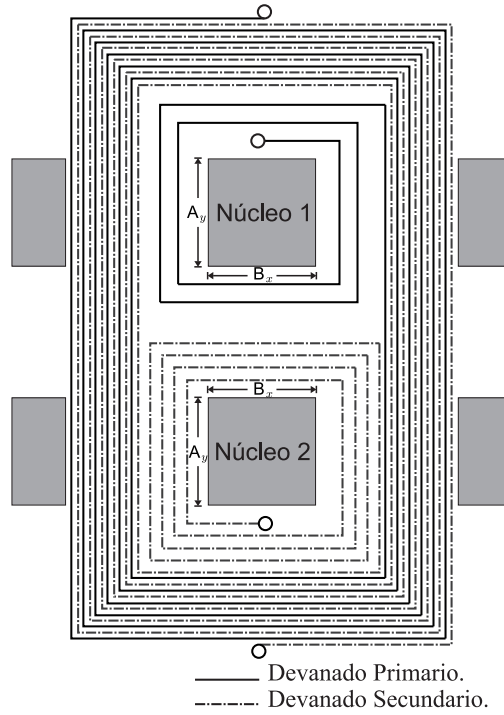


Figura 5-11.: Devanado mitad.

dos núcleos $N_{pc}/2 = N_{sc}/2 = 6$ vueltas de devanado primario y secundario entrelazadas. El segundo devanado mitad se construirá exactamente igual a este, de modo que al ponerlos enfrentados queden bobinados en sentido opuesto y puedan conectarse por sus extremos siguiendo el mismo sentido de giro.

En la Tabla 5-4 se resumen las características constructivas y los parámetros

Tabla 5-4.: Resumen de las características constructivas y parámetros resultantes del diseño del transformador de aislamiento.

L_{mp}	$126\mu Hy$
L_{LKp}	$13.15\mu Hy$
a	$0.7405 \approx 3/4$
f_s (frec. fundamental de op.)	$50kHz$
N_p	$16 Vueltas$
N_s	$20 Vueltas$
$N_{pc} = N_{sc}$	$12 Vueltas$
w	$18mm$
$h_{p_{cu}}$	$0.45mm$
$h_{s_{cu}}$	$0.3mm$
h_{ais}	$0.12mm$
l_{g1}	$3.9mm$
l_{g2}	$1.2mm$
Núcleos	$E65/32/27$ (ver Tabla 5-3)

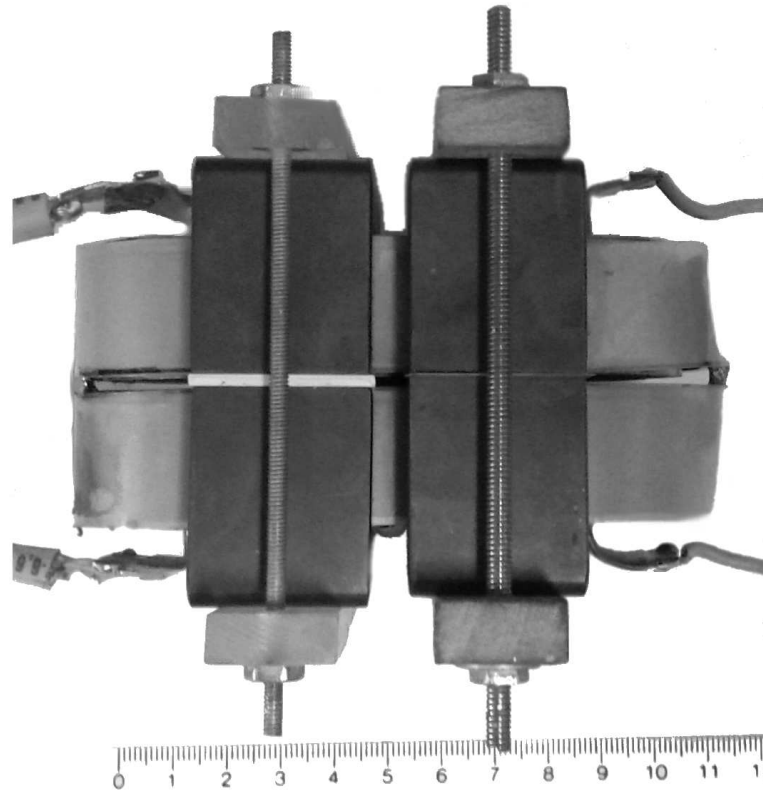


Figura 5-12.: Transformador de aislamiento construido en la práctica.

que se espera obtener del transformador diseñado. El transformador diseñado fue construido para ser utilizado como transformador de aislamiento del convertidor CSPBC de $3kW$ que será implementado en la práctica en el marco de esta tesis. En la Fig. 5-12 se muestra una fotografía del transformador construido. El núcleo de la izquierda en la fotografía, corresponde al *Núcleo 1* y el de la derecha corresponde al *Núcleo 2*, puede notarse claramente la diferencia en el tamaño de los entrehierros de ambos núcleos y pueden apreciarse los dos devanados mitad (comparar con la Fig. 5-6(a)). En la Fig. 5-13 se muestra una vista superior de los devanados mitad del transformador construido, donde puede apreciarse la disposición de los devanados alrededor de los núcleos (comparar con la Fig. 5-11).

En lo que resta de este capítulo se realizará un análisis completo de las pérdidas del transformador diseñado y construido previamente. Se desarrollará un modelo completo del transformador que incluya todas sus pérdidas, y se realizarán las

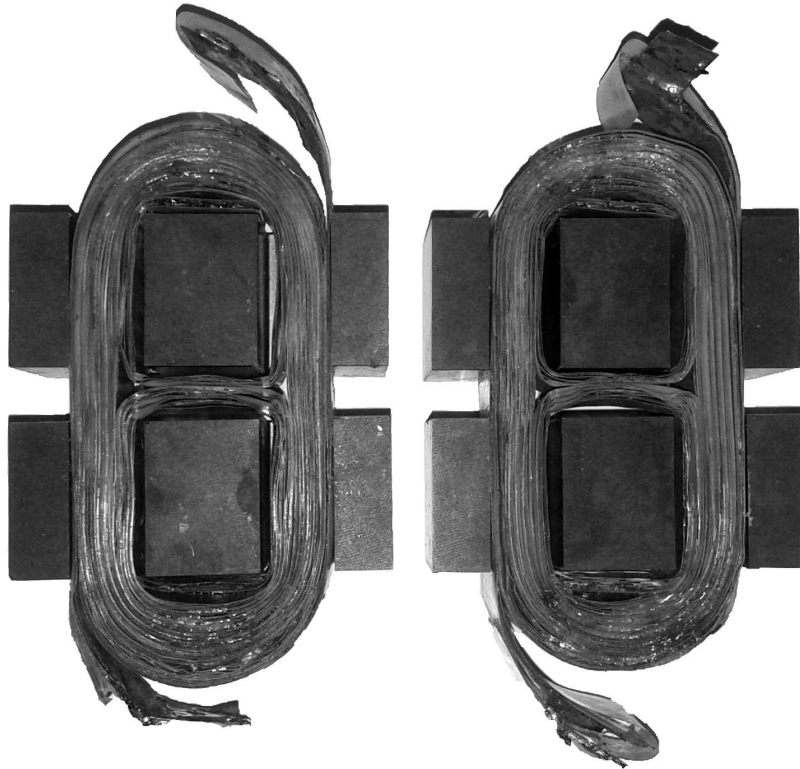


Figura 5-13.: Devanados mitad del transformador de aislamiento construido en la práctica.

mediciones de parámetros correspondientes sobre el transformador construido, para verificar la validez del modelo.

5.4. Análisis y modelado de las pérdidas en el transformador

En esta sección se realizará un análisis de las pérdidas que se producen en el transformador de aislamiento, cuyo diseño y detalles constructivos fueron desarrollados previamente en este capítulo. Estas pérdidas se incluirán como resistencias en el modelo del transformador de la Fig. 5-3. Primero se analizarán y se agregarán al modelo las resistencias que representan las pérdidas en los núcleos del transformador. Luego se analizarán e incluirán en el modelo las resistencias que representan las pérdidas en el cobre de los devanados del transformador. Finalmente se hallará un modelo equivalente del transformador similar al de la

Fig. 5-3(b), en el que se incluirán tres resistencias que modelan las pérdidas. Una resistencia que modela las pérdidas producidas por la componente continua de la corriente que ingresa en el primario del transformador, una resistencia que modela las pérdidas producidas por la componente de corriente alterna que circula por la rama de magnetización (en paralelo con la inductancia de magnetización del transformador vista desde el primario), y una resistencia que modela las pérdidas en la rama de dispersión (en serie con la inductancia de dispersión del transformador vista desde el primario).

5.4.1. Análisis de las pérdidas en los núcleos del transformador

Las pérdidas en los núcleos ferromagnéticos del transformador están producidas por las componentes de variación alterna de sus flujos magnéticos. Como las formas de onda de los flujos (ver Fig. 5-4(c)) están compuestas por múltiples componentes armónicas de la frecuencia fundamental $f_s = 50kHz$, no resulta sencillo predecir el monto exacto de pérdidas que se producirán en los núcleos. Para realizar una estimación de las pérdidas en los núcleos del transformador diseñado, se utilizarán los valores pico de las densidades de flujo magnético $\Delta B_1/2$ y $\Delta B_2/2$ (ver Fig. 5-4(c)). Se supondrá que estos picos corresponden a la amplitud de ondas sinusoidales de la frecuencia fundamental $f_s = 50kHz$.

En la Fig. 5-14 se muestran las curvas de pérdidas volumétricas que se presentan en el material Ferrite N87 de los núcleos utilizados para construir el transformador. Estas curvas están dadas para excitaciones sinusoidales, en función de la frecuencia, y están parametrizadas en función del valor pico \hat{B} de la componente alterna de la densidad de flujo, para temperaturas de $25^\circ C$ y $100^\circ C$. Existe en la literatura una fórmula muy popular para aproximar estas curvas conocida como la ecuación de Steinmetz [75, 77, 84, 85]:

$$P_V = k_n f^{\alpha_n} \hat{B}^{\beta_n} \quad (5-22)$$

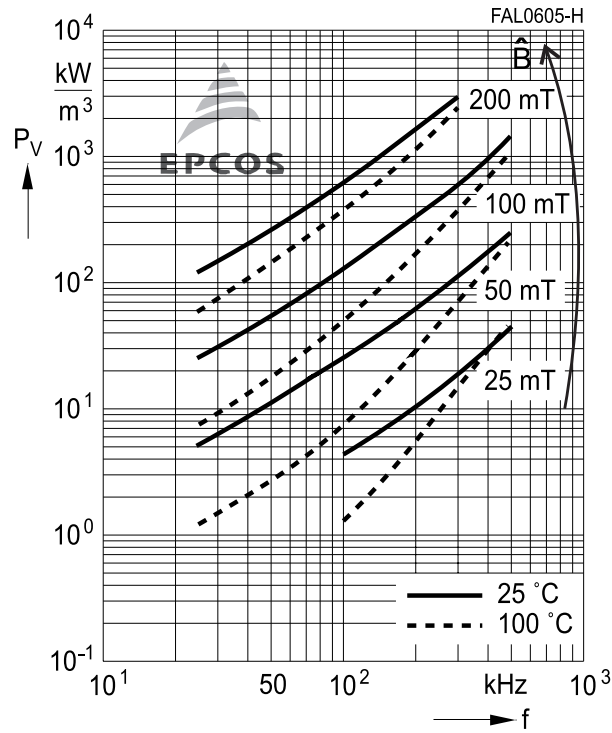


Figura 5-14.: Pérdidas volumétricas en el material Ferrite N87 [83].

Donde \hat{B} (en Tesla [T]) es el valor pico de la densidad de flujo magnético, P_v (en kilo-Watts por metro cúbico kW/m^3) es el valor promedio de la potencia disipada en el núcleo ferromagnético por unidad de volumen, f (en Hertz [Hz]) es la frecuencia de la excitación sinusoidal, y k_n , α_n , β_n son parámetros particulares del material ferromagnético. Para un valor fijo de la frecuencia f , la ec. (5-22), resulta $P_v = C_f \hat{B}^{\beta_n}$ (donde $C_f = k_n f^{\alpha_n}$ es una constante). Típicamente, para núcleos de ferrite $\beta_n \approx 2$, es decir que las pérdidas en núcleos de este material cumplen una ley aproximadamente cuadrática en función del valor pico de la densidad de flujo magnético, $P_v \approx C_f \hat{B}^2$. Por esta razón las pérdidas en el núcleo de un transformador suelen aproximarse mediante un resistor en paralelo con la inductancia de magnetización. Enseguida se verá como puede calcularse el valor de este resistor.

Un flujo sinusoidal en el núcleo de un transformador, es generado por una tensión sinusoidal aplicada sobre su inductancia de magnetización. La magnitud

del flujo está determinada por el número de vueltas del devanado y por el área de sección transversal del núcleo. Conociendo el valor pico del flujo sinusoidal, pueden obtenerse las pérdidas que se originan en el núcleo utilizando las curvas de pérdidas volumétricas provistas por el fabricante. Luego, puede calcularse el valor de un resistor equivalente en paralelo con la inductancia de magnetización que genera las mismas pérdidas. Conociendo este resistor las pérdidas en el núcleo pueden ser estimadas para cualquier valor rms de tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización (y por lo tanto sobre el resistor en paralelo con la misma).

Si se aplica una tensión sinusoidal de frecuencia f_{sen} y magnitud rms V_{rms} sobre los bornes de un devanado de N vueltas, enrolladas alrededor de un núcleo de área de sección transversal A_c , la densidad de flujo magnético sinusoidal inducido en el núcleo, tendrá un valor pico dado por:

$$\hat{B}_{sen} = \frac{\sqrt{2}V_{rms}}{2\pi f_{sen}NA_c} \quad (5-23)$$

Si la frecuencia y el valor pico de la densidad de flujo son datos conocidos, las pérdidas producidas en el núcleo por el flujo sinusoidal $P_{n_{sen}}$, pueden obtenerse de las curvas de pérdidas volumétricas correspondientes al material ferromagnético utilizado. Si se considera que R_m es un resistor equivalente que consume una potencia $P_{n_{sen}}$ cuando se le aplica la tensión V_{rms} , se tiene que:

$$P_{n_{sen}} = \frac{V_{rms}^2}{R_m} \quad (5-24)$$

Despejando V_{rms} de la ec. (5-23) y reemplazando la expresión obtenida en la ec. (5-24), se tiene que la resistencia paralelo R_m que modela las pérdidas en el núcleo puede calcularse de la siguiente manera:

$$R_m = \frac{\left(2\pi f_{sen}NA_c\hat{B}_{sen}\right)^2}{2P_{n_{sen}}} \quad (5-25)$$

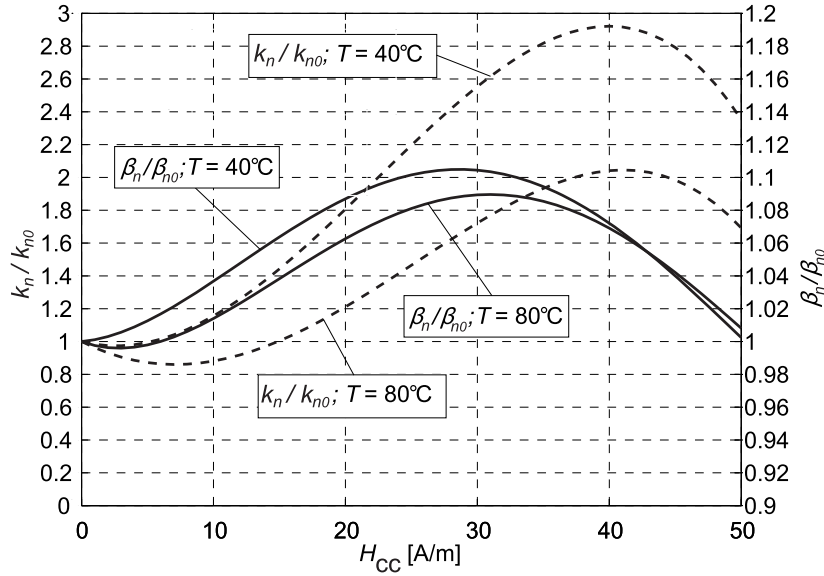


Figura 5-15.: Variación de los parámetros de Steinmetz k y β , del material ferrite N87, en función de la componente continua de la intensidad de campo magnético H_{DC} , para $T = 40^\circ C$ y $T = 80^\circ C$ [75].

Es importante aclarar que, para el transformador del convertidor CSPBC tratado aquí, si se calculan las resistencias que modelan las pérdidas en los núcleos utilizando la ec. (5-25), sólo se tendrá una idea aproximada de las pérdidas que se producen en núcleo ferromagnético. El monto exacto de pérdidas que se producirán en los núcleos en un punto dado de operación del convertidor es muy difícil de predecir, ya que habría que incluir en las resistencias que modelan las pérdidas, la dependencia de las mismas con la temperatura de operación de los núcleos y tendrían que tenerse en cuenta todas las componentes frecuenciales de las densidades de flujo en los núcleos. Además, el devanado primario del transformador debe soportar la corriente continua de entrada del convertidor, por lo que los núcleos estarán sometidos a componentes continuas de intensidad de campo magnético. Una componente continua de magnetización distinta de cero, puede incrementar las pérdidas que producen las variaciones alternas de flujo. En [75] se realizan ensayos para medir la variación de los parámetros de Steinmetz en diferentes núcleos de ferrite sometidos a una componente continua de intensidad de campo magnético H_{cc} . Entre los materiales ensayados se encuentra el ferrite N87 utilizado aquí para la construcción del transformador. Se prueba allí que

el parámetro α_n de la ecuación de Steinmetz (5-22), se mantiene aproximadamente constante para distintos valores de H_{cc} , mientras que los parámetros de Steinmetz k_n y β_n , varían en función de H_{cc} de la forma que se ilustra en la Fig. 5-15. En esta figura se muestran las variaciones de k_n y β_n en función de H_{cc} , normalizadas con respecto a sus respectivos valores k_{n0} y β_{n0} , correspondientes a $H_{cc} = 0$. En estas curvas puede observarse que la variación en β_n es pequeña, mientras que el coeficiente k_n es el más influenciado frente a una componente continua de magnetización presente en el núcleo. Para tener en cuenta el efecto de H_{cc} , podría agregarse en el denominador del término derecho de la ec. (5-25), un factor de corrección $k_{cc} = k_n/k_{n0}$ obtenido de la Fig. 5-15. Sin embargo, este factor presenta una gran variación con la temperatura de operación del núcleo. Por esta razón, el efecto de la componente continua de magnetización H_{cc} no será tenido en cuenta para la obtención de las resistencias que modelan las pérdidas en el núcleo del transformador, pero se considera necesario hacer mención y tener conocimiento del mismo.

5.4.2. Cálculo e inclusión de las pérdidas en los núcleos en el modelo del transformador

Las pérdidas en el núcleo en el transformador construido se modelarán mediante dos resistencias R_{mp1} y R_{mp2} , agregadas al modelo del transformador de la Fig. 5-2(a) en paralelo con las inductancias de magnetización L_{mp1} y L_{mp2} respectivamente, tal como se muestra en la Fig. 5-16. Estas dos resistencias modelan las pérdidas en el *Núcleo 1* y el *Núcleo 2* del transformador respectivamente. Los valores pico de la componente de alterna de las densidades de flujo de ambos núcleos, pueden calcularse utilizando las ecuaciones (5-19)-(5-20). Con los parámetros del transformador diseñado, y con los datos del punto de operación del convertidor utilizado para el diseño (ver Tabla 5-1), se obtiene que el valor pico de la componente alterna de la densidad de flujo en el *Núcleo 1* resulta $\hat{B}_{1sen} = \Delta B_1/2 \approx 130mT$ y en el *Núcleo 2*, $\hat{B}_{2sen} \approx 80mT$. En la Fig. 5-17 se

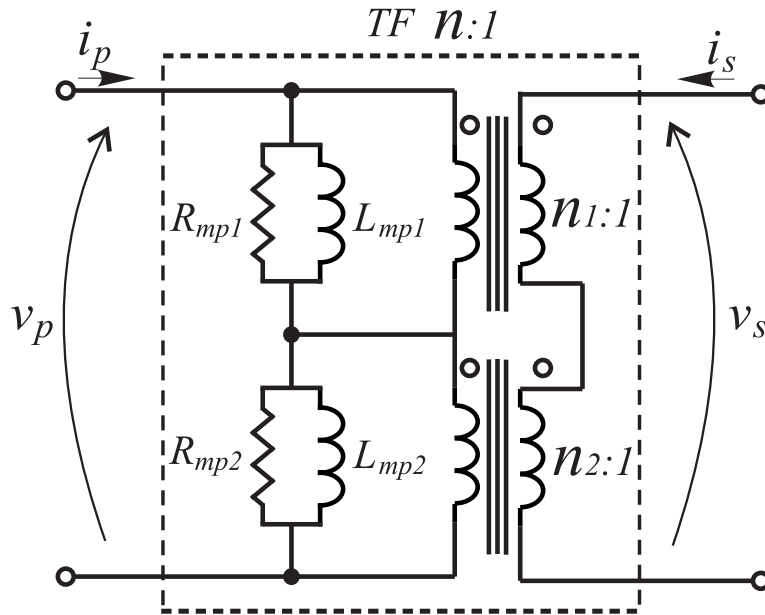


Figura 5-16.: Modelo del transformador incluyendo las resistencias R_{mp1} y R_{mp2} que modelan las pérdidas en los núcleos

muestran las curvas de pérdidas por unidad de volumen que se producen en el material N87 de los núcleos del transformador construido, en función del valor pico de la densidad de flujo sinusoidal. Estas curvas (provistas por los fabricantes de los núcleos), están confeccionadas para densidades de flujo sinusoidal de frecuencia $f_{sen} = 50kHz$ y valor pico \hat{B}_{sen} , para temperaturas de operación de $25^{\circ}C$, $50^{\circ}C$ y $100^{\circ}C$. Se supondrá para el cálculo de las resistencias, una temperatura intermedia de operación, por lo que se utilizará la curva de pérdidas por unidad de volumen de la Fig. 5-17, correspondiente a $50^{\circ}C$. Así, ingresando a esta curva con los valores pico de las densidades de flujo calculadas, se obtiene que las pérdidas por unidad de volumen en el *Núcleo 1* y el *Núcleo 2*, resultan aproximadamente $P_{v1} \approx 73kW/m^3$ y $P_{v2} \approx 22kW/m^3$ respectivamente. Multiplicando estos valores por el volumen del núcleo utilizado $V_e = 78600mm^3$ (ver Tabla 5-3), se obtienen las correspondientes pérdidas en los núcleos $P_{n1sen} = 5.74W$ y $P_{n2sen} = 1.73W$. Con el área de sección transversal de los núcleos utilizados $A_c = 529mm^2$, y con las vueltas de los devanados primarios conectados en serie $N_p = 16$ y $N_{pc} = 12$, se obtiene utilizando la ec. (5-25), que las resistencias

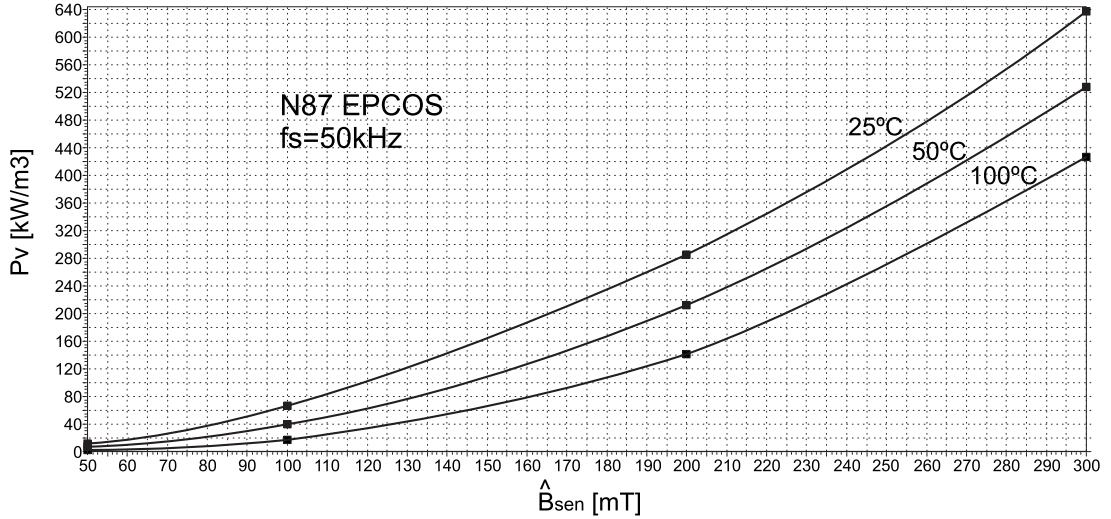


Figura 5-17.: Pérdidas en el núcleo por unidad de volumen en el material N87, a la frecuencia de operación $f_s = 50kHz$ y para temperaturas de operación $T=25^{\circ}C$ y $T=100^{\circ}C$

paralelo resultan:

$$R_{mp1} = \frac{\left(2\pi f_{sen} N_p A_c \hat{B}_{1sen}\right)^2}{2P_{n1sen}} = 10.4k\Omega \quad (5-26)$$

$$R_{mp2} = \frac{\left(2\pi f_{sen} N_{pc} A_c \hat{B}_{2sen}\right)^2}{2P_{n2sen}} = 7.38k\Omega$$

5.4.3. Análisis de las pérdidas en el cobre del transformador

Para poder calcular las pérdidas que se producen en el cobre de los devanados del transformador e incluirlas en su modelo de circuito, es preciso conocer la resistencia que presentan los devanados a la componente de corriente continua y a la componente de corriente alterna que circula por los devanados. Las pérdidas en el cobre del transformador construido serán analizadas separando las mismas en tres componentes. La primera componente de pérdidas a tener en cuenta es generada por la corriente continua que circula por el devanado primario del transformador. Esta componente de pérdidas debe diferenciarse de las pérdidas producidas por la componente alterna de la corriente, pues es conocido que, la resistencia efectiva que presentan los devanados es dependiente de la

frecuencia (debido a los efectos Skin y proximidad [71, 72]). La segunda componente de pérdidas a tener en cuenta, consta de las pérdidas que se producen en el devanado primario por la corriente alterna de magnetización (corriente que circula por el devanado primario y no es transferida al devanado secundario). La tercer componente contempla las pérdidas que se generan en los devanados primario y secundario, producto de la corriente alterna que ingresa en el devanado primario y es transferida al secundario. La razón por la cual esta tercer componente de pérdidas, debe diferenciarse de la producida por la corriente de magnetización, es que las vueltas comunes de los devanados primario y secundario del transformador fueron construidos de manera entrelazada. El entrelazado reduce considerablemente los efectos Skin y proximidad, y por lo tanto reduce la resistencia de los devanados a la componente de corriente alterna que ingresa al primario y es trasferida al secundario. Sin embargo el entrelazado no tiene efecto sobre la corriente de magnetización que sólo circula por el devanado primario. En esta sección se dará primero una introducción teórica necesaria para comprender y poder calcular las resistencias que modelan las pérdidas en el cobre del transformador. Luego se realizará el cálculo e inclusión en el modelo del transformador, de las resistencias que representan las componentes de pérdidas en el cobre mencionadas previamente.

Teoría y procedimiento para el cálculo de las resistencias de los devanados

La resistencia de un conductor de cobre de largo ℓ y sección transversal S por el que circula una corriente continua, esta dada por:

$$R_{cc} = \frac{\rho_{cu}\ell}{S} \quad (5-27)$$

Donde $\rho_{cu} = 1.724 \times 10^{-8} [1 + 0.0039(T_h - 20)]$ es la resistividad del cobre a una temperatura de T_h °C. Este cálculo de la resistencia no es válido para las componentes de corriente alterna que circulen por los devanados de inductores y transformadores, ya que las corrientes de Eddy [71], causan un incremento de

las pérdidas de estos dispositivos magnéticos. Las pérdidas producidas por la corriente alterna en los devanados están originadas principalmente por dos efectos de las corrientes de Eddy: el efecto skin y el efecto proximidad. Estos efectos influyen en la distribución de la corriente alterna en los conductores, achicando la sección transversal efectiva por la cual circula esta componente de corriente, lo cual genera un incremento en la resistencia de los devanados.

En un conductor que transporta una componente de corriente alterna sinusoidal, el efecto skin es básicamente una fuerza que hace que esta componente de corriente tienda a circular por la superficie del conductor, alejándose del centro. La distancia de la sección transversal por la que circula corriente, medida desde la superficie del conductor hacia el centro, se conoce como profundidad de penetración. Cuanto mayor es la frecuencia de la corriente, esta se aleja más del centro, por lo tanto se reduce la profundidad de penetración y la sección transversal efectiva por la cual circula la corriente. Esto se traduce en un aumento de la resistencia que presenta el conductor a una componente de corriente sinusoidal, en función de la frecuencia de dicha componente. Por otro lado, el efecto proximidad se produce en un conductor cuando este transporta una componente de corriente alterna sinusoidal y, tiene a otros conductores vecinos transportando la misma corriente. Este efecto se debe básicamente a que las corrientes sinusoidales se alejan de la zona próxima a otro conductor que lleva la misma corriente en sentido y fase, lo cual hace que la sección transversal efectiva del conductor se vea reducida y por lo tanto aumente la resistencia que presenta a esta componente de corriente alterna.

El aumento de la resistencia a la componente de corriente alterna, debido a los efectos skin y proximidad, puede reducirse en los devanados de inductores o transformadores, si estos se construyen con láminas de cobre, con un espesor de las láminas próximo a la profundidad de penetración. En un transformador, también se pueden bobinar las láminas de los devanados primario y del secundario de modo entrelazado. Por esta razón, se consideraron estas ideas para el diseño

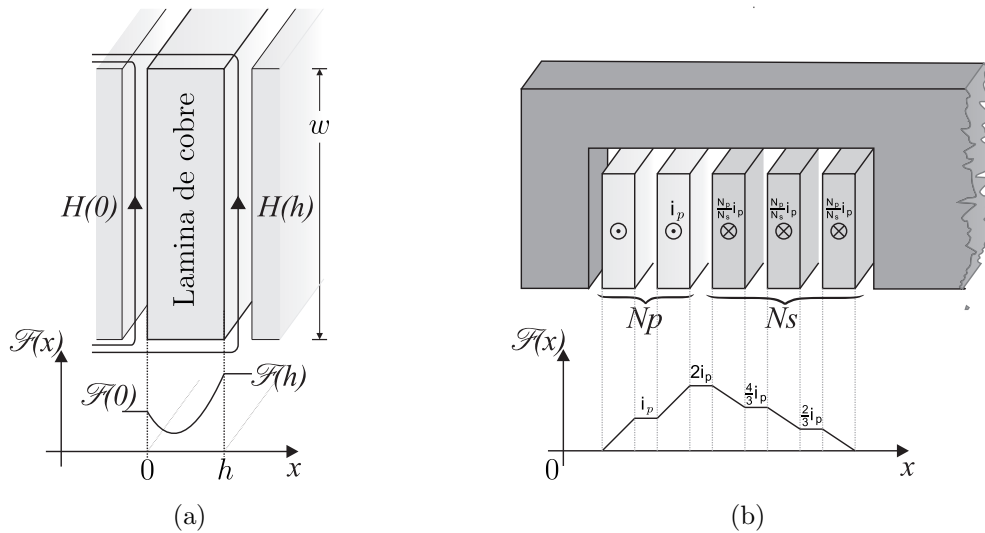


Figura 5-18.: (a) Corte transversal de una vuelta de un devanado construido con lámina de cobre para definir el cálculo de la resistencia R_{ac} . (b) Distribución de la fuerza magnetomotriz en el devanado de un transformador construido con láminas de cobre.

y construcción del transformador presentado en este capítulo (ver sec. 5.3.2).

En la Fig. 5-18(a) se ilustra un corte transversal de una vuelta del devanado de un transformador, por la cual circula una corriente alterna sinusoidal de frecuencia f . Esta vuelta está construida con una lámina de cobre de espesor uniforme h y se encuentra entre dos láminas pertenecientes a vueltas vecinas. En esta figura, x representa la distancia perpendicular a la lámina medida desde su extremo izquierdo. Se asume que las componentes de intensidad de campo magnético perpendiculares a la superficie de la lámina son cero. Las intensidades de campo magnético paralelas a la lámina, a la izquierda y a la derecha de la misma, están denotadas por $H(0)$ y $H(h)$ respectivamente. Sea δ la profundidad de penetración de una corriente de frecuencia f (expresada en Hz) circulando por un conductor de cobre a 100°C [72, 73]. El valor de δ puede calcularse mediante la siguiente ecuación:

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \text{cm} \quad (5-28)$$

Sea φ la relación entre el espesor de la lámina de cobre h y la profundidad de penetración:

$$\varphi = \frac{h}{\delta} \quad (5-29)$$

Las intensidades de campo magnético $H(0)$ y $H(h)$, están producidos por fuerzas magnetomotrices sinusoidales de magnitudes rms $\mathcal{F}(0)$ y $\mathcal{F}(h)$ respectivamente. Si la magnitud rms de la corriente sinusoidal que circula por la lámina es I , la diferencia ente las fuerzas magnetomotrices a los lados de la lámina está dada por:

$$|\mathcal{F}(h) - \mathcal{F}(0)| = I \quad (5-30)$$

Donde la función " $|u|$ " representa el valor absoluto de la variable u . Definiendo el coeficiente m de la vuelta como [73]:

$$m = \frac{\text{máx}(|\mathcal{F}(h)|, |\mathcal{F}(0)|)}{|\mathcal{F}(h) - \mathcal{F}(0)|} \quad (5-31)$$

Donde la función " $\text{max}(u, v)$ " indica valor máximo entre u y v . La resistencia que presenta la vuelta a la componente de corriente alterna, se incrementa con respecto a la resistencia de la misma a una componente de corriente continua, por un factor F_r que es función de φ y de m , es decir que:

$$R_{ac}(\varphi, m) = F_r(\varphi, m)R_{cc} \quad (5-32)$$

El factor F_r representa entonces, la relación $F_r = R_{ca}/R_{cc}$ entre la resistencia a una componente de corriente alterna R_{ca} , que presenta una vuelta del devanado de un transformador construido con lámina de cobre, y su correspondiente resistencia a una componente de corriente continua R_{cc} . El factor F_r puede

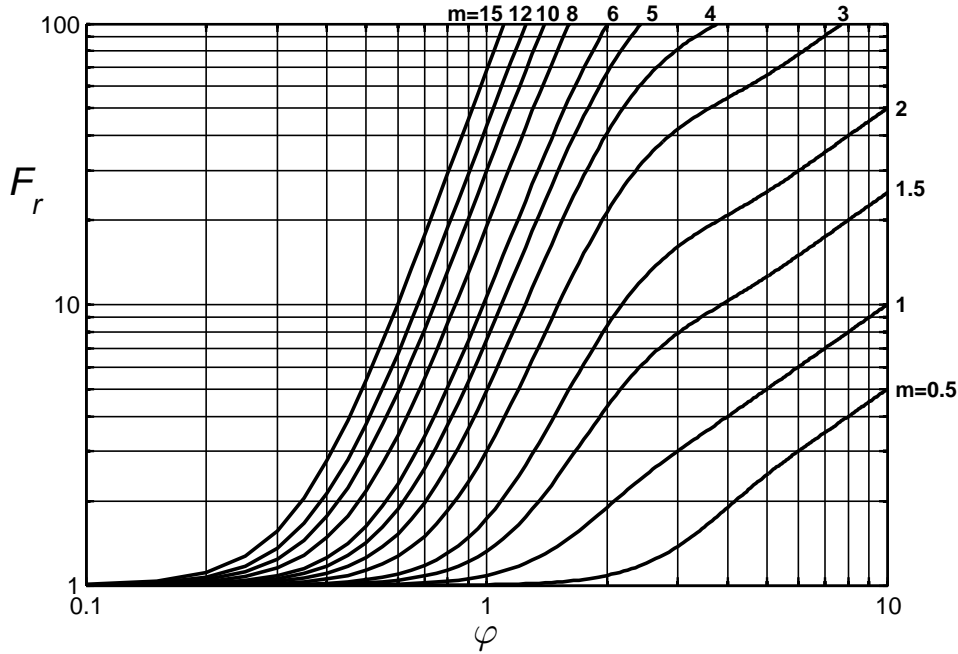


Figura 5-19.: Factor $F_r = R_{ca}/R_{cc}$.

computarse utilizando el siguiente conjunto de ecuaciones [73, 86]:

$$\left\{ \begin{array}{l} F_r = \varphi Q'(\varphi, m) \\ Q'(\varphi, m) = (2m^2 - 2m + 1)G_1(\varphi) - 4m(m - 1)G_2(\varphi) \\ G_1(\varphi) = \frac{\sinh(2\varphi) + \sin(2\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \\ G_2(\varphi) = \frac{\sinh(\varphi)\cos\varphi + \cosh(\varphi)\sin(\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)} \end{array} \right. \quad (5-33)$$

En la Fig. 5-19 se muestra una gráfica de curvas del factor F_r , obtenida utilizando las ecuaciones (5-33), en función del factor φ y parametrizada para distintos valores del coeficiente m . Estas curvas suelen llamarse "Curvas de Dowell", ya que fue Dowell el primero en derivar curvas similares, para calcular la resistencia de los devanados de un transformador frente excitaciones sinusoidales [74].

Para calcular la resistencia total que presentan los devanados de un transformador (construido con láminas de cobre), frente a una componente de corriente

alterna sinusoidal, es preciso computar la resistencia de cada una de las vueltas de los devanados y luego sumarlas. Por lo tanto, se debe computar el coeficiente m (ec. (5-31)) correspondiente a cada vuelta, y para esto primero es preciso conocer los valores que toma la fuerza magnetomotriz, a los lados de la lámina correspondiente a cada vuelta. Para explicar gráficamente como obtener los valores de la fuerza magnetomotriz, en la Fig. 5-18(b) se ilustra el corte transversal de los devanados de un transformador construido con láminas de cobre. Este transformador tiene dos vueltas en su devanado primario y tres vueltas en su devanado secundario, arrolladas en la rama central de un núcleo tipo E (sólo se muestra la mitad del núcleo y del devanado). El devanado primario transporta

Tabla 5-5.: Pasos a seguir para calcular la resistencia a la componente de corriente alterna de los devanados de un transformador construido con láminas de cobre.

Paso 1:	Calcular la resistencia a la componente de corriente continua de cada vuelta utilizando la ec. (5-27). Para esto se necesita conocer el valor del área de la sección transversal y la longitud de la lámina de cobre correspondiente a cada vuelta.
Paso 2:	Utilizar la ec. (5-28) para calcular el valor de la profundidad de penetración del cobre, a la frecuencia de la onda sinusoidal para la cual desea conocerse la resistencia. Calcular la relación φ (ec. (5-29)) para cada devanado.
Paso 3:	Dibujar un corte transversal de los devanados y trazar la distribución de la fuerza magnetomotriz. Calcular el valor de la fuerza magnetomotriz a los lados de la lámina de cobre correspondiente a cada vuelta.
Paso 4:	Conociendo la fuerza magnetomotriz a los lados de cada lámina, computar el coeficiente m correspondiente a cada vuelta utilizando la ec. (5-31).
Paso 5:	Computar el factor $F_r = R_{ca}/R_{cc}$ para cada vuelta de los devanados calculando la ec. (5-33) con los correspondientes valores de φ y m obtenidos previamente.
Paso 6:	Calcular la resistencia a la componente de corriente alterna de cada vuelta. Esto puede hacerse, multiplicando para cada vuelta, los factores F_r y las resistencias de las vueltas a la componente de continua obtenidos previamente.
Paso 7:	Finalmente se puede obtener la resistencia a la componente de corriente alterna de un devanado completo (primario o secundario), sumando las resistencias correspondientes de cada una de sus vueltas, calculadas en el Paso 6.

una corriente sinusoidal i_p y el devanado secundario una corriente $(2/3)i_p$. Para trazar la distribución de la fuerza magnetomotriz en los devanados, se comienza desde la izquierda, ya que la fuerza magnetomotriz debe ser cero en un punto que no se encuentre encerrado por ninguna vuelta. A medida que nos adentramos hacia el centro del devanado, la fuerza magnetomotriz crece una magnitud i_p por cada vuelta de primario y decrece una magnitud $(2/3)i_p$ por cada vuelta de secundario. Nótese que en el interior de cada lámina, la distribución de la fuerza magnetomotriz se ilustra como una línea recta que une los valores a los lados de la lámina. Aunque esta no es la distribución real, la aproximación es válida para propósitos de cómputo, ya que sólo importan los valores a los lados de cada lámina. Con el conocimiento de los valores de la fuerza magnetomotriz, se pueden computar los coeficientes m (ec. (5-31)) correspondientes a cada vuelta de los devanados. Con estos coeficientes y el valor φ correspondiente a cada devanado (calculado utilizando la ec. (5-29)), se puede obtener la relación entre la resistencia a la componente de corriente alterna y la resistencia a la componente de corriente continua F_r de cada vuelta de los devanados. Con el conocimiento del área de sección transversal del cobre y el largo de cada vuelta, pueden obtenerse sus correspondientes resistencias a la componente de corriente continua R_{cc} . Finalmente, multiplicado estas resistencias por el respectivo F_r se obtienen las resistencias a la componente de corriente alterna R_{ca} de cada vuelta de los devanados primario y secundario. Las resistencias de las vueltas correspondientes a cada devanado deben sumarse para obtener sus resistencias totales. Para clarificar un poco el procedimiento a seguir, en la Tabla. 5-5 se listan los pasos necesarios (el orden no es estricto), para calcular la resistencia que presentan los devanados de un transformador, construido con láminas de cobre, a una componente de corriente alterna sinusoidal.

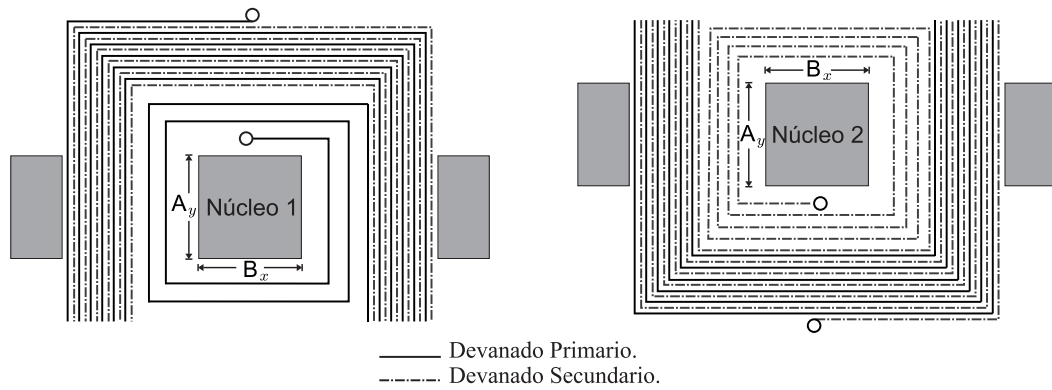


Figura 5-20.: Recorte del devanado mitad para el cálculo de la longitud de las vueltas.

Cálculo de la resistencia a la componente de corriente continua de los devanados del transformador

Como se dijo previamente, antes de calcular la resistencia que presentan los devanados del transformador a una componente de corriente alterna sinusoidal, es preciso conocer la resistencia que presenta cada una de las vueltas de los devanados a la componente de corriente continua. Para esto primero se deben conocer las longitudes de cada una de las vueltas de los devanados.

Los devanados del transformador diseñado y construido en este capítulo, tienen una forma particular, ya que están conformados por algunas vueltas que sólo encierran a uno de los núcleos del transformador y otras vueltas que encierran a los dos núcleos (ver Fig. 5-1). El análisis del transformador se realizará considerando la conexión equivalente de dos transformadores con sus devanados primarios y secundarios conectados en serie, que se explicó en la sección 5.2 (ver Fig. (5-3)). Se analizarán por separado las vueltas correspondientes al *Núcleo 1* y al *Núcleo 2*. Se considerará el cálculo de las resistencias de uno solo de los devanados mitad y luego los resultados se multiplicarán por dos, para obtener los valores totales de las resistencias de los devanados.

En la Fig. 5-11 se ilustró la forma en que se construyeron los devanados mitad. Para el cálculo de la longitud de las vueltas se cortará el devanado mitad en dos partes, separando por un lado el *Núcleo 1* y por el otro el *Núcleo 2*, tal como se ilustra en la Fig. 5-20. Con esta separación, las longitudes de las vuel-

tas que sólo encierran a uno de los núcleos, se calculan de modo convencional y las longitudes de las vueltas que encierran a los dos núcleos, se dividen entre un núcleo y el otro. Los valores de las longitudes A_y y B_x indicados en la Fig. **5-20** corresponden a las dimensiones de la rama central de los núcleos E, más un carrete construido especialmente para separar los bobinados de los núcleos y dar soporte al transformador. Para computar las longitudes, se definen los espesores de los devanados primario y secundario como $h_p = h_{p_{cu}} + h_{ais}$ y $h_s = h_{s_{cu}} + h_{ais}$, donde $h_{p_{cu}}$ es el espesor de la lámina de cobre del primario, $h_{s_{cu}}$ es el espesor de la lámina de cobre del secundario, y h_{ais} es el espesor del material aislante que separa el devanado primario del secundario. Todo lo referente a las vueltas se indicará con los subíndices "p_{ij}" o "s_{ij}", donde "p" y "s" hacen referencia al devanado primario y al secundario respectivamente, "i" (con $i = 1$ ó 2) hace referencia al Núcleo 1 o al Núcleo 2, y "j" hace referencia a la j - ésima vuelta contando desde el centro hacia afuera de los bobinados. Así por ejemplo, se llamará $\ell_{p_{ij}}$ a la longitud de la j - ésima vuelta del devanado primario, sobre el núcleo i y $\ell_{s_{ij}}$ a la longitud de la j - ésima vuelta del devanado secundario, sobre el núcleo i . Las longitudes de cada vuelta pueden calcularse a partir de consideraciones geométricas sobre la forma de los bobinados. Con las longitudes obtenidas, utilizando las secciones transversales $S_p = h_{p_{cu}} w$, $S_s = h_{s_{cu}} w$ correspondientes al devanado primario y al secundario respectivamente, puede calcularse la resisten-

Tabla **5-6.**: Resistencias a al componente de corriente continua de las vueltas de los devanados primario y secundario.

$R_{p_{11}} = 0.3080m\Omega$	$R_{s_{11}} = 0.3905m\Omega$	$R_{p_{21}} = 0.2672m\Omega$	$R_{s_{21}} = 0.4594m\Omega$
$R_{p_{12}} = 0.3207m\Omega$	$R_{s_{12}} = 0.4071m\Omega$	$R_{p_{22}} = 0.2782m\Omega$	$R_{s_{22}} = 0.4735m\Omega$
$R_{p_{13}} = 0.2667m\Omega$	$R_{s_{13}} = 0.4236m\Omega$	$R_{p_{23}} = 0.2893m\Omega$	$R_{s_{23}} = 0.4876m\Omega$
$R_{p_{14}} = 0.2777m\Omega$	$R_{s_{14}} = 0.4402m\Omega$	$R_{p_{24}} = 0.3004m\Omega$	$R_{s_{24}} = 0.5016m\Omega$
$R_{p_{15}} = 0.2888m\Omega$	$R_{s_{15}} = 0.4568m\Omega$	$R_{p_{25}} = 0.3114m\Omega$	$R_{s_{25}} = 0.4078m\Omega$
$R_{p_{16}} = 0.2999m\Omega$	$R_{s_{16}} = 0.4734m\Omega$	$R_{p_{26}} = 0.3225m\Omega$	$R_{s_{26}} = 0.4244m\Omega$
$R_{p_{17}} = 0.3109m\Omega$			$R_{s_{27}} = 0.4410m\Omega$
$R_{p_{18}} = 0.3220m\Omega$			$R_{s_{28}} = 0.4576m\Omega$
			$R_{s_{29}} = 0.4742m\Omega$
			$R_{s_{210}} = 0.4907m\Omega$

cia a la componente de corriente continua (ec. 5-27) de cada vuelta del primario como $R_{p_{ij}} = \rho_{cu} \ell_{p_{ij}} / S_p$ y de cada vuelta del secundario como $R_{s_{ij}} = \rho_{cu} \ell_{s_{ij}} / S_s$, donde S_p y S_s son las áreas de la sección transversal de las láminas de cobre de los devanados primario y secundario respectivamente. El cálculo detallado de las longitudes y las resistencias a la componente de corriente continua de cada vuelta se remite al Apéndice B. En la Tabla 5-6 se listan los valores de las resistencias a la componente de corriente continua calculadas para cada vuelta. La resistencia total que presenta el devanado primario a la componente de corriente continua puede calcularse de la siguiente manera:

$$R_{ccp} = 2 \sum_{j=1}^8 R_{p_{1j}} + 2 \sum_{j=1}^6 R_{p_{2j}} = 8.3m\Omega \quad (5-34)$$

Recordar que la multiplicación de las sumatorias por dos, es para contabilizar las resistencias correspondientes a los dos devanados mitad. Con la resistencia R_{ccp} calculada, se pueden conocer las pérdidas que se producen en el transformador debido a la corriente continua de entrada del convertidor, la cual circula por el devanado primario. Más adelante se verá como se incluye esta resistencia en el modelo final del transformador.

Resistencias del devanado primario a la componente de corriente alterna de las ramas de magnetización

Las pérdidas en el cobre en las ramas de magnetización, debidas a las componentes de variación alterna de las corrientes de magnetización i_{m_1} e i_{m_2} , pueden modelarse como dos resistencias serie $R_{m_{cu1}}$ y $R_{m_{cu2}}$, colocadas en las ramas de magnetización del modelo del transformador, como se muestra en la Fig. 5-21. Las corrientes de magnetización circulan por el devanado primario, sin ser transferidas al secundario, por lo que estas resistencias deben diferenciarse de la resistencia de los devanados a la componente de corriente alterna que se transfiere al secundario. Esto es porque, al construir las vueltas comunes de los devanados

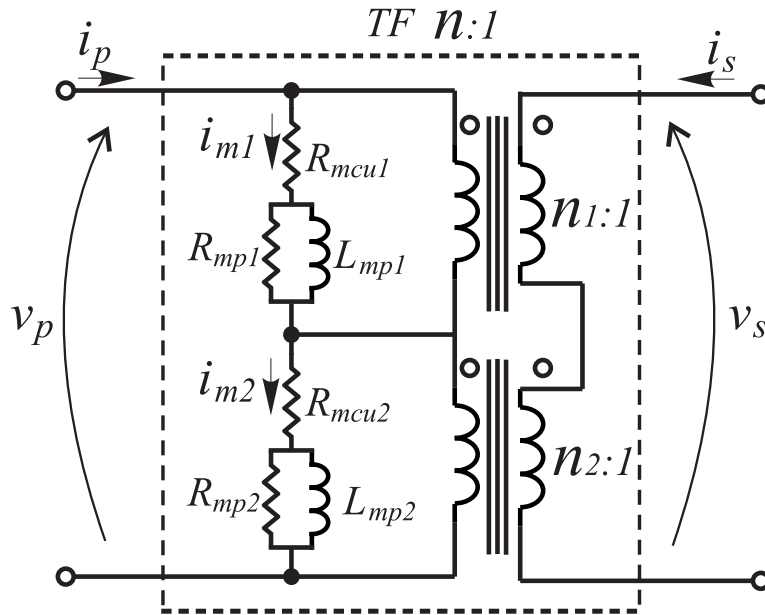
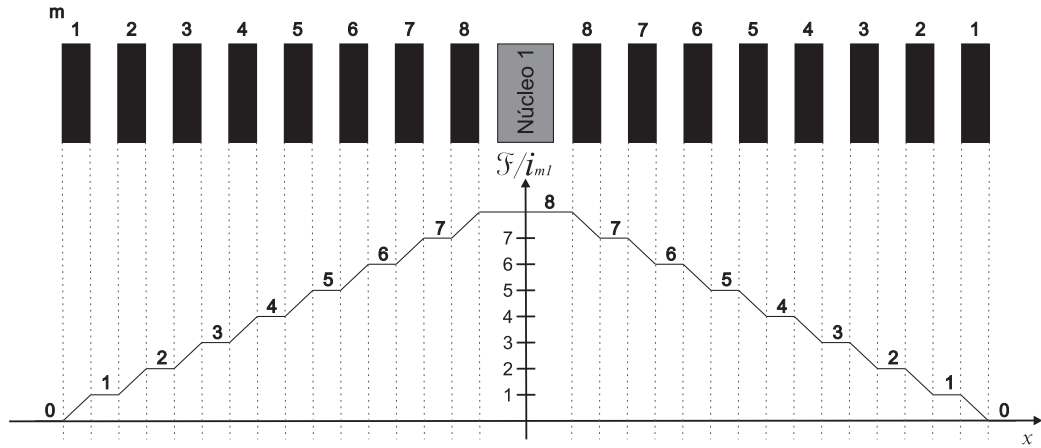


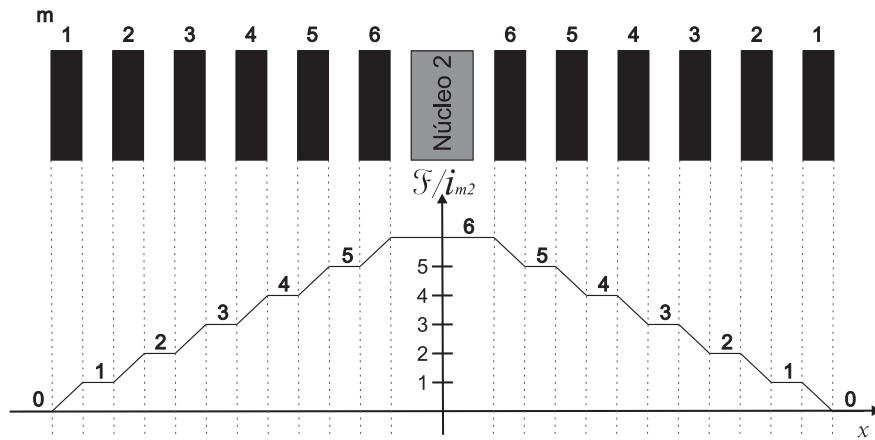
Figura 5-21.: Inclusión de las pérdidas en el cobre en las ramas de magnetización

primario y secundario de modo entrelazado, se reduce considerablemente la resistencia a la componente de corriente alterna que es transferida al secundario. Sin embargo el entrelazado no tiene efecto sobre las corrientes de magnetización que sólo circulan por el devanado primario, por lo que para el cálculo de las pérdidas que producen estas corrientes, sólo se considera el devanado primario.

En la Fig. 5-22 se ilustran los cortes transversales del devanado primario alrededor de los núcleos del transformador y las distribuciones de fuerza magnetomotriz necesarias para calcular los coeficientes m de cada vuelta. Se toma como cero la fuerza magnetomotriz en el espacio externo a los devanados (un punto arbitrario que no se encuentre encerrado por ninguna vuelta). En la Fig. 5-22(a) se muestra la distribución de la fuerza magnetomotriz en el devanado primario alrededor del *Núcleo 1*. Comenzando desde los laterales del devanado, al adentrarnos hacia el centro, la fuerza magnetomotriz crece en i_{m1ac} (componente de corriente alterna de la corriente i_{m1}) por cada vuelta de devanado primario. El número sobre las barras (láminas de cobre) indica el valor del coeficiente m correspondiente a cada vuelta, este coeficiente está calculado utilizando la ec. (5-31) con los valores de fuerza magnetomotriz normalizados por la corriente alterna del primario \mathcal{F}/i_{m1ac} mostrados en la figura. De un modo similar, se obtienen los



(a) Corte transversal del devanado primario alrededor del *Núcleo 1*.



(b) Corte transversal del devanado primario alrededor del *Núcleo 2*.

Figura 5-22.: Corte transversal de los devanados para obtener los coeficientes m en cada vuelta del devanado primario para el cálculo de la resistencia R_{Mcu} .

valores de los coeficientes m correspondientes a la vueltas del devanado primario alrededor del *Núcleo 2*. En la Fig. 5-22(b) se muestra la distribución de la fuerza magnetomotriz en el devanado primario alrededor del *Núcleo 2*, el número sobre las barras indica el valor del coeficiente m correspondiente a cada vuelta.

Utilizando la ec. (5-28) se tiene que el valor de la profundidad de penetración para la frecuencia fundamental de operación $f_s = 50kHz$, es de $\delta = 0.335mm$. Utilizando la ec. (5-29) con el espesor de la lámina de cobre del primario $h_{pcu} = 0.45mm$, se obtiene para el devanado primario $\varphi_p = 1.3433$. Con este valor y los coeficientes m , utilizando la ec. (5-33), se obtienen los factores $F_r = R_{ca}/R_{cc}$ correspondientes a cada vuelta del devanado primario. En la Tabla 5-7 se listan los

factores $F_{rmp_{ij}}$ calculados para cada una de las vueltas del primario (el subíndice m indica que los factores corresponden al cálculo de las resistencias de las ramas de magnetización). Estos factores deben multiplicarse por las correspondientes resistencias a la componente de corriente continua de la Tabla 5-6, para obtener así, los valores de las resistencias a la componente de corriente alterna de cada vuelta. Sumando las vueltas correspondientes a cada núcleo se obtienen las resistencias que modelan las pérdidas en el cobre, producidas por las corriente alterna de las ramas de magnetización:

$$R_{m_{cu1}} = 2 \sum_{j=1}^8 F_{rmp_{1j}} R_{p_{1j}} = 101.8m\Omega \quad (5-35)$$

$$R_{m_{cu2}} = 2 \sum_{j=1}^6 F_{rmp_{2j}} R_{p_{2j}} = 41.6m\Omega$$

Recordar que las sumas de las resistencias se multiplican por dos, para contabilizar los dos devanados mitad.

Resistencia de los devanados a la componente de corriente alterna que ingresa en el primario y es transferida al secundario

Las pérdidas que se producen en el cobre debido a la corriente alterna que ingresa en el devanado primario y es transferida al secundario, se modelará como una única resistencia $R_{Lk_{cus}}$, colocada como resistencia serie en el devanado

Tabla 5-7.: Factores F_{rmp} para el cálculo de las resistencias a la componente de corriente alterna de las ramas de magnetización.

$F_{rmp_{11}} = 54.7363$	$F_{rmp_{21}} = 29.9064$
$F_{rmp_{12}} = 41.3664$	$F_{rmp_{22}} = 20.3565$
$F_{rmp_{13}} = 29.9064$	$F_{rmp_{23}} = 12.7165$
$F_{rmp_{14}} = 20.3565$	$F_{rmp_{24}} = 6.9866$
$F_{rmp_{15}} = 12.7165$	$F_{rmp_{25}} = 3.1666$
$F_{rmp_{16}} = 6.9866$	$F_{rmp_{26}} = 1.2566$
$F_{rmp_{17}} = 3.1666$	
$F_{rmp_{18}} = 1.2566$	

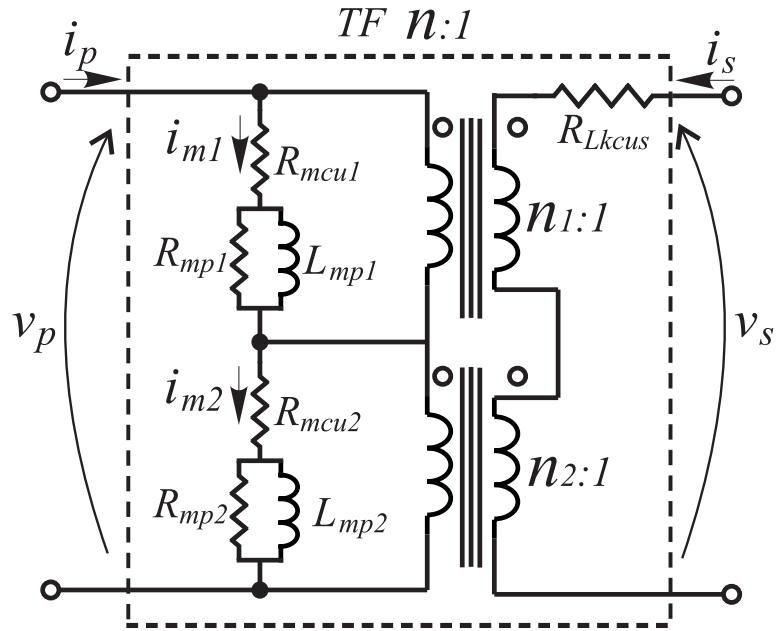
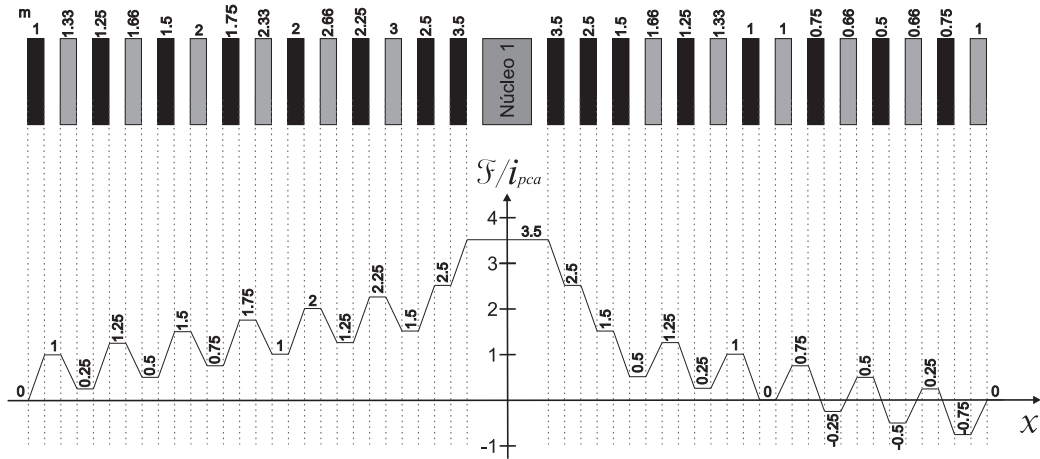


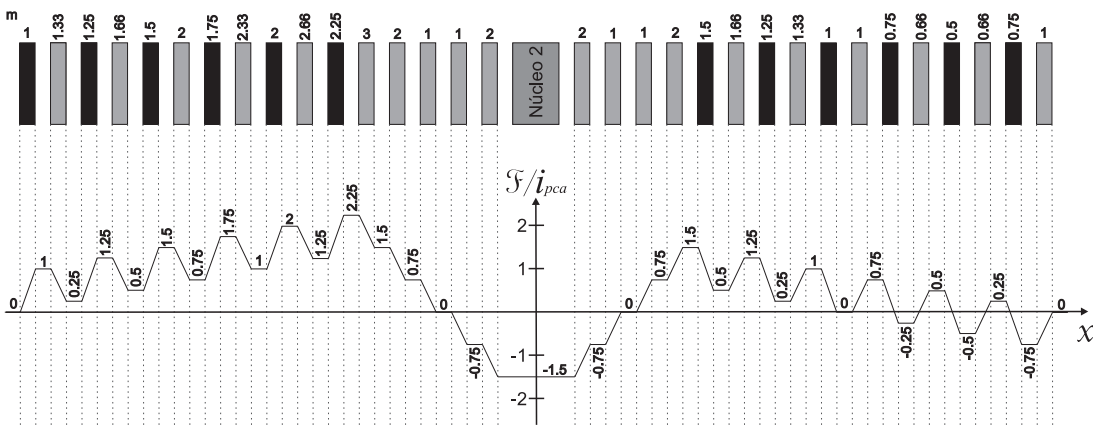
Figura 5-23.: Inclusión de las pérdidas en el cobre producidas por la corriente alterna que ingresa al primario del transformador y es transferida al secundario.

secundario del transformador, tal como se muestra en la Fig. 5-23. Esta resistencia concentra las pérdidas en el cobre de los devanados primario y secundario, producidas por la corriente alterna que ingresa al primario y es transferida al secundario, a través de la relación de transformación global n . Como se dijo previamente, esta resistencia debe diferenciarse de las resistencias calculadas previamente para las ramas de magnetización, porque las vueltas comunes de los devanados primario y secundario fueron construidas de modo entrelazado, lo que reduce considerablemente la resistencia a la componente de corriente alterna que es transferida al secundario.

Si se hace pasar una corriente alterna $i_{p_{ca}}$ por el primario del transformador (despreciando por un momento la corriente de magnetización), recordando que el transformador diseñado tiene una relación de transformación $n = 3/4$, la corriente transferida al secundario será de $0.75i_{p_{ca}}$. Realizando un corte transversal de uno de los devanados mitad sobre cada núcleo, pueden obtenerse las distribuciones de fuerza magnetomotriz necesarias para calcular los valores de los coeficientes m de cada vuelta de los devanados, tal como se ilustra en la Fig.



(a) Corte transversal de los devanados alrededor del *Núcleo 1*.



(b) Corte transversal de los devanados alrededor del *Núcleo 2*.

Figura 5-24.: Corte transversal de los devanados del transformador, para obtener los coeficientes m en cada vuelta de los devanados primario y secundario para el cálculo de la resistencia R_{Lkcus} .

5-24. En estas figuras, las barras oscuras corresponden a las láminas del devanado primario y las claras a las láminas del devanado secundario. Tomando como cero la fuerza magnetomotriz en el espacio externo a los devanados (un punto arbitrario que no se encuentre encerrado por ninguna vuelta), comenzando desde los laterales de cada núcleo, al adentrarnos hacia el centro de los bobinados la fuerza magnetomotriz crece una magnitud i_{pca} por cada vuelta de primario y decrece una magnitud $0.75i_{pca}$ por cada vuelta de secundario. El número sobre las barras indica el valor que toma el coeficiente m en la correspondiente vuelta, este coeficiente está calculado utilizando la ec. (5-31) con los valores de fuerza magnetomotriz normalizados por la corriente alterna del primario \mathcal{F}/i_{pca} mos-

trados en la figura. Nótese que debido a la forma constructiva del bobinado, el coeficiente m resulta distinto de los dos lados de los núcleos. Para considerar el peor de los casos, se utilizará el mayor valor del coeficiente correspondiente a cada vuelta. Utilizando la ec. (5-28) se tiene que el valor de la profundidad de penetración para la frecuencia fundamental de operación $f_s = 50kHz$, es de $\delta = 0.335mm$. Utilizando la ec. (5-29), con el espesor de la lámina de cobre del primario $h_{p_{cu}} = 0.45mm$ y la lámina de cobre del secundario $h_{s_{cu}} = 0.3mm$, se obtiene para el devanado primario $\varphi_p = 1.3433$ y para el devanado secundario $\varphi_s = 0.8955$. Con estos valores y los coeficientes m correspondientes, utilizando la ec. (5-33) se obtienen los valores del factor $F_r = R_{ca}/R_{cc}$ de cada vuelta de los devanados primario y secundario. En la Tabla 5-8 se listan los factores $F_{rtp_{ij}}$ calculados para las vueltas correspondientes al devanado primario (el subíndice t indica que los factores corresponden al cálculo de la resistencia de transferencia), y los factores $F_{rts_{ij}}$, calculados para las vueltas correspondientes al devanado secundario. Estos factores deben multiplicarse por las correspondientes resistencias a la componente de corriente continua, calculadas en la Tabla 5-6, para obtener así, los valores de las resistencias a la componente de corriente alterna de cada vuelta. La resistencia $R_{Lk_{cus}}$ que modela las pérdidas en el cobre, producidas por la componente de corriente alterna que ingresa al primario del transformador y

Tabla 5-8.: Factores F_{rtp} para el cálculo de la resistencia de los devanados, a la componente de corriente alterna que ingresa en el primario y es transferida al secundario.

$F_{rtp_{11}} = 9.6128$	$F_{rts_{11}} = 2.3032$	$F_{rtp_{21}} = 3.9425$	$F_{rts_{21}} = 1.4714$
$F_{rtp_{12}} = 4.8378$	$F_{rts_{12}} = 1.9738$	$F_{rtp_{22}} = 3.1666$	$F_{rts_{22}} = 1.0555$
$F_{rtp_{13}} = 3.9425$	$F_{rts_{13}} = 1.6999$	$F_{rtp_{23}} = 2.51$	$F_{rts_{23}} = 1.0555$
$F_{rtp_{14}} = 3.1666$	$F_{rts_{14}} = 1.4714$	$F_{rtp_{24}} = 1.9729$	$F_{rts_{24}} = 1.4714$
$F_{rtp_{15}} = 2.51$	$F_{rts_{15}} = 1.2834$	$F_{rtp_{25}} = 1.555$	$F_{rts_{25}} = 2.3032$
$F_{rtp_{16}} = 1.9729$	$F_{rts_{16}} = 1.1468$	$F_{rtp_{26}} = 1.2566$	$F_{rts_{26}} = 1.9738$
$F_{rtp_{17}} = 1.555$			$F_{rts_{27}} = 1.6999$
$F_{rtp_{18}} = 1.2566$			$F_{rts_{28}} = 1.4714$
			$F_{rts_{29}} = 1.2834$
			$F_{s_{210}} = 1.1468$

es transferida al secundario, se obtiene de la siguiente expresión:

$$R_{Lkcus} = \frac{R_{LkTcup}}{n^2} + R_{LkTcus} = 67.5m\Omega$$

$$\begin{aligned} \text{Donde : } R_{LkTcup} &= 2 \left(\sum_{j=1}^8 F_{rtp_{1j}} R_{p_{1j}} + \sum_{j=1}^6 F_{rtp_{2j}} R_{p_{2j}} \right) = 25.6m\Omega \quad (5-36) \\ R_{LkTcus} &= 2 \left(\sum_{j=1}^6 F_{rts_{1j}} R_{s_{1j}} + \sum_{j=1}^{10} F_{rts_{2j}} R_{s_{2j}} \right) = 22m\Omega \end{aligned}$$

Recordar que las sumas de las resistencias se multiplican por dos, para contabilizar los dos devanados mitad.

Obtención del modelo equivalente final del transformador incluyendo las pérdidas

Habiendo agregado al modelo de los dos transformadores conectados en serie, las resistencias que modelan las pérdidas en el núcleo y en el cobre en las ramas de magnetización (Fig. 5-21), es lógico pensar que (del mismo modo que se explicó en la sección 5.2 para el caso de las inductancias de magnetización), el transformador en su conjunto se comporta de forma equivalente a un transformador único, con una resistencia en su rama de magnetización y con una componente resistiva en su rama de dispersión, que es una función de las resistencias de las ramas de magnetización y las relaciones de transformación de los transformadores conectados en serie. Esto es así y de hecho, los resultados obtenidos en la sección 5.3.2, pueden ser generalizados para el caso de cualquier impedancia conectada en las ramas de magnetización de los transformadores conectados en serie.

En la Fig. 5-25(a) se ilustra el modelo general de dos transformadores T_{F1} y T_{F2} con sus devanados primarios y sus devanados secundarios conectados en serie. Si estos transformadores tienen relaciones de transformación n_1 y n_2 , e impedancias en sus ramas de magnetización Z_{m1} y Z_{m2} respectivamente, se puede demostrar que el comportamiento del conjunto es equivalente al del transformador T_{Fz} de la Fig. 5-25(b). La impedancia de magnetización Z_m , la impedancia

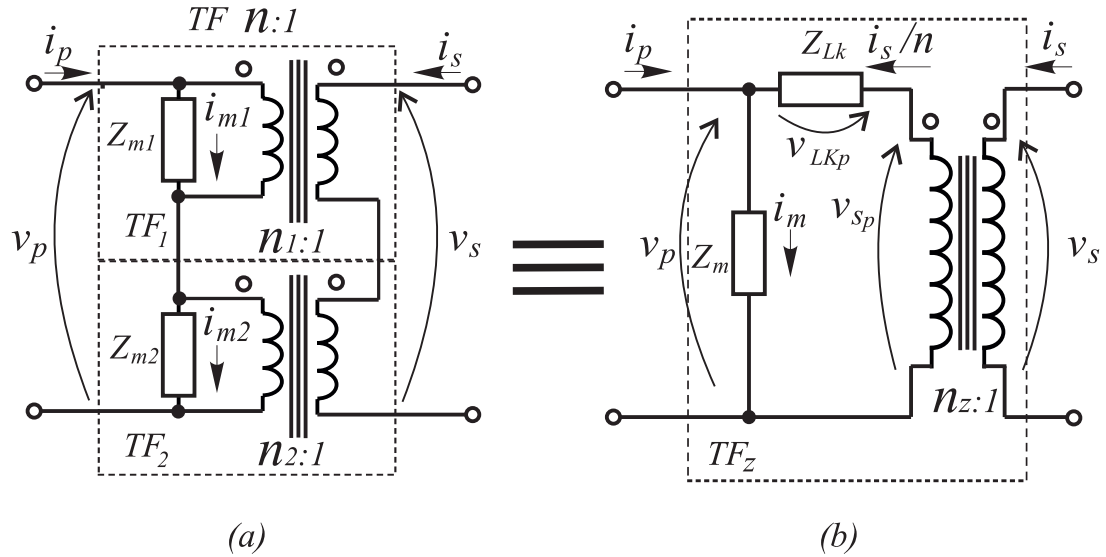


Figura 5-25.: (a) Modelo general de dos transformadores T_{F1} y T_{F2} con sus devanados primarios y secundarios conectados en serie; (b) Modelo equivalente.

de dispersión Z_{LK} y la relación de transformación equivalente a_z de T_{F_z} se relacionan con los parámetros de T_{F1} y T_{F2} mediante las siguientes expresiones:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_m = Z_{m1} + Z_{m2} \\ n_z = \frac{Z_m}{\left(\frac{Z_{m1}}{n_1} + \frac{Z_{m2}}{n_2} \right)} \\ Z_{LK} = \left(Z_{m1} \frac{n^2}{n_1^2} + Z_{m2} \frac{n^2}{n_2^2} - Z_m \right) \end{array} \right. \quad (5-37)$$

El modelo obtenido hasta ahora del transformador, analizado como dos transformadores conectados en serie, se muestra en la Fig. 5-26(a). Este modelo tiene en las ramas de magnetización: inductores $L_{mp1} = 43.57\mu Hy$, y $L_{mp2} = 82.73\mu Hy$; resistencias paralelo $R_{mp1} = 10.4k\Omega$, y $R_{mp2} = 7.38k\Omega$; y resistencias serie $R_{mCu1} = 101.8m\Omega$, y $R_{mCu2} = 41.6m\Omega$. Estos valores pueden agruparse en dos impedancias complejas Z_{m1} y Z_{m2} correspondientes al modelo de

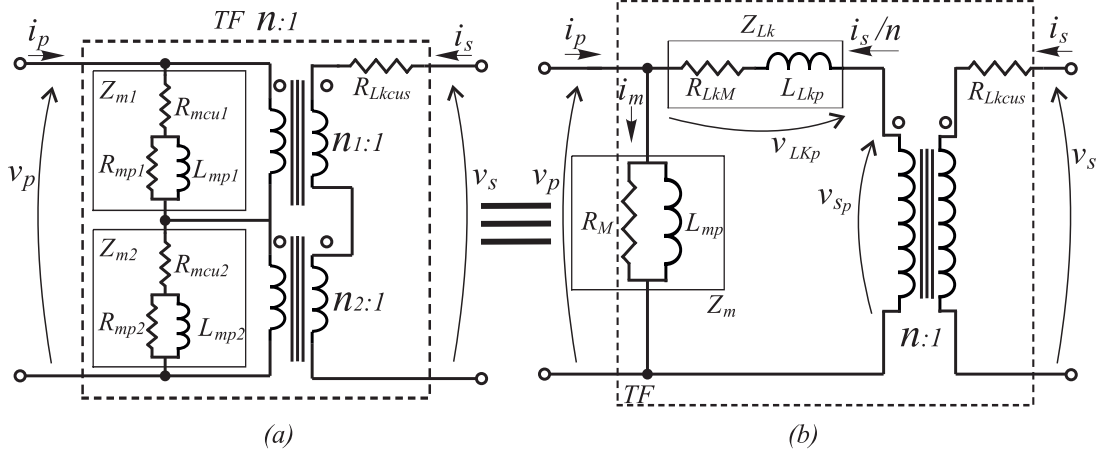


Figura 5-26.: (a) Modelo del transformador como dos transformadores T_{F1} y T_{F2} , incluyendo las pérdidas en el núcleo y en el cobre producidas por la componente de corriente alterna; (b) Modelo equivalente del transformador incluyendo las pérdidas en el núcleo y en el cobre producidas por la corriente alterna.

la Fig. 5-25(a). Así, con $f_s = 50kHz$, resultan $Z_{m1} = 0.1198 + j13.689\Omega$ y $Z_{m2} = 0.1334 + j25.989\Omega$. Reemplazando estas impedancias y las relaciones de transformación $n_1 = 16/12$ y $n_2 = 12/20$, en la ec. (5-37), puede obtenerse el modelo equivalente de la Fig. 5-26(b). Los valores de los parámetros de este modelo son:

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_m = 0.2532 + j39.678 \\ R_M = 6.217k\Omega \\ L_{mp} = 126.3\mu Hy \\ n_z = 0.7405 - j0.0004 \approx 0.7405 \approx n \\ Z_{LK} = 35.6m\Omega + j2\pi f_s [13.15\mu Hy] \\ R_{LkM} = 35.6m\Omega \\ L_{LKp} = 13.15\mu Hy \end{array} \right. \quad (5-38)$$

Donde $R_M = 6.217k\Omega$ es la resistencia total vista desde el primario, que presenta la rama de magnetización a la componente de corriente alterna. La resistencia $R_{LkM} = 35.6m\Omega$, representa la parte de las pérdidas de las ramas de magneti-

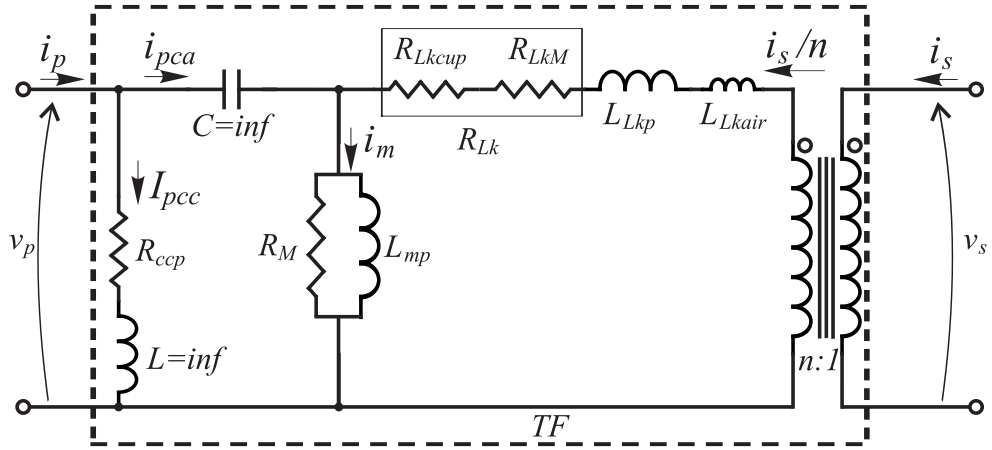


Figura 5-27.: Modelo completo del transformador incluyendo las pérdidas en la rama de magnetización y las pérdidas en el cobre de la rama de dispersión

zación de los transformadores serie, que se ve reflejada en la rama de dispersión en el modelo equivalente. Nótese que la relación de transformación resultante n_z presenta una pequeña componente compleja, la cual es despreciable frente a su componente real y resulta $n_z \approx n = 3/4$. Sin embargo esto deja ver que con la elección adecuada de las impedancias Z_1 y Z_2 , podría lograrse que el transformador se comporte con una relación de transformación que genere un desplazamiento de fase deseado entre la entrada y la salida.

El modelo equivalente final del transformador incluyendo todas las pérdidas, se muestra en la Fig. 5-27. Para arribar a este modelo se agregó al modelo de la Fig. 5-26(b), la resistencia $R_{ccp} = 8.3m\Omega$, que modela las pérdidas en el cobre producidas por la componente de corriente continua que circula por el devanado primario del transformador. La inductancia infinita en serie con esta resistencia no tiene sentido físico y se incluye en el modelo para representar una impedancia infinita de la rama a la componente de alterna. Del mismo modo se incluyó un capacitor de valor infinito, para modelar una impedancia infinita a la componente de corriente continua, y una impedancia cero a la componente alterna de la corriente del primario, en su camino hacia la rama de excitación. En este modelo equivalente final, la resistencia de los devanados a la componente de corriente alterna de transferencia R_{Lkcus} , se reflejó al primario del transformador por la

relación de transformación n , resultando:

$$R_{Lkcup} = n^2 R_{Lkcus} = 38m\Omega \quad (5-39)$$

Las resistencias R_{Lkcup} y R_{LkM} pueden agruparse finalmente en una única resistencia $R_{Lk} = R_{Lkcup} + R_{LkM} = 73.6m\Omega$ equivalente, en serie con la inductancia de dispersión. Las resistencias R_{Lk} y R_M pueden ser medidas experimentalmente sobre el transformador construido, realizando los ensayos de cortocircuito y circuito abierto respectivamente [76], a la frecuencia $f_s = 50kHz$. Nótese que se agregó al modelo una inductancia de dispersión L_{LKair} en serie con la inductancia de dispersión L_{LKp} . La inductancia L_{LKair} se coloca en el modelo, para tener en cuenta que existirá una componente de flujo (no concatenado por ambos devanados), que se dispersa por el aire, es decir que no queda confinado en el interior de los núcleos ferromagnéticos. Esta inductancia de dispersión no fue calculada, pero se espera que resulte de unos pocos μHy .

El transformador construido fué ensayado a fin de comprobar la valides de los conceptos teóricos desarrollados a lo largo de este capítulo. En la Tabla **5-9** se resumen los principales parámetros del transformador, se comparan los valores teóricos esperados y los valores resultantes ensayados sobre el transformador para la frecuencia de trabajo de $f_s = 50kHz$. Nótese que el valor medido de la inductancia de dispersión resulta mayor que el valor de diseño esperado L_{LKp} ,

Tabla **5-9.**: Valores teóricos y medidos de los Parámetros del transformador implementado en la practica.

Parámetro		Valor teórico	Valor medido
L_{mp}	@50kHz	$126.3\mu Hy$	$\sim 128.85\mu Hy$
$(L_{LKp} + L_{LKair})$	@50kHz	$(13.15\mu Hy + L_{LKair})$	$\sim 16.05\mu Hy$
n	@50kHz	0.7405	$\sim 3/4$
R_{ccp}	-	$8.3m\Omega$	$\sim 12m\Omega$
$R_{mcu1} + R_{mcu2}$	@50kHz	$143.5m\Omega$	$\sim 150m\Omega$
R_M	@50kHz	$6.217k\Omega$	$\sim 6.05k\Omega$
R_{Lk}	@50kHz	$73.6m\Omega$	$\sim 76m\Omega$

esta diferencia es debida principalmente a la inductancia de dispersión por el aire L_{LKair} . Sin embargo, como se mencionó en el Capitulo 3, una inductancia de dispersión mayor es favorable para la operación conmutación a tensión cero de las llaves del convertidor. Los valores medidos de las resistencias del modelo final del transformador R_{Lk} y R_M , resultan próximos a los valores teóricos calculados. La resistencia a la componente de corriente continua de los devanados R_{ccp} resultó mayor a la esperada, debido a que en su medición se incluyeron los cables de conexión con la pierna del convertidor. Sin embargo, la resistencia de estos cables forma parte de la impedancia que ve la pierna del convertidor hacia el primario del transformador, por lo que es correcto utilizar en el modelo el valor de resistencia medido.

6. Modelo promediado y control del convertidor

6.1. Introducción

En este capítulo se describe un modelo dinámico promediado no lineal del convertidor CSPBC. Este modelo no lineal, presentado en [40], es válido para todo el rango de operación del convertidor. Se hallará a partir del mismo, un modelo de pequeña señal en un punto de operación, el cual permitirá aplicar las nociones básicas de la teoría de control clásico para diseñar un controlador adecuado para el sistema.

Como en todo sistema dinámico, realizar un buen control del convertidor, es una de las metas que deben plantearse a la hora del diseño. Particularmente, en convertidores aptos para sistemas fotovoltaicos como este, es común que se desee implementar algoritmos de seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT por sus siglas en inglés), con el fin maximizar la eficiencia del sistema. Si se consigue una respuesta dinámica rápida, implementando un controlador adecuado, se puede asegurar que el sistema opere el mayor tiempo posible en su punto de máxima eficiencia [87]. Así, el controlador se vuelve una de las partes más importantes para el correcto funcionamiento del convertidor, y debe hacer que éste responda rápidamente, tanto para variaciones en su carga, como para variaciones en su tensión de alimentación [88]. Sin embargo, antes de poder diseñar un controlador para el convertidor, es preciso disponer de un modelo dinámico

adecuado del mismo. Ya que el diseño de un controlador se realiza en base a un modelo (que representa el conocimiento que se tiene acerca del comportamiento del sistema real) si el modelo es malo, al aplicar el controlador diseñado al sistema real, los resultados obtenidos diferirán de lo esperado. Los convertidores conmutados como éste, suelen modelarse utilizando modelos promediados [73, 89–91], que pueden ser lineales o no lineales. Los modelos lineales se utilizan cuando se desea implementar algoritmos de control lineal, mientras que los modelos no lineales se utilizan cuando se desea o se disponga de las herramientas para implementar algoritmos de control no lineal, tales como los basados en la teoría de Liapunov o en la linealización exacta, entre otros [92].

El modelo promediado no-lineal del convertidor CSPBC que se expone en este capítulo, resulta una poderosa herramienta para poder simular el comportamiento del convertidor y a partir del cual se pueden diseñar algoritmos de control no lineal. Se verá que este convertidor presenta una problemática particular por la cual, no se puede aplicar la teoría clásica de promediación de estados para hallar su modelo promediado. Sin embargo esta dificultad es superada mediante una estrategia diferente de promediación [40]. Con el fin de verificar la validez del modelo promediado no lineal, este será simulado y comparando con el modelo de circuito conmutado del convertidor. Luego, se obtendrá un modelo promediado de pequeña señal del convertidor, realizando la linealización del modelo promediado no lineal en un punto de operación adecuado. Se realizará la discretización del modelo promediado de pequeña señal, con el fin de controlar el convertidor digitalmente, utilizando un DSP. Finalmente se diseñará un controlador PI para controlar la tensión de salida del convertidor de $3kW$, que será implementado en la práctica en el marco de esta tesis.

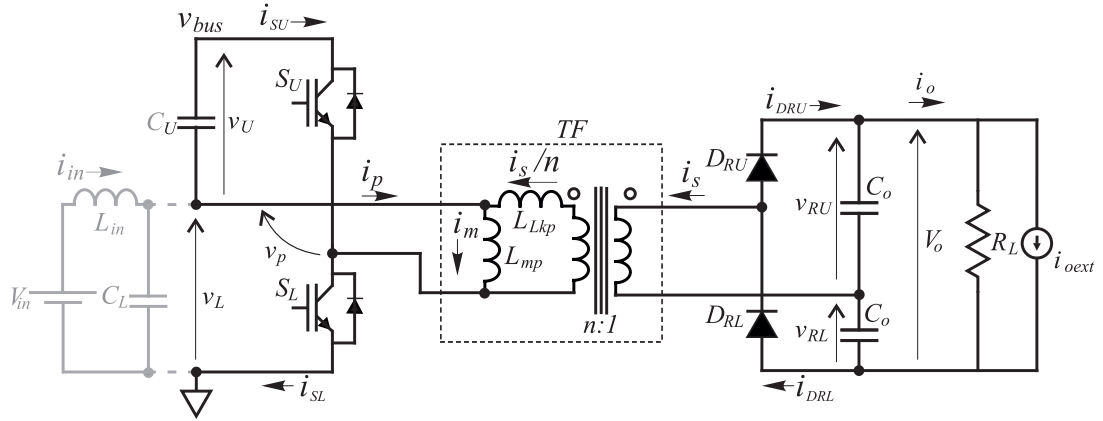


Figura 6-1.: Circuito del convertidor para obtener el modelo promediado.

6.2. Modelo promediado no lineal

En la Fig.6-1 se muestra el circuito del convertidor para el cual se desarrollará el modelo promediado no lineal. Nótese que (en la entrada del convertidor), V_{in} , L_{in} y C_L se muestran con línea tenue. Para simplificar el análisis, se considerará como entrada del convertidor a la tensión v_L sobre el capacitor C_L . De este modo puede obtenerse un modelo del convertidor independiente de los valores de C_L , de L_{in} y de la impedancia de salida que pueda presentar la fuente de alimentación V_{in} . Estos elementos, pueden ser considerados como un filtro externo al sistema y, de ser necesario, su modelo puede agregarse luego en cascada al modelo obtenido del convertidor. La salida del convertidor se modela como una resistencia de carga R_L más una fuente extra de corriente de carga i_{oext} . Esta fuente de corriente extra, permitirá modelar el comportamiento del sistema ante variaciones en la corriente de carga. Nótese que los capacitores C_{RL} y C_{RU} del rectificador (ver Fig. 3-2), fueron reemplazados en el circuito por capacitores idénticos C_o , ya que serán implementados en la práctica con capacitores del mismo valor. En el Capítulo 3, se presentó un conjunto de ecuaciones no lineales que describen el comportamiento del convertidor en estado estacionario. A partir de la resolución numérica de dichas ecuaciones, utilizando a V_{in} , I'_o y V'_o como datos conocidos, se pueden encontrar los valores de estado estacionario de las tensiones V_U , V_{RU} y V_{RL} en los capacitores del circuito, de las corrientes promedio i_p e i_m en el trans-

formador, del ciclo de trabajo d de la llave superior S_U y del ciclo de trabajo d_D del diodo inferior del rectificador de salida D_{RL} . Así, ya se dispone de una herramienta para predecir el comportamiento del convertidor en cualquier punto de operación de estado estacionario. Sin embargo, aún no se presentó un modelo que represente la dinámica del convertidor y a partir del cual se pueda realizar el diseño del control del sistema. En esta sección se expondrá un modelo dinámico promediado no lineal del convertidor CSPBC. Este modelo predice el comportamiento promedio de todos los estados dinámicos del convertidor, en todo su rango de operación, siempre y cuando, en cada instante de un periodo de conmutación T_s , uno de los diodos del rectificador se encuentre en estado de conducción. El desarrollo del modelo promediado no lineal, partirá del análisis de las formas de onda que se muestran en la Fig. **6-2**, correspondientes al convertidor operando con un ciclo de trabajo $d < 0.5$.

El convertidor CSPBC exhibe una característica particular en su comportamiento, que hace que sea imposible aplicar las técnicas usuales de promediación de estados para hallar un modelo dinámico promediado. Analícese la corriente i_{S_U} que circula por la llave S_U y por el capacitor C_U (Fig. **6-2(c)**). Para esto, observar primero que la componente de corriente continua de la corriente i_p , que circula por el primario del transformador (Fig. **6-2(b)**), es igual a la corriente continua de entrada del convertidor. Si se aplica la teoría clásica de promediación de estados sobre la corriente i_{S_U} , resultaría:

$$\bar{i}_{S_U} = -[d\bar{i}_p + (1 - d)0] \quad (6-1)$$

Donde \bar{x} representa el promedio en T_s de la variable x (convención que se utilizará a lo largo de este capítulo), y d corresponde al ciclo de trabajo de la llave S_U . El resultado de la ecuación (6-1) es incorrecto, ya que si $d > 0$ e $\bar{i}_p \neq 0$, se tendría que en estado estacionario $\bar{i}_{S_U} \neq 0$. Esto significaría que el capacitor C_U no alcanzaría nunca un estado estacionario de carga y estaría continuamente cargándose. El error cometido en el razonamiento realizado para arribar a la

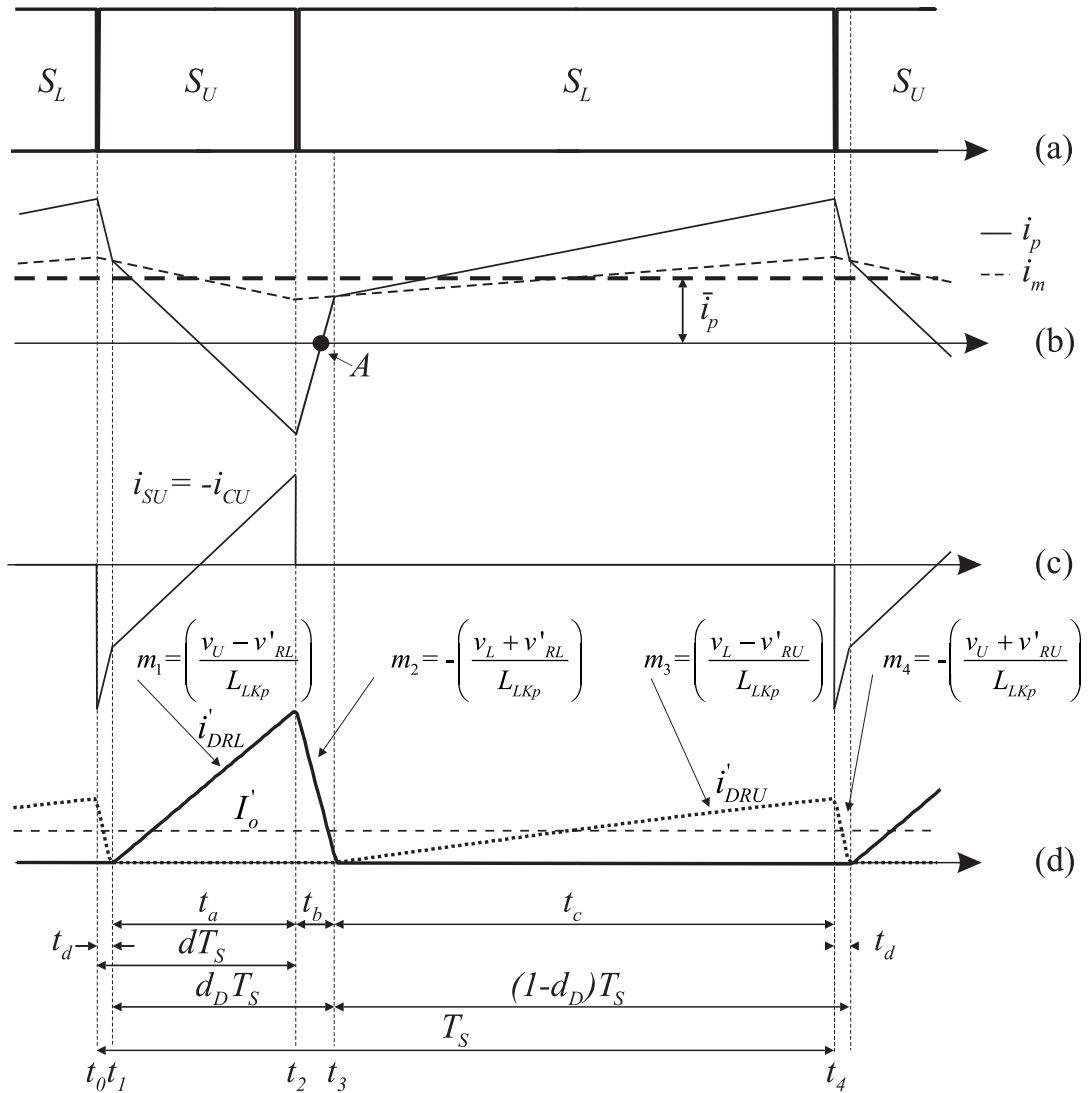


Figura 6-2.: Formas de onda para $d \leq 0.5$

ecuación (6-1), radica en que se calcula el valor promedio de la corriente i_p en el intervalo T_s , y se supone que esta corriente tiene el mismo valor promedio en el intervalo de tiempo dT_s . Esta suposición se realiza siempre que se aplica la teoría de promediación estandar, sin embargo aplicarla en este caso da como resultado un modelo promediado incorrecto. Es preciso entonces, hallar el valor promediado correcto de la corriente i_p en el intervalo dT_s , con el cual se pueda obtener expresiones que representen adecuadamente la dinámica de la corriente y la tensión sobre el capacitor C_U . El análisis del convertidor CSPBC (ver circuito Fig.6-1) puede realizarse considerando cinco variables de estado dinámicas: las tensiones v_U , v_{RU} y v_{RL} sobre los capacitores, la corriente i_m por la inductan-

cia de magnetización y la corriente reflejada del secundario $i'_s = (i_s/n)$, sobre la inductancia de dispersión. Se verá que esta última variable de estado puede escribirse como una función de las cuatro variables de estado restantes. Así, el modelo en variables de estado del sistema, estará compuesto por cuatro variables de estado dinámicas y una quinta variable de estado que es una función no lineal de las demás. La corriente i_p que ingresa al primario del transformador, se expresará en función de los estados dinámicos definidos, ya que $i_p = i_m - i'_s$ (ver Fig. 6-1). En la Fig. 6-2 puede verse que el ciclo de trabajo d de las llaves activas, es distinto del ciclo de trabajo d_D de los diodos del rectificador. Se hallará una representación para el ciclo de trabajo d_D , que es una función no lineal del ciclo de trabajo d , y de las variables de estado dinámicas.

Como se propuso en el Capítulo 3, cuando se hallaron las ecuaciones no lineales que representan el comportamiento en estado estacionario del convertidor, para independizar los resultados de la relación de transformación n , las variables del secundario se referirán al primario utilizándose la notación: $i'_o = i_o/n$, $i'_{oext} = i_{oext}/n$, $v'_o = nv_o$, $v'_{DRU} = nv_{DRU}$, $v'_{DRL} = nv_{DRL}$, $C'_o = C_o/n^2$, $R'_L = n^2 R_L$. En lo que resta de esta sección, se obtendrá el modelo promediado no lineal del convertidor. En la siguiente sección, se obtendrá un modelo promediado de pequeña señal, realizando la linealización del modelo promediado no lineal en un punto de trabajo adecuado del convertidor. Este modelo promediado se discretizará, y se diseñará un controlador PI para controlar de la tensión de salida del convertidor.

Debe realizarse la aclaración de que el modelo promediado obtenido se basará en la suposición de que, durante un periodo de conmutación T_s , en todo momento se encuentra conduciendo uno de los diodos del rectificador. Esto sucede siempre durante la operación normal del convertidor, pero hay ciertas situaciones en las que no ocurre. Por ejemplo, en un transitorio de arranque o cuando se produce un descenso drástico de la tensión de alimentación del convertidor. En estas situaciones habrá intervalos durante el periodo de conmutación T_s , en que ninguno de los diodos conduzca. En dichos casos, el modelo promediado obtenido no será

válido. Sin embargo, ya que estos sucesos son transitorios de corta duración, la respuesta del modelo no lineal no difiere significativamente de la respuesta del modelo de circuito conmutado del convertidor.

6.2.1. Obtención del modelo promediado

La Fig. 6-2(d) ilustra un detalle de las corrientes i'_{DRL} e i'_{DRU} que circulan por los diodos del rectificador cuando ambos diodos conducen. En el Capítulo 3 (ec. (3-9)), se obtuvo que los valores $m_1 - m_4$ que representan las pendientes de las rectas que conforman las corrientes por los diodos, están dados por:

$$m_1 = \frac{v_U - v'_{RL}}{L_{LK_p}}; m_2 = -\frac{v_L + v'_{RL}}{L_{LK_p}}; m_3 = \frac{v_L - v'_{RU}}{L_{LK_p}}; m_4 = -\frac{v_U + v'_{RU}}{L_{LK_p}}. \quad (6-2)$$

Analizando la figura, pueden deducirse las siguientes igualdades que relacionan los intervalos de tiempo y las pendientes:

$$t_d + t_a = dT_s \quad (6-3)$$

$$t_b + t_c = (1 - d)T_s \quad (6-4)$$

$$m_1 t_a + m_2 t_b = 0 \quad (6-5)$$

$$m_3 t_c + m_4 t_d = 0 \quad (6-6)$$

De estas cuatro ecuaciones pueden despejarse los cuatro intervalos t_a , t_b , t_c y t_d , como función del ciclo de trabajo d , y de las pendientes $m_1 - m_4$ (que a su vez son función de los valores de las tensiones v_U, v_L, v_{DRU} y v_{DRL} presentes en el circuito). De la Fig. 6-2(d), también puede obtenerse que:

$$t_c + t_d = (1 - d_D)T_s = d'_D T_s \quad (6-7)$$

Donde la expresión $d'_D = (1 - d_D)$, corresponde al ciclo de trabajo del diodo D_{RU} . Reemplazando en la igualdad (6-7), los tiempos t_c y t_d despejados de las

ecuaciones (6-3)-(6-6), se puede arribar a la siguiente expresión para el ciclo de trabajo d_D del diodo D_{RL} , que es función del ciclo de trabajo d de la llave S_U y de las tensiones presentes en el circuito:

$$d_D = 1 - \frac{m_2(m_4 - m_3) + (m_4 - m_3)(m_1 - m_2)d}{m_4m_2 - m_1m_3} \quad (6-8)$$

A continuación se realizará el análisis del comportamiento de las tensiones v'_{RU} y v'_{RL} , sobre los capacitores de salida C'_o . Durante el intervalo $d_D T_s$, en que conduce el diodo D_{RL} , el capacitor C'_o inferior, cuya tensión promedio es \bar{v}'_{RL} , queda conectado en serie con el inductor L_{LKp} del primario del transformador, y descargándose mediante la corriente de carga i'_o , mientras que el capacitor C'_o superior cuya tensión promedio es \bar{v}'_{RU} se descarga por la corriente i'_o . Las derivadas promediadas en el intervalo $d_D T_s$ de las tensiones v'_{RU} y v'_{RL} están dadas por:

$$\frac{d\bar{v}'_{RL}}{dt} = \frac{1}{C'_o} (\bar{i}'_{DRL} d_D T_s - \frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext}) \quad (6-9)$$

$$\frac{d\bar{v}'_{RU}}{dt} = \frac{1}{C'_o} (-\frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext}) \quad (6-10)$$

Donde se ha supuesto que la corriente i'_{oext} es constante durante todo el intervalo, e igual a su valor promedio en T_s , \bar{i}'_{oext} . La expresión $\bar{i}'_{DRL} d_D T_s$ representa el valor promedio en $d_D T_s$ de i'_{DRL} :

$$\bar{i}'_{DRL} d_D T_s = \frac{1}{d_D T_s} \int_{t=t_1}^{t_3} i'_{DRL} dt = \frac{\hat{i}'_{DRL}}{2} \quad (6-11)$$

Donde \hat{i}'_{DRL} es el valor pico de i'_{DRL} . Analizando la forma de onda de la corriente i'_{DRL} (ver Fig. **6-2(b)**), puede obtenerse mediante consideraciones geométricas que su valor pico está dado por:

$$\hat{i}'_{DRL} = -\frac{m_1 m_2}{m_1 - m_2} d_D T_s \quad (6-12)$$

Durante el resto del tiempo $(1 - d_D)T_s = d'_D T_s$, la situación se invierte, quedando el capacitor C'_o superior conectado en serie con el inductor L_{LKp} . En este intervalo las derivadas promediadas de las tensiones sobre los capacitores están dadas por:

$$\frac{d\bar{v}'_{RL}}{dt} = \frac{1}{C'_o} \left(-\frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext} \right) \quad (6-13)$$

$$\frac{d\bar{v}'_{RU}}{dt} = \frac{1}{C'_o} \left(\bar{i}'_{DRU} - \frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext} \right) \quad (6-14)$$

Donde \bar{i}'_{DRU} representa el valor promedio en $d'_D T_s$ de i'_{DRU} :

$$\bar{i}'_{DRU} = \frac{1}{d'_D T_s} \int_{t=t_3}^{T_s} i'_{DRU} dt = \frac{\hat{i}'_{DRU}}{2} \quad (6-15)$$

Donde \hat{i}'_{DRU} es el valor pico de i'_{DRU} que puede expresarse como:

$$\hat{i}'_{DRU} = -\frac{m_3 m_4}{m_3 - m_4} d'_D T_s \quad (6-16)$$

Promediando ambos intervalos y utilizando las expresiones (6-11) y (6-15) para los valores pico de las corrientes por los rectificadores, se arriba a que:

$$\frac{d\bar{v}'_{RL}}{dt} = \frac{1}{C'_o} \left(\frac{\hat{i}'_{DRL}}{2} d_D - \frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext} \right) \quad (6-17)$$

$$\frac{d\bar{v}'_{RU}}{dt} = \frac{1}{C'_o} \left(\frac{\hat{i}'_{DRU}}{2} d'_D - \frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext} \right) \quad (6-18)$$

Donde \hat{i}'_{DRL} e \hat{i}'_{DRU} deben computarse utilizando (6-12) y (6-16) respectivamente, y d_D utilizando (6-8). Se debe notar que para que el modelo sea válido, debe resultar, al computar (6-12) y (6-16), $\hat{i}'_{DRL} > 0$ e $\hat{i}'_{DRU} > 0$, significando esto que ambos diodos conducen en el intervalo T_s , de lo contrario ambos o alguno de los diodos no se polarizaría en directa en T_s . Como se aclaró previamente, el modelo promediado que se está desarrollando aquí, se basa en la suposición de que durante un periodo de conmutación T_s , en todo momento se encuentra

conduciendo uno de los dos diodos del rectificador. Por lo que el modelo no será válido en casos excepcionales del funcionamiento del convertidor, en los cuales durante intervalos dentro del periodo de conmutación T_s , los dos diodos no conduzcan.

Analícese ahora el comportamiento de la corriente de magnetización i_m . Observando el circuito del convertidor en la Fig. **6-1**, puede verse que la tensión aplicada sobre la inductancia de magnetización L_m , es igual a la tensión v_p aplicada al primario del transformador. Por lo tanto, el valor promedio de la tensión sobre L_m durante un periodo de conmutación T_s , es igual a $\bar{v}_p = (d'\bar{v}_L - d\bar{v}_U)$. Donde $d' = (1 - d)$ es el ciclo de trabajo de la llave inferior S_L . Luego la derivada promedio de la corriente que circula por L_m , esta dada por:

$$\frac{d\bar{i}_m}{dt} = \frac{1}{L_m}(d'\bar{v}_L - d\bar{v}_U) \quad (6-19)$$

Analícese ahora el comportamiento de la tensión v_U . En la Fig. **6-2(c)** se muestra la forma de onda de la corriente por la llave superior S_U que es igual a la corriente por el capacitor C_U cambiada de signo, es decir $i_{S_U} = -i_{C_U}$. Puede verse que este capacitor se carga y descarga durante el intervalo de tiempo dT_s . El valor promedio de la corriente i_p durante este intervalo vale:

$$\bar{i}_p^{dT_s} = \frac{1}{dT_s} \int_{t=t_0}^{t_2} i_p dt = \bar{i}_m - \frac{\hat{i}'_{DRL}}{2dT_s} t_a + \frac{\hat{i}'_{DRU}}{2dT_s} t_d \quad (6-20)$$

El término de la derecha de esta igualdad es la suma de la corriente promedio de magnetización más la corriente promedio que se transfiere a la salida a través de los diodos durante el intervalo $t_0 - t_2$ (dos triángulos de base t_a y t_d y altura \hat{i}'_{DRL} y \hat{i}'_{DRU} respectivamente). El capacitor C_U se carga y descarga a través de $\bar{i}_p^{dT_s}$, solo cuando la llave S_U conduce (intervalo dT_s), y queda a circuito abierto durante el intervalo $(1 - d)T_s$. Por lo tanto, utilizando la ecuación (6-20), resulta

que la tensión promedio sobre el capacitor evoluciona de acuerdo a:

$$\frac{d\bar{v}_U}{dt} = \frac{1}{C_U} d\bar{i}_p^{dT_s} = \frac{1}{C_U} d \left(\bar{i}_m - \frac{\hat{i}'_{DRL}}{2dT_s} t_a + \frac{\hat{i}'_{DRU}}{2dT_s} t_d \right) \quad (6-21)$$

Donde \hat{i}'_{DRL} e \hat{i}'_{DRU} deben computarse utilizando (6-12) y (6-16) respectivamente.

Resta hallar el comportamiento de la corriente promedio \bar{i}_p por el primario del transformador. Esta corriente de entrada del transformador se divide entre la corriente de magnetización por L_m , más la corriente que se deriva hacia los diodos del secundario, a través del transformador ideal ilustrado en la Fig. **6-1**.

El valor de \bar{i}_p puede computarse como:

$$\bar{i}_p = \bar{i}_m - d_D \bar{i}'_{DRL}^{dDT_s} + d'_D \bar{i}'_{DRU}^{dD'T_s} \quad (6-22)$$

Reemplazando $\bar{i}'_{DRL}^{dDT_s}$ e $\bar{i}'_{DRU}^{dD'T_s}$ por sus valores definidos en (6-11) y (6-15) resulta:

$$\bar{i}_p = \bar{i}_m - d_D \frac{\hat{i}'_{DRL}}{2} + d'_D \frac{\hat{i}'_{DRU}}{2} \quad (6-23)$$

Donde \hat{i}'_{DRL} e \hat{i}'_{DRU} deben computarse utilizando (6-12) y (6-16) respectivamente, y d_D utilizando (6-8).

Las ecuaciones (6-13), (6-14), (6-19), (6-21) y (6-23) desarrolladas, representan el modelo dinámico no lineal del convertidor bajo estudio y pueden agruparse en el siguiente sistema de ecuaciones:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\bar{v}'_{RU}}{dt} = \frac{1}{C'_o} \left(\frac{\hat{i}'_{DRU}}{2} d'_D - \frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext} \right) = f_1(\bar{v}'_{RL}, \bar{v}'_{RU}, \bar{i}_m, \bar{v}_U, d, \bar{v}_L, \bar{i}'_o) \\ \frac{d\bar{v}'_{RL}}{dt} = \frac{1}{C'_o} \left(\frac{\hat{i}'_{DRL}}{2} d_D - \frac{\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL}}{R'_L} - \bar{i}'_{oext} \right) = f_2(\bar{v}'_{RL}, \bar{v}'_{RU}, \bar{i}_m, \bar{v}_U, d, \bar{v}_L, \bar{i}'_o) \\ \frac{d\bar{i}_m}{dt} = \frac{1}{L_m} (d' \bar{v}_L - d\bar{v}_U) = f_3(\bar{v}'_{RL}, \bar{v}'_{RU}, \bar{i}_m, \bar{v}_U, d, \bar{v}_L, \bar{i}'_o) \\ \frac{d\bar{v}_U}{dt} = \frac{1}{C_U} d \left(\bar{i}_m - \frac{\hat{i}'_{DRL}}{2dT_s} t_a + \frac{\hat{i}'_{DRU}}{2dT_s} t_d \right) = f_4(\bar{v}'_{RL}, \bar{v}'_{RU}, \bar{i}_m, \bar{v}_U, d, \bar{v}_L, \bar{i}'_o) \\ \bar{i}_p = \bar{i}_m - d_D \frac{\hat{i}'_{DRL}}{2} + d'_D \frac{\hat{i}'_{DRU}}{2} = f_5(\bar{v}'_{RL}, \bar{v}'_{RU}, \bar{i}_m, \bar{v}_U, d, \bar{v}_L, \bar{i}'_o) \end{array} \right.$$

(6-24)

Donde \hat{i}'_{DRL} e \hat{i}'_{DRU} deben computarse utilizando (6-12) y (6-16) respectivamente, y d_D utilizando (6-8). Los intervalos de tiempo $t_d = m_3 d'_D T_s / (m_3 - m_4)$ y $t_a = d T_s - t_d$ pueden computarse utilizando las ecuaciones (6-2)-(6-7). Este sistema es el modelo promediado no lineal en variables de estado del convertidor CSPBC. Sea $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{v}'_{RL} \ \bar{v}'_{RU} \ \bar{i}_m \ \bar{v}_U]^T$ el vector de estados promediados del sistema, y sea $\mathbf{F} = [f_1 \ f_2 \ f_3 \ f_4]^T$, el modelo resulta de la forma:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\mathbf{x}}}{dt} &= \mathbf{F}(\bar{\mathbf{x}}, d, \bar{v}_L, \bar{i}'_o) \\ \bar{i}_p &= f_5(\bar{\mathbf{x}}, d, \bar{v}_L, \bar{i}'_o) \end{aligned} \quad (6-25)$$

Nótese que este modelo consta de cuatro estados en lugar de los cinco originales v_{RL} , v_{RU} , i_m , v_U e i'_s , esto es porque el último de los estados puede computarse en función de los restantes. Las entradas del sistema son: la tensión de entrada v_L (tensión sobre el capacitor C_L , ver Fig. 6-1), el ciclo de trabajo d de la llave superior S_U y la corriente extra de carga referida al primario i'_o .

6.2.2. Simulación del modelo promediado no lineal:

Con el fin de probar la validez o no del modelo hallado, se simulará el modelo promediado no lineal del convertidor en lazo abierto, aplicando variaciones de tipo escalón en las entradas para un punto de operación específico. Los resultados serán comparados con los obtenidos de la simulación (bajo las mismas condiciones) del modelo de circuito conmutado del convertidor, mostrado en la Fig. 6-1. El modelo promediado no lineal desarrollado previamente, se utilizó para modelar el comportamiento del convertidor CSPBC de $3kW$ que será implementado en la práctica en el marco de esta tesis. Los principales parámetros y rangos de tensión y corriente de entrada de este convertidor fueron definidos en el Capítulo 3. Para la simulación, se realizó la implementación del sistema de ecuaciones (6-24) que conforman el modelo no lineal del convertidor, utilizando

Matlab-Simulink [69]. La simulación se realizó en el punto de operación "Q", que corresponde al punto de máxima carga y mínima tensión de entrada del convertidor. En este punto son máximos los valores medios, pico y rms de las corrientes en sus componentes, por lo que representa el peor punto de operación para el convertidor. En la Tabla **6-1** se muestran los parámetros del convertidor y los valores de las variables en el punto de operación simulado, los cuales se indican con letras mayúsculas y el subíndice "Q". En la Fig. **6-3** se muestra la respuesta obtenida sobre los cuatro estados v'_{RL} , v'_{RU} , i_m , v_U y sobre la corriente i_p en el primario del transformador, para un escalón $\Delta d = 0.01$ aplicado sobre el ciclo de trabajo d de la llave superior S_U en el tiempo $t = 0.02\text{seg}$. En estas gráficas, las curvas con ripple de alta frecuencia superpuesto corresponden al modelo de circuito conmutado y las curvas sin ripple corresponden al modelo promediado no lineal. Nótese que el modelo no lineal describe correctamente el comportamiento promedio de los estados del convertidor. En la Fig. **6-4** se muestra la respuesta del sistema para un escalón de tensión $\Delta v_L = -5V$ aplicado sobre la tensión de entrada v_L y en la Fig. **6-5** se muestra la respuesta del sistema para un escalón

Tabla **6-1.**: Especificaciones y parámetros del convertidor.

P_{nom}	$3kW$
V_{Onom}	$460V$
$V_{in_{min}} - V_{in_{max}}$	$145V - 300V$
f_s (frecuencia de conmutación)	$50kHz$
f_m (frecuencia de muestreo)	$25kHz$
$C_L; C_U; C_o$	$100\mu F; 22\mu F; 8\mu F$
$L_{mp}; L_{LKp}$	$126.29\mu Hy; 12.629\mu Hy$
n (rel. de transformación)	$3/4$
R_L	70.533Ω
V_{in_Q}	$145V$
V_{o_Q}	$460V$
V'_{RL_Q}	$226.8504V$
V'_{RU_Q}	$118.1496V$
I_{m_Q}	$20.6898A$
V_{U_Q}	$352.0014V$
I_{p_Q}	$20.6898A$
D_Q	0.2917
D_{D_Q}	0.3425

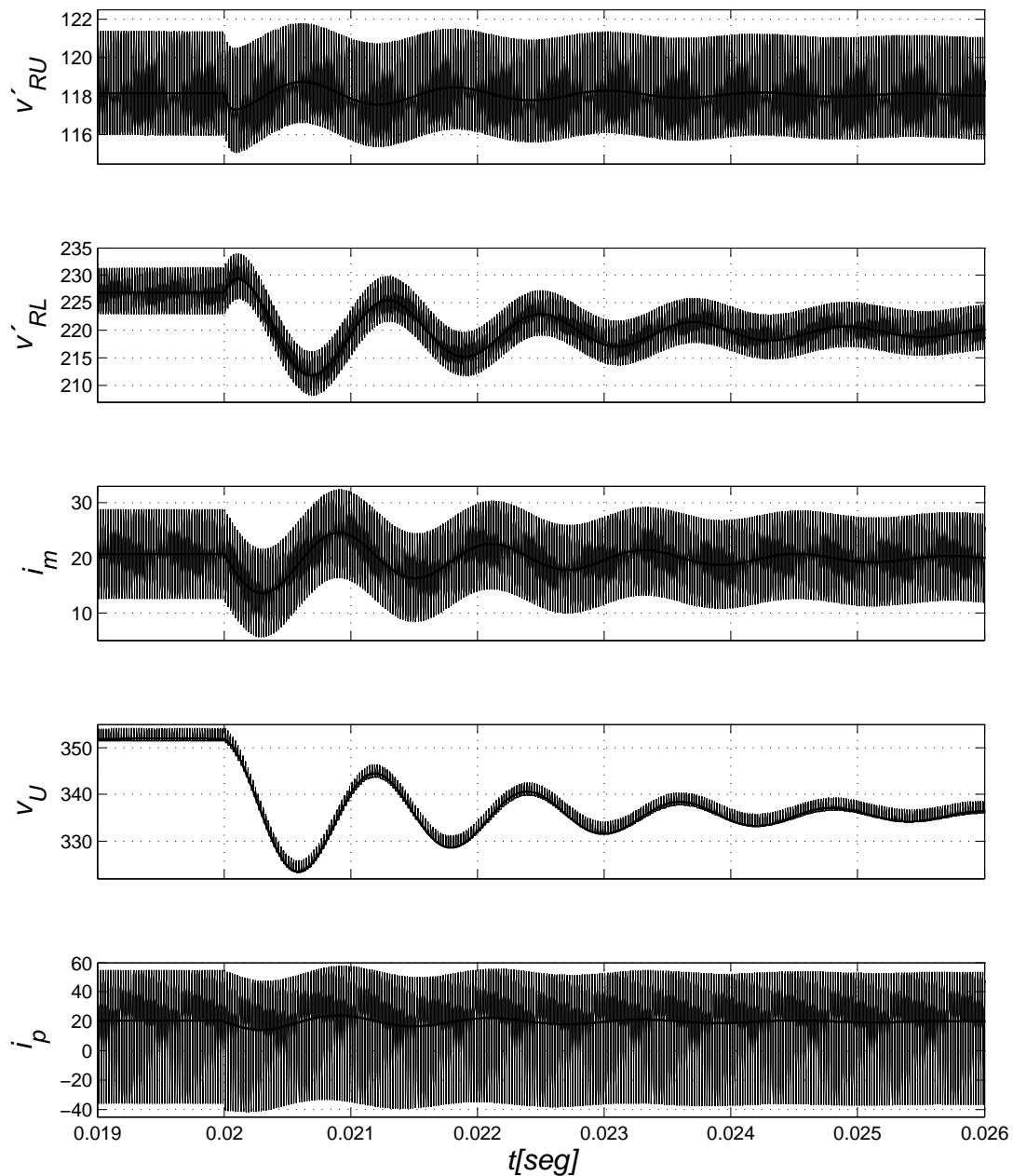


Figura 6-3.: Modelo promediado no lineal Vs. Modelo de circuito conmutado: Escalón de $\Delta d = 0.01$ aplicado sobre el ciclo de trabajo d , sobre el punto de trabajo "Q" de la Tabla 6-1.

de corriente $\Delta i'_{o_{ext}} = 0.5A$ aplicado sobre la corriente de carga extra $i_{o_{ext}}$, colocada en la salida del convertidor. Además de estas simulaciones se realizaron otras pruebas, en distintos puntos de operación del convertidor, y para distintos valores de las variaciones de tipo escalón aplicadas a sus entradas.

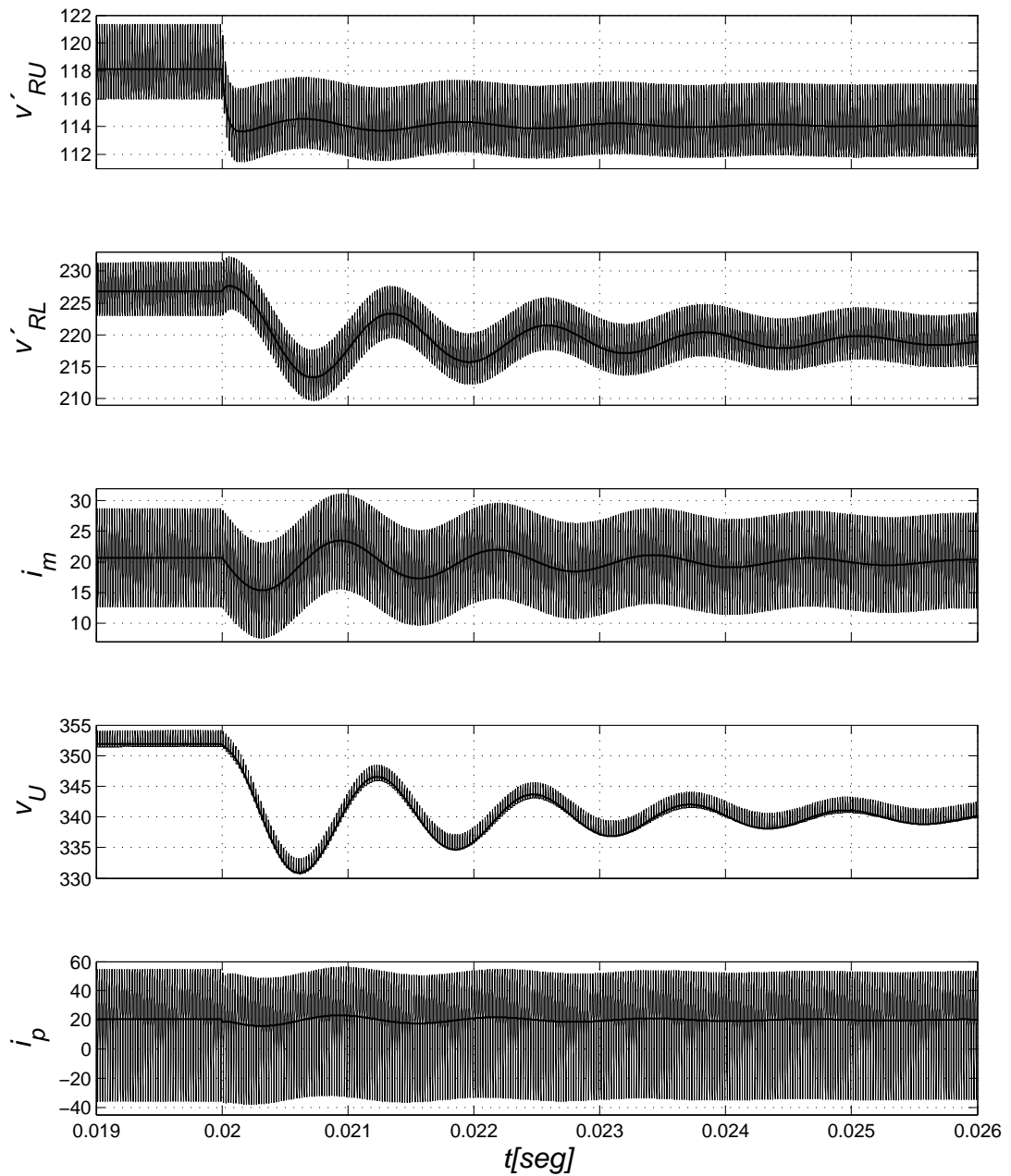


Figura 6-4.: Modelo promediado no lineal Vs. Modelo de circuito conmutado: Escalón de $\Delta v_L = -5V$ aplicado sobre la tensión de entrada v_L , sobre el punto de trabajo "Q" de la Tabla 6-1.

En todos los casos el modelo no lineal arrojó resultados satisfactorios, demostrando que resulta válido para todo el rango de operación del convertidor, salvo en algunas situaciones transitorias excepcionales, mencionadas previamente en este capítulo.

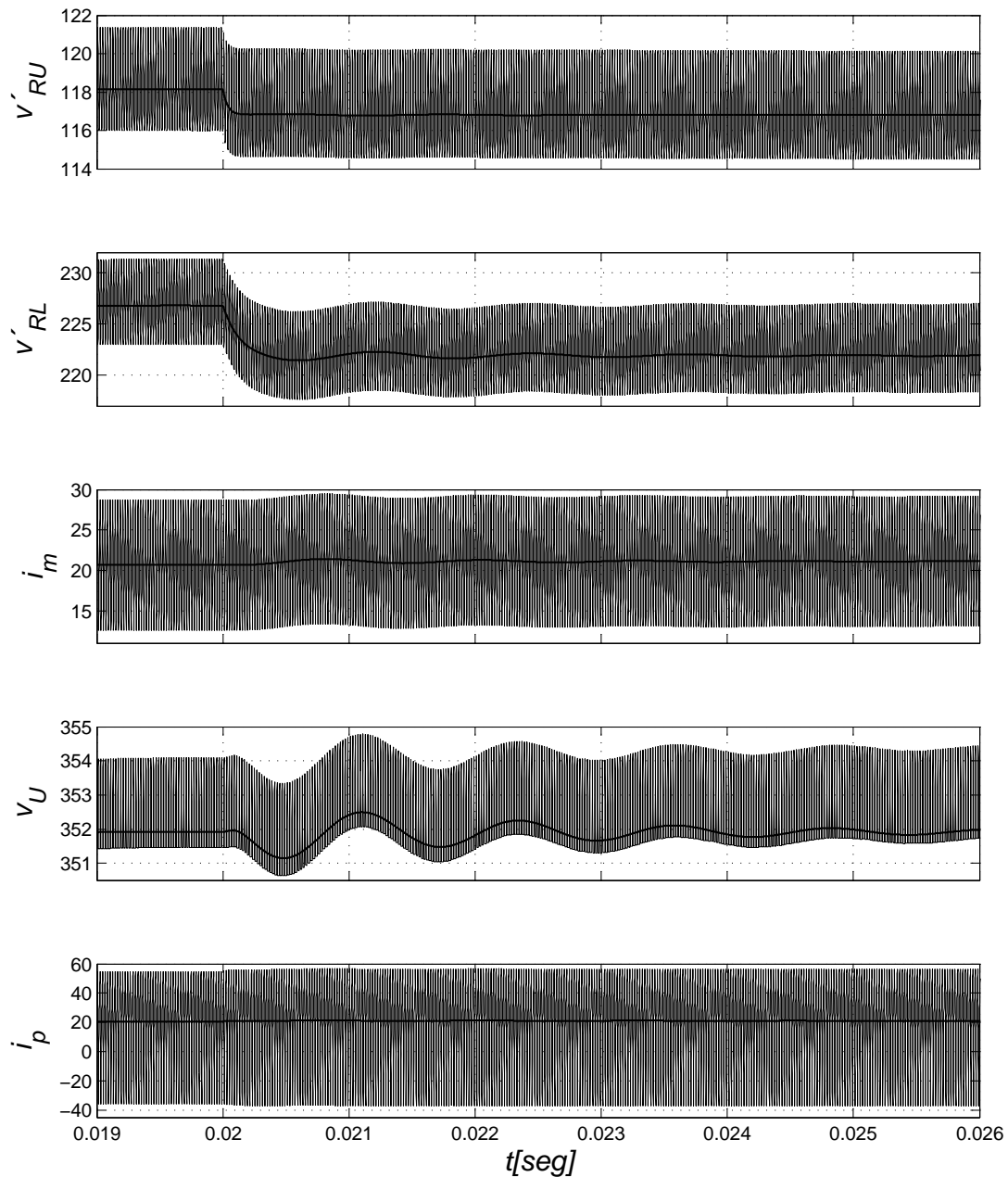


Figura 6-5.: Modelo promediado no lineal Vs. Modelo de circuito conmutado: Escalón de $\Delta i_{o_{ext}} = 0.5A$ aplicado sobre la corriente extra de salida $i'_{o_{ext}}$, sobre el punto de trabajo "Q" de la Tabla 6-1.

6.3. Modelo promediado de pequeña señal

Se desea realizar el control de la tensión de salida del convertidor *CSPBC* de $3kW$ que será implementado en la práctica, utilizando las técnicas clásicas de control lineal. Para esto se obtendrá un modelo promediado de pequeña señal del convertidor, realizando la linealización del modelo promediado no lineal hallado

previamente, en un punto de trabajo [93]. Los parámetros del convertidor y del punto de trabajo en el cual se realizará la linealización, son los mismos que se definieron previamente en la Tabla 6-1, cuando se simuló el modelo no lineal. A partir de la obtención del modelo promediado de pequeña señal del sistema, puede hallarse la función de transferencia \bar{v}_o/d y diseñar un controlador adecuado para controlar la tensión de salida promedio \bar{v}_o del convertidor.

Para obtener el modelo de pequeña señal del convertidor, cada variable puede representarse de la forma $x = X_0 + \tilde{x}$, donde X_0 corresponde al valor de estado estacionario en el punto de operación donde se realizará la linealización y \tilde{x} corresponde a la componente de variación de pequeña señal, en torno al punto de operación. Con esta notación se pueden reescribir las entradas del sistema como $d = D + \tilde{d}$, $\bar{v}_L = V_L + \tilde{v}_L$, y $\bar{i}'_{o_{ext}} = \bar{I}'_{o_{ext}} + \tilde{i}'_{o_{ext}}$, donde las componentes en mayúscula corresponden a sus valores en el punto de operación donde se desea linealizar el sistema y las cantidades en minúscula con el símbolo " \sim " sobre las mismas representan las variaciones de pequeña señal de las variables en torno al punto de operación. A partir de las ecuaciones (6-24) y (6-25) que representan el modelo no lineal del convertidor, puede obtenerse el modelo promediado de pequeña señal [94] del convertidor de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_d\tilde{d} + \mathbf{B}_v\tilde{v}_L + \mathbf{B}_i\tilde{i}'_{o_{ext}} \\ \tilde{i}'_p &= \mathbf{a}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{b}_d\tilde{d} + \mathbf{b}_v\tilde{v}_L + \mathbf{b}_i\tilde{i}'_{o_{ext}}\end{aligned}\tag{6-26}$$

Donde

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= \left. \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \bar{\mathbf{x}}} \right|_{P_o} & \mathbf{a} &= \left. \frac{\partial f_5}{\partial \bar{\mathbf{x}}} \right|_{P_o} \\ \mathbf{B}_d &= \left. \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial d} \right|_{P_o} & \mathbf{b}_d &= \left. \frac{\partial f_5}{\partial d} \right|_{P_o} \\ \mathbf{B}_v &= \left. \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \bar{v}_L} \right|_{P_o} & \mathbf{b}_v &= \left. \frac{\partial f_5}{\partial \bar{v}_L} \right|_{P_o} \\ \mathbf{B}_i &= \left. \frac{\partial \mathbf{F}}{\partial \bar{i}'_{o_{ext}}} \right|_{P_o} & \mathbf{b}_i &= \left. \frac{\partial f_5}{\partial \bar{i}'_{o_{ext}}} \right|_{P_o}\end{aligned}\tag{6-27}$$

Donde $P_o = (\mathbf{X}_o, D, D_D, I'_o, V_{in})$ representa el punto donde se realizará la linealización (valores del punto "Q" en la Tabla 6-1), $\partial \mathbf{F} / \partial \bar{x}$ representa el Jacobiano de \mathbf{F} y $\partial f_5 / d\bar{x} = [\partial f_5 / \partial \bar{v}'_{RL} \quad \partial f_5 / \partial \bar{v}'_{RU} \quad \partial f_5 / \partial \bar{i}_m \quad \partial f_5 / \partial \bar{v}_U]$. En un determinado punto de trabajo P_o , las matrices en la ecuación (6-27) pueden ser resueltas analítica y numéricamente utilizando un programa de álgebra computacional como Mathematica [95]. Para realizar el control de la tensión de salida $\bar{v}'_o = (\bar{v}'_{RU} + \bar{v}'_{RL})$ del convertidor, puede reescribirse el sistema con \tilde{v}'_o como salida de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}_d\tilde{d} + \mathbf{B}_v\tilde{v}_L + \mathbf{B}_i\tilde{i}'_{o_{ext}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}[\tilde{d} \quad \tilde{v}_L \quad \tilde{i}'_{o_{ext}}]^T \\ \tilde{v}'_o &= \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}} \end{aligned} \quad (6-28)$$

donde $\mathbf{C} = [1 \ 1 \ 0 \ 0]$ y $\mathbf{B} = [\mathbf{B}_d \ \mathbf{B}_v \ \mathbf{B}_i]$. Para el punto de operación "Q" del convertidor CBHBC, dado en la Tabla 6-1, las matrices del modelo promediado de pequeña señal obtenidas resolviendo numéricamente las ecuaciones (6-27) resultan:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -26785 & 73.3261 & 0 & -1502.06 \\ 5032.5 & -8554.96 & 0 & 6672.08 \\ 0 & 0 & 0 & -2309.76 \\ -4960.36 & 2550.72 & 13259.1 & -2728.43 \end{bmatrix}, \quad (6-29)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_d & \mathbf{B}_v & \mathbf{B}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -2678910 & 25356.3 & -70312.5 \\ 5142800 & -6915.37 & -70312.5 \\ -3935400 & 5608.52 & 0 \\ -1640990 & 4782.67 & 0 \end{bmatrix}$$

Reemplazando estas matrices en el sistema de ecuaciones (6-28) se obtiene el modelo promediado de pequeña señal del convertidor en el punto de operación "Q". Para comprobar la validez de la linealización, este sistema se implementó utilizando Matlab-Simulink [69], y se comparó su respuesta frente a un escalón de pequeña señal con la respuesta del modelo promediado no lineal (bajo las mismas

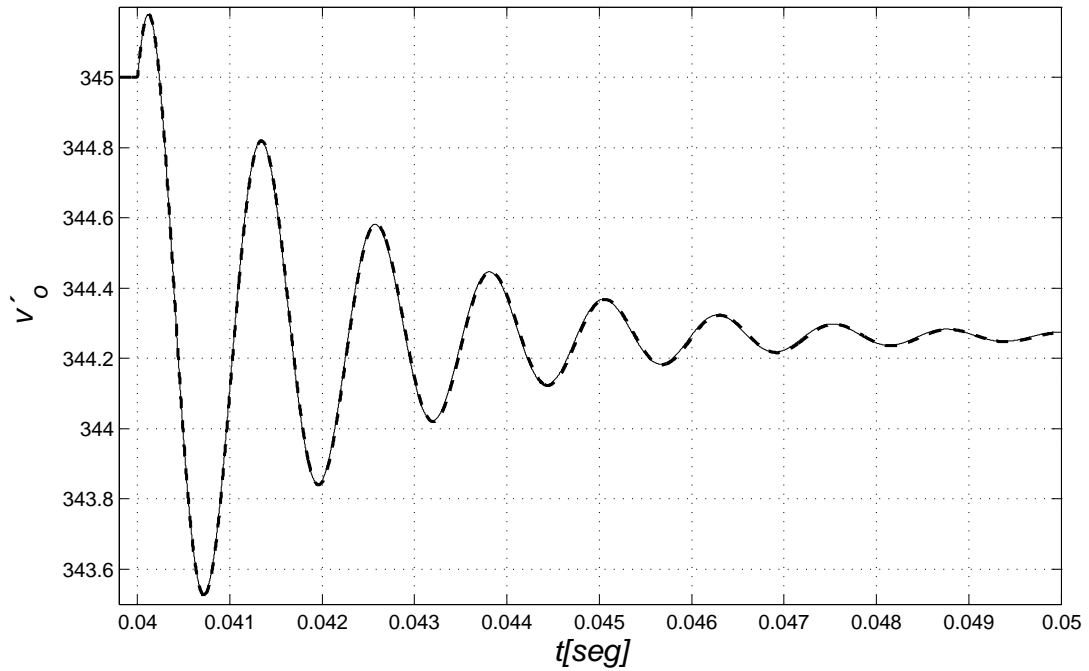


Figura 6-6.: Modelo promediado de pequeña señal Vs. Modelo promediado no lineal: Escalón de $\Delta d = 0.001$ aplicado sobre el ciclo de trabajo d , sobre el punto de trabajo "Q" de la Tabla 6-1.

condiciones). En la Fig. 6-6 se muestra la respuesta a lazo abierto de la salida \tilde{v}'_o del sistema, ante un escalón $\Delta d = 0.001$ aplicado sobre el ciclo de trabajo d de la llave superior S_U en el tiempo $t = 0.04 \text{ seg}$. En esta gráfica, la curva de trazo lleno corresponde al modelo promediado no lineal y la curva trazos corresponde a la respuesta del modelo linealizado de pequeña señal. Se puede observar que para esta pequeña variación en el ciclo de trabajo, prácticamente no se observa diferencia entre la respuesta del modelo promediado de pequeña señal y la del modelo promediado no lineal, por lo que se puede decir que la linealización de modelo resulta válida.

6.3.1. Discretización del modelo promediado de pequeña señal

Debido a que el control del convertidor será implementado en forma digital, utilizando un DSP, para modelar el efecto del periodo de muestreo $T_m = 1/f_m$ sobre el sistema, se debe hallar el equivalente discreto del modelo de pequeña

señal desarrollado previamente. Este equivalente representará el comportamiento exacto del modelo continuo de pequeña señal en los instantes de muestreo kT_m . A partir del modelo de pequeña señal representado por el sistema (6-28), considerando que las entradas del sistema permanecen constantes durante el periodo de muestreo T_m (mantenedor de orden cero), puede obtenerse el modelo discreto de pequeña señal [96] del convertidor en el punto "Q", de la siguiente forma:

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}[k+1] &= \mathbf{\Phi}\tilde{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{\Gamma}[\tilde{d}[k] \tilde{v}_L[k] \tilde{v}'_{o_{ext}}[k]]^T \\ \tilde{v}'_o[k] &= \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}[k]\end{aligned}\tag{6-30}$$

Donde $\mathbf{\Phi} = e^{AT_m}$, $\mathbf{\Gamma} = \int_0^{T_m} (e^{A\gamma} B) d\gamma$.

Con los valores correspondientes al punto de operación "Q" del convertidor y el periodo de muestreo $T_m = (1/f_m)$ dados en la Tabla **6-1**, las matrices del modelo discreto de pequeña señal resultan (estas matrices pueden calcularse utilizando un programa de resolución numérica tal como Matlab [69] o Mathematica [95]):

$$\mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} 0.3454 & -0.0004 & -0.0110 & -0.0342 \\ 0.0861 & 0.7207 & 0.0602 & 0.2092 \\ 0.0061 & -0.0041 & 0.9764 & -0.0873 \\ -0.1076 & 0.0812 & 0.5012 & 0.8890 \end{bmatrix},\tag{6-31}$$

$$\mathbf{\Gamma} = \begin{bmatrix} \Gamma_d & \Gamma_v & \Gamma_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -63.8440 & 0.6187 & -1.7299 \\ 157.9709 & -0.1496 & -2.5568 \\ -153.7748 & 0.2167 & -0.0024 \\ -86.1129 & 0.1587 & 0.0632 \end{bmatrix}$$

Para realizar el diseño de un controlador PI para la tensión de salida del convertidor, se hallará la función de transferencia $\tilde{v}'(z)/\tilde{d}(z)$. Esta función transferencia

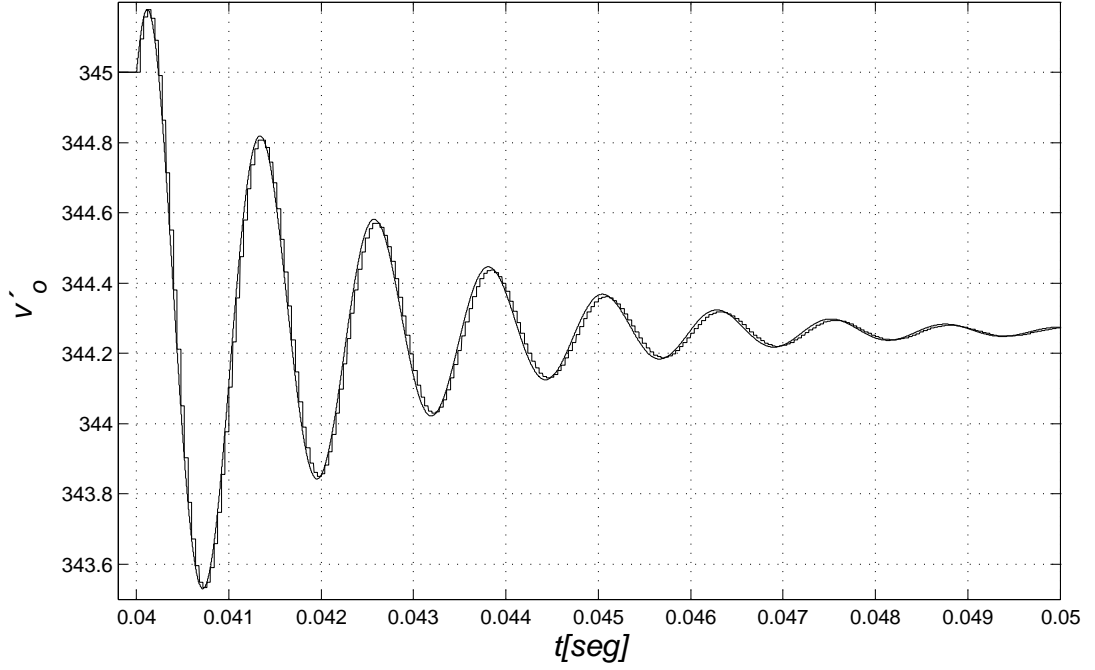


Figura 6-7.: Modelo promediado de pequeña señal discreto Vs. modelo promediado no lineal: Escalón de $\Delta d = 0.001A$ aplicado sobre el ciclo de trabajo d , sobre el punto de trabajo "Q" de la Tabla 6-1.

en tiempo discreto de la tensión de salida del convertidor con respecto a la variable de control \tilde{d} , puede obtenerse a partir del modelo de pequeña señal discreto, resolviendo la siguiente ecuación [97]:

$$G_d(z) = \frac{\tilde{v}'_o(z)}{\tilde{d}(z)} = \mathbf{C} (z\mathbf{I}_4 - \mathbf{\Phi})^{-1} \mathbf{\Gamma}_d \quad (6-32)$$

Donde \mathbf{I}_4 es la matriz identidad de orden 4 y las matrices $\mathbf{\Phi}$ y $\mathbf{\Gamma}_d$ evaluadas en el punto de trabajo de la Tabla 6-1, están dadas en la ecuación (6-31). Resolviendo la ecuación (6-32) se llega la función transferencia del modelo de pequeña señal discreto:

$$G_d(z) = \frac{\tilde{v}'_o(z)}{\tilde{d}(z)} = \frac{94.1268(z - 1.331)(z - 0.7454)(z - 0.1793)}{(z - 0.6705)(z - 0.3375)(z^2 - 1.923z + 0.9639)} \quad (6-33)$$

En la Fig. 6-7 se muestra la respuesta a lazo abierto de esta función de transferencia. Se grafica la respuesta la salida $\tilde{v}'_o[kTs]$ del sistema discreto, cuando se aplica un escalón $\Delta d = 0.001$ sobre el ciclo de trabajo d de la llave superior S_U en

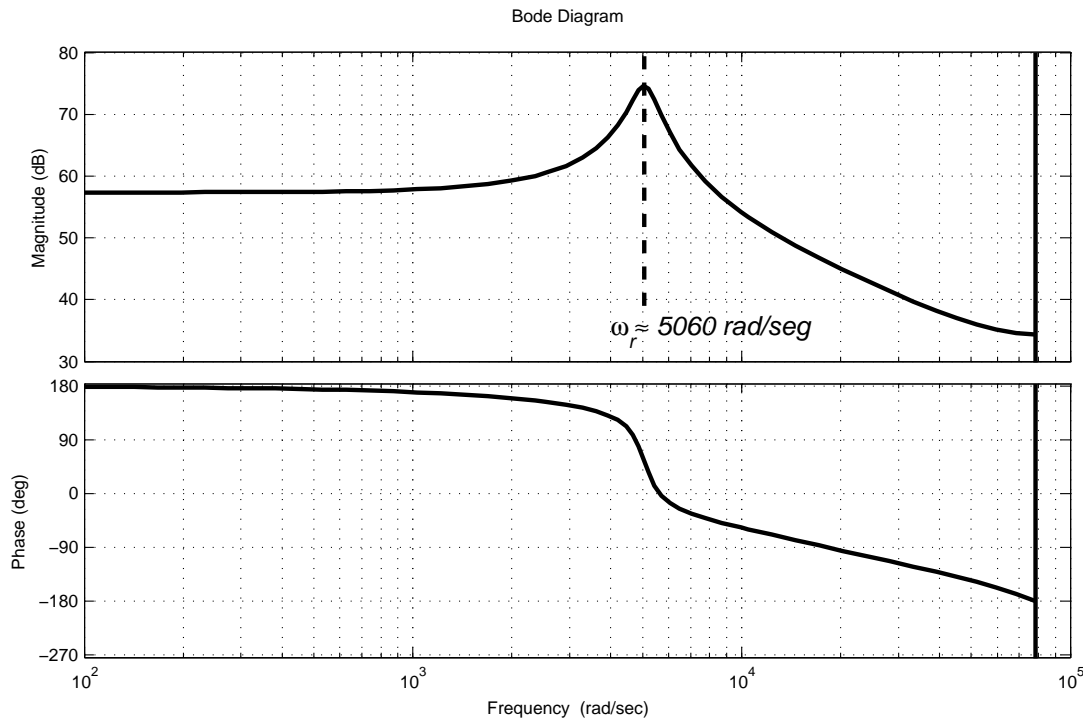


Figura 6-8.: Respuesta en frecuencia de la planta $G_d(j\omega)$.

el tiempo $t = 0.04\text{seg}$. En la misma gráfica, se superpone la curva correspondiente a la simulación del modelo promediado no lineal (bajo las mismas condiciones). Como es de esperarse la respuesta correspondiente al sistema discreto (línea escalonada), es exactamente igual a la respuesta del modelo no lineal (línea llena) en los instantes de muestreo, y difiere levemente debido al escalonamiento propio de la discretización.

6.3.2. Diseño de controlador PI

En la Fig. 6-8 se muestra la gráfica de la respuesta en frecuencia de la función de transferencia discreta $G_d(z)$ (ec. (6-33)), correspondiente al modelo de pequeña señal del convertidor operando en el punto de trabajo "Q" de la Tabla 6-1. Puede verse que el sistema presenta una frecuencia de resonancia $\omega_r \approx 5060\text{rad/seg}$ y su fase es de 180° a baja frecuencia. Estos 180° resultan, del hecho de que la respuesta de la planta está invertida con respecto a la variación en el ciclo de trabajo de entrada, un aumento en el ciclo de trabajo de entrada al convertidor produce una reducción de la tensión de salida y viceversa. Para realizar el control

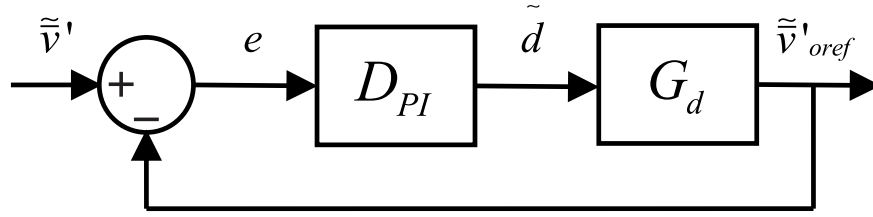


Figura 6-9.: Esquema de control.

de la tensión de salida del convertidor CSPBC operando con una carga resistiva en la salida, se aplicará el esquema clásico de control en lazo cerrado [97] que se muestra en la Fig. 6-9. El controlador D_{PI} es un PI que será implementado digitalmente utilizando un DSP TMS320F2812 de Texas Instruments, operando a una frecuencia de muestreo $f_m = 25\text{KHz}$. La función de transferencia discreta del controlador PI , implementando su integrador mediante aproximación trapezoidal [98], está dada por:

$$D_{PI}(z) = - \left(K_p + K_I \frac{T_m}{2} \left[\frac{z+1}{z-1} \right] \right) \quad (6-34)$$

El signo negativo del controlador es para cancelar los 180° de la fase de la planta a baja frecuencia. Se desea obtener un sistema de lazo cerrado con una dinámica lenta y que no presente sobrepico, ya que los sobrepicos pueden provocar daños en los dispositivos semiconductores u otros componentes del convertidor. Por lo cual se diseña el controlador de modo que en cascada con la planta atenúe su frecuencia de resonancia a -10dB y que el cruce de ganancia unitaria se produzca a baja frecuencia, donde el aporte de fase de 90° del controlador haga que el sistema resulte con un margen de fase $\phi_m \approx 90^\circ$. Lo cual dará como resultado un tiempo de levantamiento lento [99]. Observando que la ganancia de la planta en la frecuencia de resonancia es de $|G_d(j\omega_r)| = 74.6\text{dB}$, se requiere que a esta frecuencia el controlador tenga una ganancia $|D_{PI}(j\omega)| = -84.6\text{dB}$. Si se diseña el controlador para obtener un sistema con ganancia unitaria a una frecuencia de corte $\omega_c \approx 200\text{rad/seg}$, la ganancia del controlador a esta frecuencia debe ser $|G_{PI}(j\omega_c)| = -57.4\text{dB}$. Dando a las ganancias proporcional e integral del

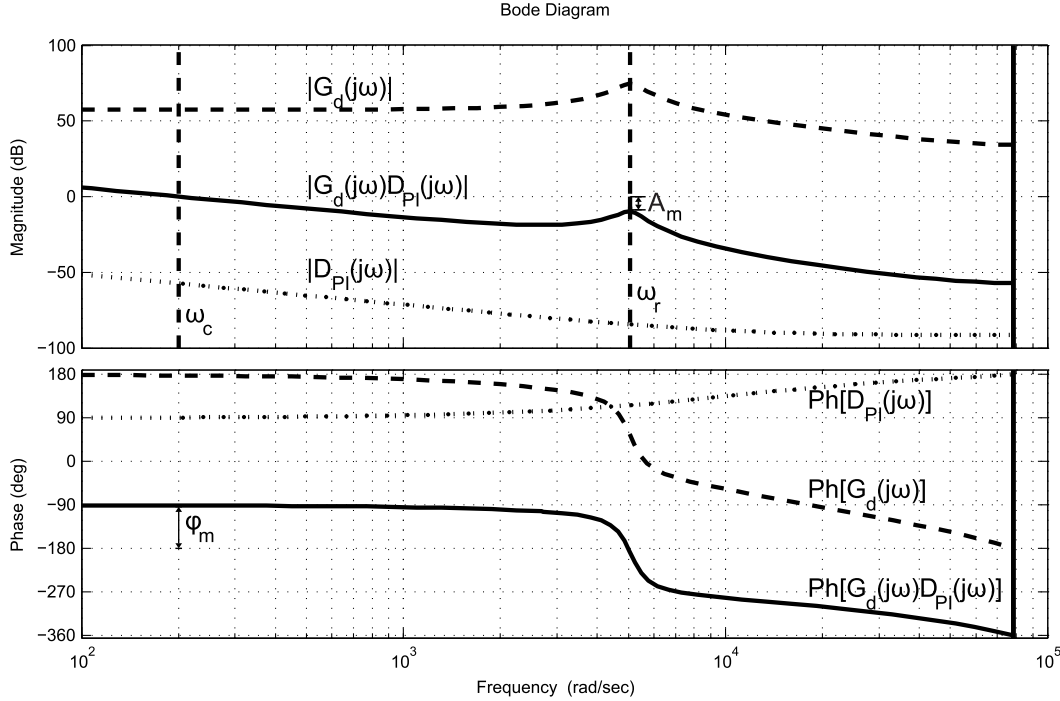


Figura 6-10.: Respuesta en frecuencia de la planta $G_d(j\omega)$, del controlador $D_{PI}(j\omega)$ y del sistema compensado $D_{PI}(j\omega)G_d(j\omega)$.

controlador PI los valores:

$$K_P = 2.6473 \times 10^{-5} \quad y \quad K_I = 0.27 ; \quad (6-35)$$

se obtiene la respuesta en frecuencia del controlador $D_{PI}(j\omega)$ que se muestra en la Fig.6-10 (línea discontinua de punto y raya). Junto con la respuesta del controlador, se muestra la respuesta en frecuencia en lazo abierto de la planta $G_d(j\omega)$ (línea discontinua de rayas) y la del sistema compensado resultante $D_{PI}(j\omega)G_d(j\omega)$ (línea continua). En esta gráfica puede verse que el sistema resultante tendrá un margen de ganancia $A_m \approx 10dB$ y un margen de fase $\phi_m \approx 90^\circ$, por lo cual se tendrá un sistema críticamente amortiguado o sobreamortiguado [93]. Con el controlador diseñado la función de transferencia de lazo cerrado [97] del sistema resulta:

$$G_{d_{lc}}(z) = \frac{\tilde{v}'_o(z)}{\tilde{v}'_{o_{ref}}(z)} = \frac{-0.0030001(z - 1.331)(z - 0.7454)(z - 0.6611)(z - 0.1793)}{(z - 0.992)(z - 0.6704)(z - 0.3368)(z^2 - 1.935z + 0.9752)} \quad (6-36)$$

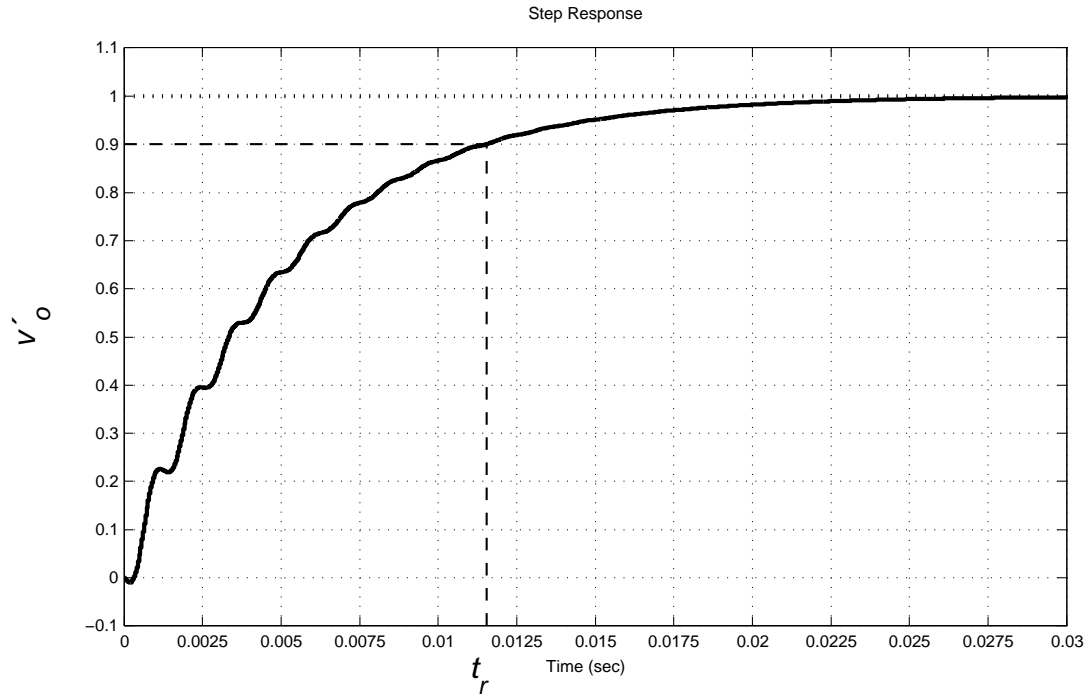


Figura 6-11.: Respuesta de la función transferencia en lazo cerrado $G_{dic}(z)$ del modelo de pequeña señal ante un escalón de $1V$ en la tensión de referencia.

En la Fig.6-11 se muestra la respuesta de esta función de transferencia frente a un escalón de $1V$ aplicado en la tensión de referencia \tilde{v}'_{oref} . Puede observarse que esta respuesta resulta sobreamortiguada como era de esperarse y como se deseaba, tiene un tiempo de trepada $t_r = 11.55mseg$ que es relativamente lento con respecto al periodo de muestreo $T_m = 0.04mseg$.

Con el fin de probar el controlador PI y la validez del modelo de pequeña señal utilizado para diseñar el mismo, se implementó el esquema de control en Matlab-Simulink [69] con el modelo de circuito conmutado del convertidor CSPBC de $3kW$, operando en el punto de diseño. En la Fig. 6-12 se muestra la tensión de salida $v'_o = nv_o$ del convertidor operando en el punto de trabajo "Q" de la Tabla 6-1, cuando se aplica un escalón de $10V$ a la tensión de referencia v'_{oref} . La forma de onda con ripple de alta frecuencia corresponde a la tensión real medida sobre la resistencia de salida, y la forma de onda sin ripple corresponde a la misma cuando se la pasa por un filtro elimina banda sintonizado a la frecuencia de conmutación $T_s = 50kHz$. Si se compara la respuesta del modelo de circuito

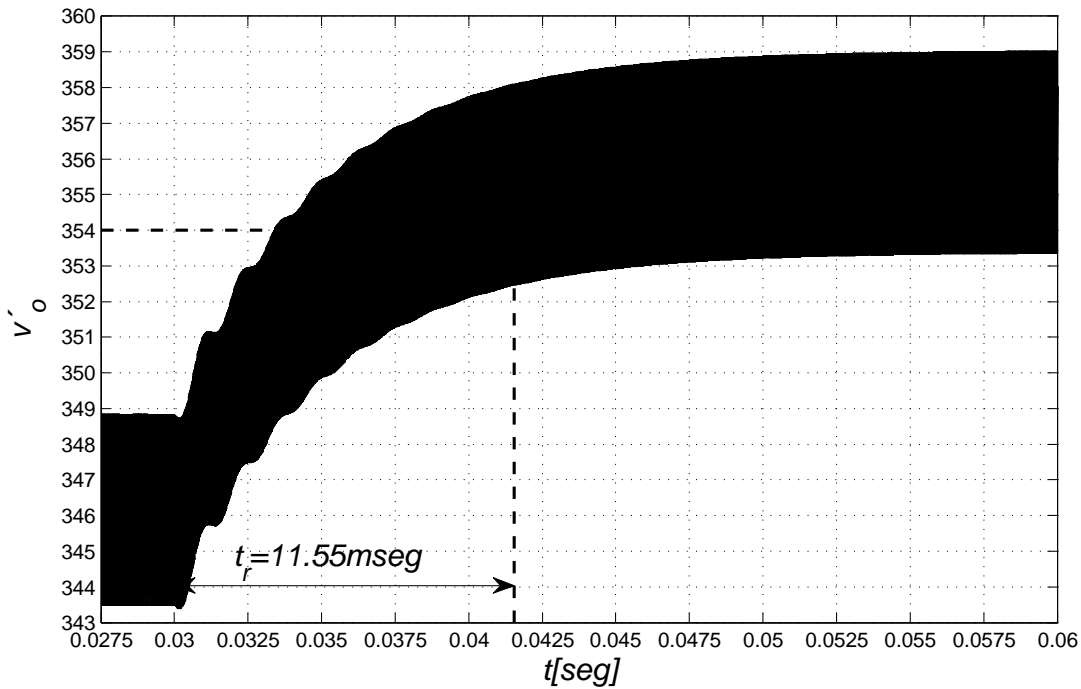


Figura 6-12.: Respuesta del modelo de circuito conmutado del convertidor en lazo cerrado con el controlador PI diseñado, ante un escalón de 10V en la tensión de referencia.

conmutado con la de la planta discreta de la Fig. 6-11, puede verse que aunque se aplicó un escalón de 10V (gran señal), la respuesta sigue siendo prácticamente la misma, conservándose la forma de onda y su tiempo de trepada. Se concluye de esto, que el modelo de pequeña señal obtenido en este capítulo es válido para diseñar un controlador adecuado para el convertidor.

Aunque el diseño del controlador PI se realizó sobre el modelo promediado de pequeña señal del convertidor, operando en el punto "Q", el mismo fue ensayado por simulación (tanto en el modelo promediado no lineal, como en el modelo de circuito conmutado), en todas las posibles condiciones de carga y en todo el rango de tensión de entrada del convertidor. Con esto se probó que el controlador funciona adecuadamente y es apto para realizar el control de la tensión de salida del convertidor, en todo su rango de operación. Una vez obtenidas estas conclusiones, el controlador se implementó con un DSP TMS320F2812 de Texas Instruments, operando a una frecuencia de muestreo $f_m = 25 \text{ KHz}$; y se utilizó para mantener constante la tensión de salida del prototipo de convertidor CSPBC

de $3kW$ construido en la práctica. Con este controlador, se realizó la medición de la eficiencia del convertidor en todo su rango de operación. Los resultados obtenidos se encuentran en el Capítulo 7.

7. Resultados Experimentales

7.1. Introducción

Este capítulo presenta los resultados experimentales obtenidos en un prototipo de convertidor CSPBC de $3kW$ construido a fin de corroborar los principios teóricos desarrollados a lo largo de esta tesis. Se desea verificar los resultados obtenidos acerca del funcionamiento del convertidor, la estimación de las pérdidas en sus componentes y la estimación de la eficiencia global del sistema para todo su rango de operación. Las corrientes y tensiones presentes en el circuito, para el convertidor operando en estado estacionario, pueden ser computadas en cada punto de operación a partir de la resolución numérica de las ecuaciones no lineales (3-10)-(3-13) presentadas en el Capítulo 3. Con esto pueden conocerse los valores máximos de tensiones y corrientes que deben soportar todos los componentes del circuito. Utilizando los resultados obtenidos en el Capítulo 4, para el cálculo de los valores medios y rms de las corrientes presentes en el convertidor, y el modelado de pérdidas sobre los principales componentes, se puede realizar una estimación de las pérdidas y la eficiencia del convertidor para cada punto de operación. El transformador de aislamiento utilizado en la implementación práctica es el diseñado en el Capítulo 5 y se realizará el control de la tensión de salida del convertidor con el controlador diseñado en el Capítulo 6. Los resultados teóricos obtenidos serán comparados con los resultados experimentales medidos sobre el prototipo, con el fin de corroborar si el comportamiento y la eficiencia obtenidos en la práctica son acordes a los esperados. En [41] se presentó un trabajo basado

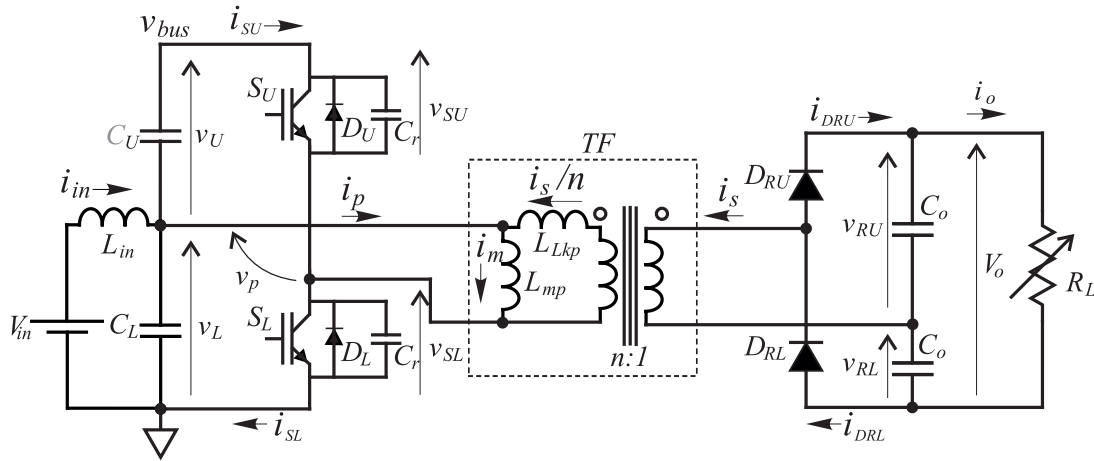


Figura 7-1.: Circuito del convertidor construido en la práctica.

en el modelado de las pérdidas del convertidor obtenido en el Capítulo 4 y los resultados experimentales obtenidos en este capítulo.

7.2. Convertidor construido

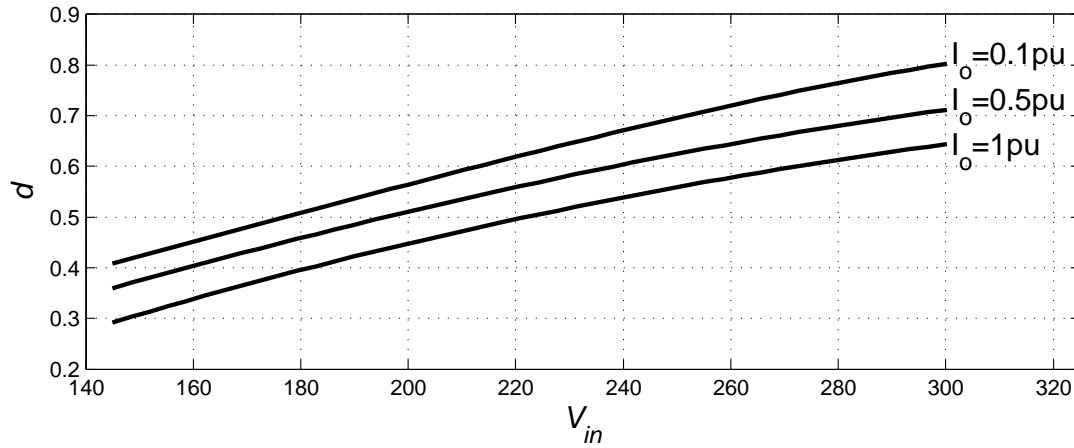
En la Fig. 7-1 se muestra el circuito del convertidor CSPBC construido en la práctica y en la Tabla. 7-1 se listan sus principales especificaciones y parámetros de diseño. Los datos presentados en esta tabla fueron definidos previamente en el Capítulo 3 sec. 3.5, donde se realizó una introducción inicial acerca del convertidor implementado y se dieron sus primeros pasos de diseño. En la simulación del convertidor se utilizó un pequeño inductor de entrada $L_{in} = 0.5\mu H$. Con el valor del capacitor de entrada C_L utilizado, este inductor resulta suficiente para obtener un ripple casi nulo en la corriente de entrada del convertidor. Sin embar-

Tabla 7-1.: Especificaciones y parámetros del convertidor implementado en la práctica.

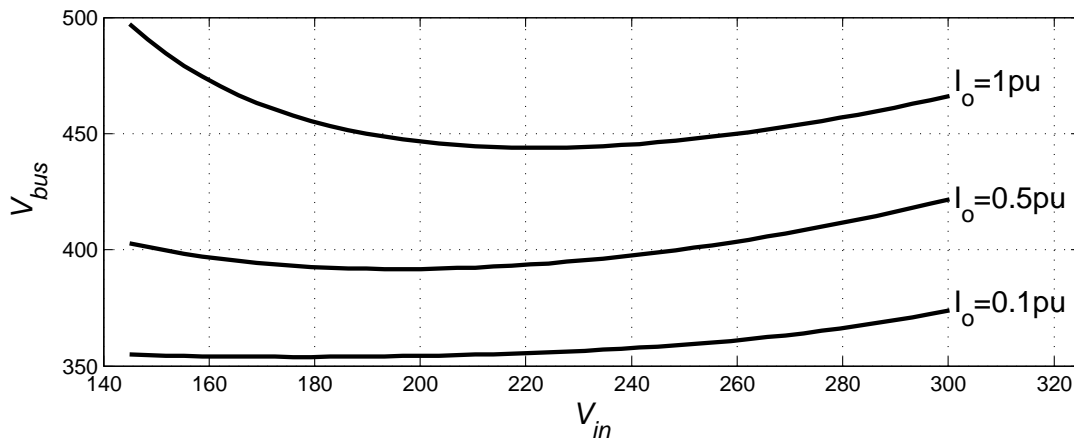
P_{nom}	3kW
$V_{o_{nom}}$	460V
$V_{in_{min}} - V_{in_{max}}$	145V – 300V
f_s (frecuencia de conmutación)	50kHz
$C_L; C_U; C_o$	100μF; 22μF; 8μF
$L_{mp}; L_{Lkp}$	126.29μHy; 12.629μHy
n (rel. de transformación)	3/4

go, el valor medido en la práctica (a la frecuencia $f_s = 50kHz$) de la inductancia de los cables de conexión entre la fuente de alimentación y el punto medio de los capacitores resultó superior a $1\mu H$, por lo que no fue necesario utilizar un inductor de entrada L_{in} .

El convertidor construido opera a una tensión de salida fija $V_o = 460V$, la cual es controlada mediante el controlador PI diseñado en el Capítulo 6, a partir del modelo promediado de pequeña señal del sistema. El control es implementado digitalmente con un DSP TMS320F2812 de Texas Instruments, operando a una frecuencia de muestreo $f_m = 25kHz$. Las señales de disparo de los IGBT's conmutan entre $+15V$ y $-9V$, y son proporcionadas por Drivers optoacoplados HCPL316J de Avago Technologies, a través de resistencias de compuerta de 9Ω . La potencia de salida del convertidor puede variar entre cero y la potencia nominal $P_{nom} = 3kW$, y esta se regula utilizando una resistencia de carga R_L variable. La máxima corriente de carga que puede entregar el convertidor es de $I_{onom} = P_{nom}/V_o = 6.52A$, que corresponde a una resistencia de carga mínima $R_{Lmin} = 70.53\Omega$. La tensión de entrada V_{in} del convertidor, puede variar entre $V_{inmin} = 145V = 0.42pu$ y $V_{inmax} = 300V = 0.87pu$. En la Fig. 7-2 se grafica: en (a) el ciclo de trabajo d de la llave superior S_U , y en (b) la tensión V_{bus} . Ambas curvas en función del rango de tensión de entrada del convertidor $145V < V_{in} < 300V$, y para tres valores de corriente de salida $I_o = 0.1I_{onom} = 0.1pu$, $I_o = 0.5I_{onom} = 0.5pu$ e $I_o = I_{onom} = 1pu$. Obsérvese que en todo el rango de operación del convertidor, el ciclo de trabajo se encuentra en el rango $0.3 \lesssim d \lesssim 0.8$, y que la tensión V_{bus} no supera los $500V$. Esta tensión es la máxima tensión continua aplicada sobre las llaves de la pierna de conmutación, por lo cual se utilizan llaves S_L y S_U con una tensión máxima de operación de $600V$, lo que deja un margen de seguridad de $100V$, para prevenir la destrucción de las llaves en caso de que existan sobrepicos pulsantes o transitorios en la tensión.



(a) d vs. V_{in}



(b) V_{bus} vs. V_{in}

Figura 7-2.: (a) d vs. V_{in} y (b) V_{bus} vs. V_{in} ; para $V_o = 460$ y distintos valores de I_{opu}

7.2.1. Selección de dispositivos semiconductores

La Fig. 7-3 ilustra las principales formas de onda del convertidor para un ciclo de trabajo $d < 0.5$, estas mismas curvas se analizaron en el Capítulo 3 y se repiten aquí para mayor comodidad. La Fig. 7-3(a) ilustra las señales de encendido de las llaves S_U y S_L . La Fig 7-3(b) ilustra la corriente i_p por el primario del transformador, su valor medio \bar{i}_p , y la corriente de magnetización i_m . En la Fig 3-3(c) se muestran las formas de onda de las corrientes i_{SL} e i_{SU} por las llaves S_L y S_U respectivamente; y en la Fig. 3-3(d) las corrientes i_{DRL} e i_{DRU} por los diodos del rectificador y la corriente i_s por el secundario del transformador. Utilizando estas curvas y a partir de los resultados teóricos expuestos en los Capítulos

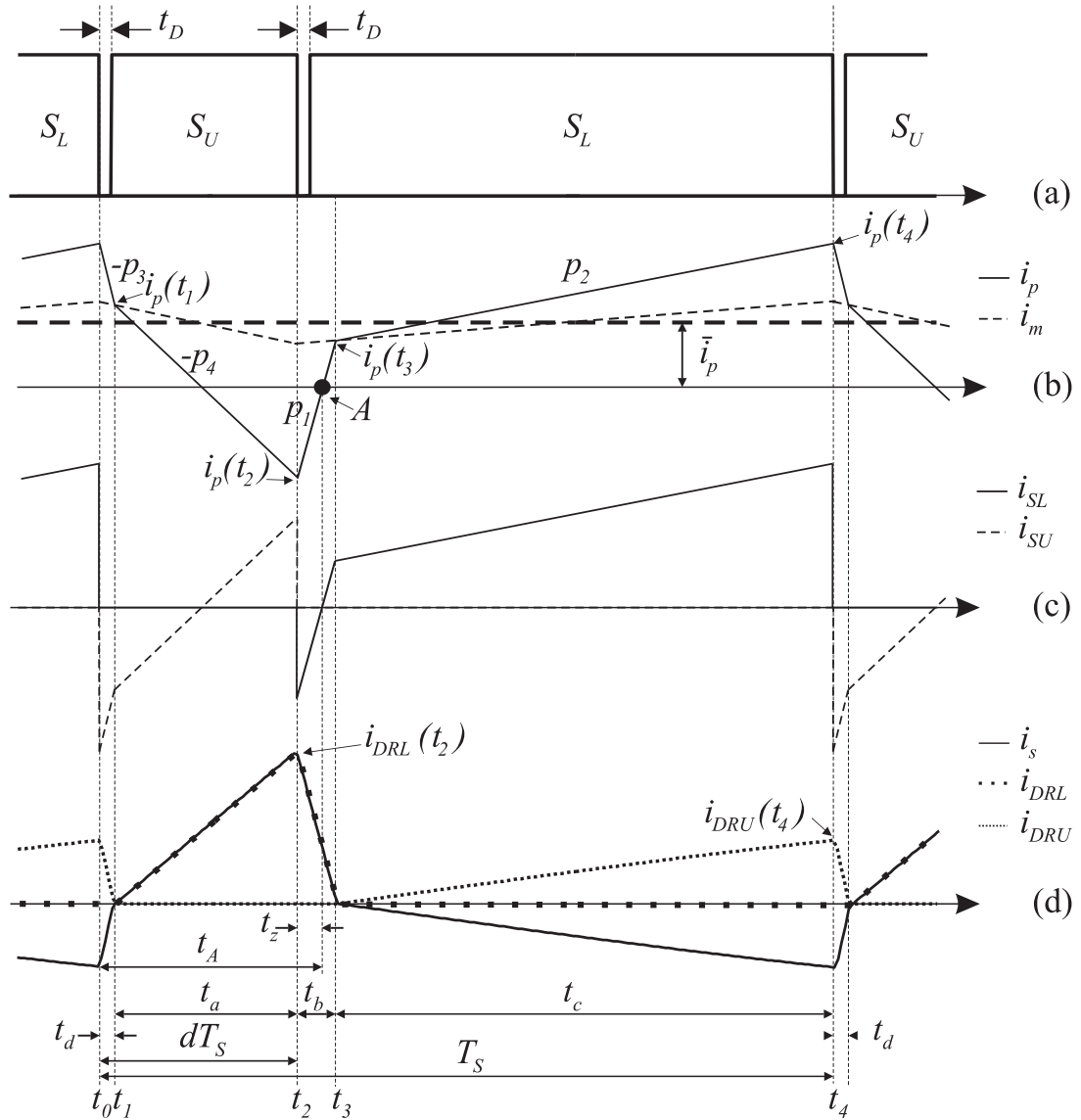
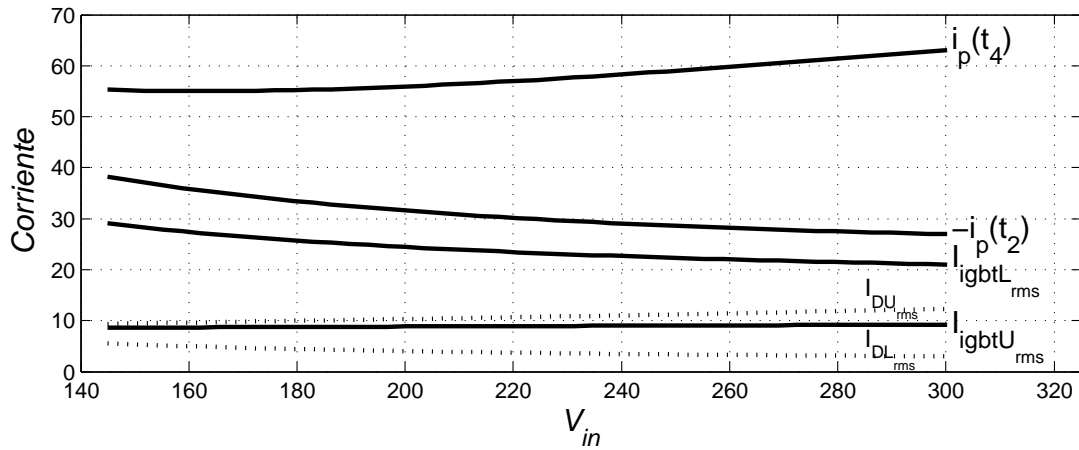


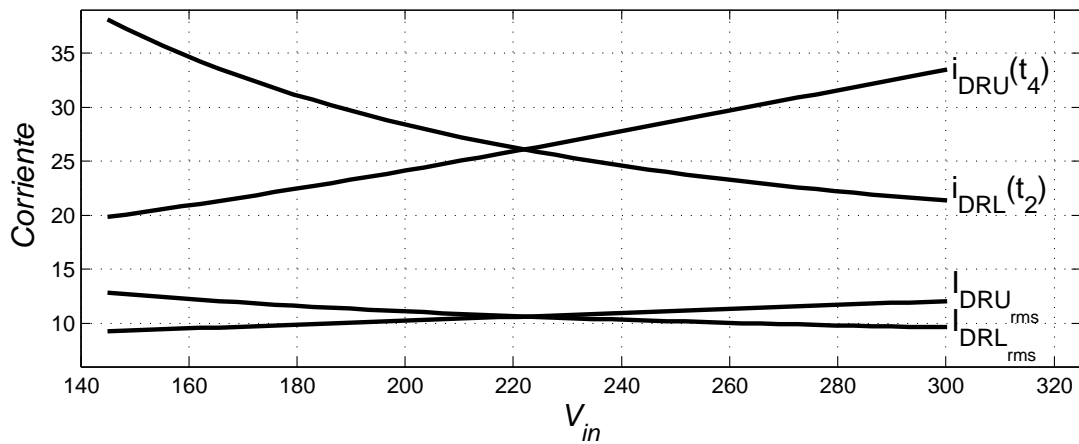
Figura 7-3.: Formas de onda para $d \leq 0.5$: (a) Señales de encendido S_U y S_L . (b) i_p , \bar{i}_p e i_m . (c) i_{SL} e i_{SU} . (d) i_s , i_{DRL} e i_{DRU} .

3 y 4, pueden calcularse los valores pico y rms de las corrientes que circularán por los dispositivos semiconductores, en el convertidor a implementarse.

En la Fig. 7-4 se ilustran los valores de corrientes pico y rms que deben soportar las llaves y los diodos del rectificador, para el convertidor operando a máxima corriente de carga $I_{onom} = 6.52A$ (que es la peor condición para las corrientes sobre los dispositivos), y para todo el rango de variación de la tensión de entrada. La corriente $i_p(t_4)$ es el valor pico de corriente que debe soportar el IGBT de la llave S_L y el diodo de recuperación inversa de la llave S_U (ver Fig. 7-3(b) y (c)), mientras que $-i_p(t_2)$ es el valor pico de corriente que debe



(a) Corrientes llaves



(b) Corrientes diodos del rectificador

Figura 7-4.: Corrientes pico y rms por las llaves y los diodos del rectificador para $V_o = 460V$, $I_o = 6.52A$ y $145V < V_{in} < 300V$.

soportar el IGBT de la llave S_U y el diodo de recuperación inversa de la llave S_L . Hay que aclarar aquí que los valores pico de las corrientes en los diodos de recuperación inversa, están calculados para el caso ideal (peor caso), en que la corriente conmute instantáneamente del IGBT de la llave S_L al diodo de la llave S_U , y del IGBT de la llave S_U al diodo de la llave S_L . Esto en la práctica no sucede debido a la existencia de los capacitores de snubber C_r (ver Fig. 7-1), que retrasan el encendido de los diodos y reducen la corriente pico sobre los mismos. Las corrientes $I_{igbtL_{rms}}$, $I_{igbtU_{rms}}$, $I_{DL_{rms}}$ e $I_{DU_{rms}}$, corresponden a los valores de corriente rms por los IGBT's y los diodos de recuperación inversa de las llaves S_L y S_U , respectivamente. Los valores $i_{DRL}(t_2)$ e $I_{DRL_{rms}}$ corresponden al valor

pico y rms de la corriente por el diodo D_{RL} , y los valores $i_{DRU}(t_4)$ e $I_{DRL_{rms}}$ son los valores pico y rms de la corriente por el diodo D_{RU} del rectificador.

En la Tabla **7-2** se resumen los máximos valores de corrientes pico, rms y medios que deben soportar los semiconductores en el convertidor CSPBC a implementarse en la práctica.

Selección de las llaves S_U y S_L

Observando los datos expuestos en la Tabla **7-2**, se tiene que la llave S_L es el dispositivo que debe soportar mayor corriente rms, un máximo de aproximadamente $I_{igbtL_{rms}}^{max} = 29.1A$, por lo que debe seleccionarse en lo posible una llave S_L que presente mínimas pérdidas, es decir, que presente una mínima tensión de encendido. Por otro lado puede verse que la llave S_U debe soportar una corriente rms máxima de aproximadamente $I_{igbtU_{rms}}^{max} = 9.2A$ en su IGBT y de $I_{DU_{rms}}^{max} = 12.3A$ en su diodo en antiparalelo. Como las pérdidas tienen una relación cuadrática con la corriente, la llave S_U presentará al menos cuatro veces menos pérdidas que la llave S_L , por lo que no es tan crítica la selección de la llave S_U y bien, puede implementarse con el mismo dispositivo que se utiliza para S_L o puede utilizarse una llave más económica si es necesario.

En cuanto a la corriente media de las llaves, se sabe que la llave S_L debe sopor-

Tabla **7-2.**: Valores pico, medios y rms máximos de las corrientes por los semiconductores.

Llaves S_L y S_U		Diodos D_{RL} y D_{RU}	
$I_{igbtL_{rms}}$	29.1A	$I_{DRL_{rms}}$	12.9A
$I_{igbtU_{rms}}$	9.2A	$I_{DRU_{rms}}$	12.1A
$I_{DL_{rms}}$	5.5A	$i_{DRL_{pico}}$	38.1A
$I_{DU_{rms}}$	12.3A	$i_{DRU_{pico}}$	33.5A
$i_{igbtL_{pico}}$	63A	$I_{DRL_{med}}$	6.52
$i_{igbtU_{pico}}$	38A	$I_{DRU_{med}}$	6.52
$i_{DL_{pico}}$	38A		
$i_{DU_{pico}}$	63A		
$I_{igbtL_{med}}$	21.9A		
$I_{igbtU_{med}}$	4.76A		
$i_{DL_{med}}$	1.21A		
$i_{DU_{med}}$	4.76A		

tar la corriente media de entrada del convertidor que tiene un máximo de $20.69A$ (para el convertidor operando a potencia nominal y a $V_{in} = 145V$), esta corriente es la resta entre la corriente media máxima por el IGBT, $I_{igbtL_{med}}^{max} = 21.9A$ y la corriente media máxima por su diodo de recuperación inversa $I_{DL_{med}}^{max} = 1.21A$. La corriente media por la llave S_U es cero en estado estacionario, por lo que las magnitudes de las corrientes medias por su IGBT y su diodo de recuperación inversa son iguales y tienen un valor máximo $I_{igbtU_{med}}^{max} = I_{DU_{med}}^{max} = 4.76A$.

Se seleccionó para ambas llaves (S_L y S_U), el IGBT (con diodo de recuperación inversa) IRGP50B60PD1, del cual en la Tabla **7-3** se listan algunos de los principales valores máximos absolutos [100]. Si se comparan estos datos con los valores máximos de corrientes por las llaves de la Tabla **7-2**, puede verse que este dispositivo es adecuado para la implementación. Debe notarse que el valor máximo de corriente pico repetitiva del diodo de recuperación inversa es de $I_{FRM} = 60A$, mientras que el valor pico máximo de corriente por el diodo de la llave S_U en la Tabla **7-2** es de $i_{DU_{pico}} = 63A$. Sin embargo debemos recordar que este último valor, supone la conmutación instantánea de la corriente del IGBT de la llave S_L al diodo de la llave S_U . En la práctica este valor pico será considerablemente menor debido a la existencia de los capacitores de snubber, que retrasan el encendido de los diodos de recuperación inversa y reducen su valor pico de corriente, por lo tanto el dispositivo puede utilizarse sin inconveniente.

Tabla **7-3.**: IRGP50B60PD1: Valores máximos absolutos.

Símbolo	Parámetro	Máx
V_{CE}	Voltage Colector-Emisor	600V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Corriente continua de colector	75A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Corriente continua de colector	45A
I_{CM}	Corriente pulsante de Colector	150A
$I_F @ T_C = 25^\circ C$	Corriente continua por el diodo	40A
$I_F @ T_C = 100^\circ C$	Corriente continua por el diodo	15A
I_{FRM}	Corriente de pico repetitiva por el diodo	60A
V_{GE}	Voltage Gate-Emisor	$\pm 20V$
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Disipación de potencia	390W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Disipación de potencia	156W
T_J	Temperatura de Juntura	-55 a 150°C

Selección de los diodos del rectificador D_{RU} y D_{RL}

Con el fin de reducir al mínimo las pérdidas de recuperación inversa, se desea implementar el rectificador del convertidor con diodos de Carburo de Silicio [67, 68]. Al momento de la implementación práctica se dispone de diodos C4D08120A, cuyos principales valores máximos absolutos se listan en la Tabla 7-4 [101]. Chequeando en la Tabla 7-2 los valores máximos de las corrientes que deben soportar los diodos del rectificador, puede notarse que la corriente pico máxima por el diodo D_{RU} será $i_{D_{RU}pico} = 33.5A$ y por el diodo D_{RL} será $i_{D_{RL}pico} = 38.1A$, mientras que el dispositivo utilizado, soporta una corriente máxima de pico repetitiva de $I_{FRM} = 25A$ (a una temperatura de carcasa $T_c = 110^\circ C$). Es decir que este diodo no soportaría los picos máximos de corriente del rectificador. Sin embargo, los diodos C4D08120A tienen la ventaja de poder ser conectados en paralelo, por lo que cada diodo del rectificador fue implementado utilizando dos de estos diodos en paralelo. Hacer esto aumenta la capacidad de corriente de los diodos, y además permite disminuir a la mitad su resistencia equivalente serie, lo que reduce a la mitad sus pérdidas.

Tabla 7-4.: C4D08120A: Valores máximos absolutos.

Símbolo	Parámetro	Máx	Condición
V_{RRM}	Voltage inverso pico repetitivo	1200V	
V_{RRS}	Voltage inverso máximo no repetitivo	1300V	
V_R	Voltage inverso continuo máximo	1200V	
I_F	Corriente continua directa	23A	$T_c = 25^\circ C$
		11A	$T_c = 135^\circ C$
		8A	$T_c = 153^\circ C$
I_{FRM}	Corriente pico repetitiva directa	37.5A	$T_c = 25^\circ C$
		25A	$T_c = 110^\circ C$
I_{FSM}	Pulso de corriente pico no repetitiva directa de $t_p = 10ms$	64A	$T_c = 25^\circ C$
		49.5A	$T_c = 110^\circ C$
$I_{F,Max}$	Pulso de corriente pico no repetitiva directa de $t_p = 10\mu s$	600A	$T_c = 25^\circ C$
		480A	$T_c = 110^\circ C$
P_{tot}	Disipación de potencia	120W	$T_c = 25^\circ C$
		52W	$T_c = 110^\circ C$
T_j	Temperatura de juntura	-55 a 175 $^\circ C$	

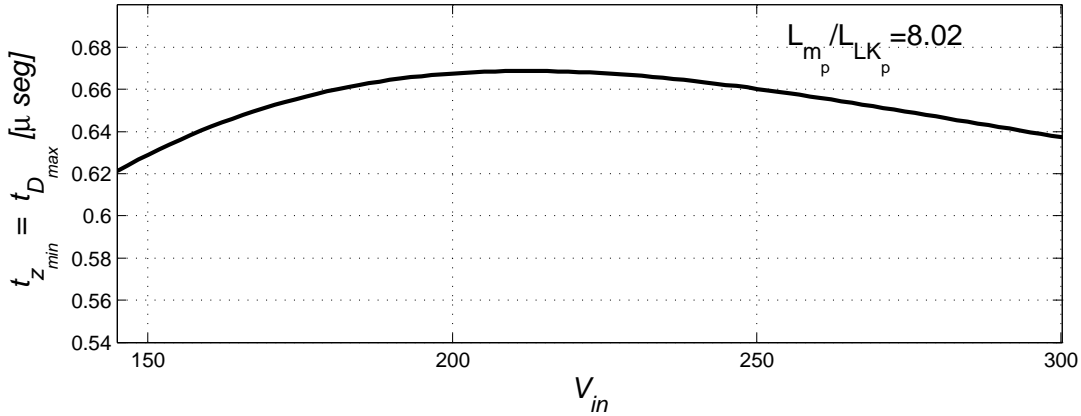


Figura 7-5.: Tiempo muerto máximo $t_{D_{max}}$ para operar en conmutación suave

7.2.2. Selección de capacitores de snubber y tiempo muerto

En la sección 3.4 del Capítulo 3 se analizaron las condiciones que debe cumplir el convertidor CSPBC para que sus llaves conmuten a tensión cero en todo el rango de operación. Para lograr esto se deben cumplir dos condiciones. La primera condición es que el tiempo muerto t_D entre el apagado y encendido de las llaves, sea inferior al tiempo t_Z que tarda la corriente por el primario del transformador en cambiar de signo luego del apagado de la llave S_U (ver Fig. 7-3). La segunda condición es que el valor de los capacitores de snubber C_r , sea lo suficientemente grande para retrasar lo mayor posible la trepada de la tensión sobre las llaves, al momento del apagado de las mismas, pero que no sea demasiado grande como para que la tensión sobre la llave próxima a encenderse, no haya llegado a cero antes del encendido.

Utilizando los datos de diseño del convertidor (Tabla 7-1) y en base a los lineamientos dados en el Capítulo 3, en la Fig. 7-5 se grafica el máximo tiempo muerto $t_{D_{max}}$ con que pueden operar las llaves del convertidor en todo el rango de tensión de entrada del mismo. Utilizar un t_D inferior al valor mínimo de esta curva, asegura que para todo el rango de tensión de entrada $145V < V_{in} < 300V$, la corriente i_p que circula por el primario del transformador no cambie de signo en el punto A (ver Fig. 7-3) antes del encendido de la llave S_L . De aquí, se selecciona para el convertidor construido, un tiempo muerto $t_D = 0.62\mu seg$.

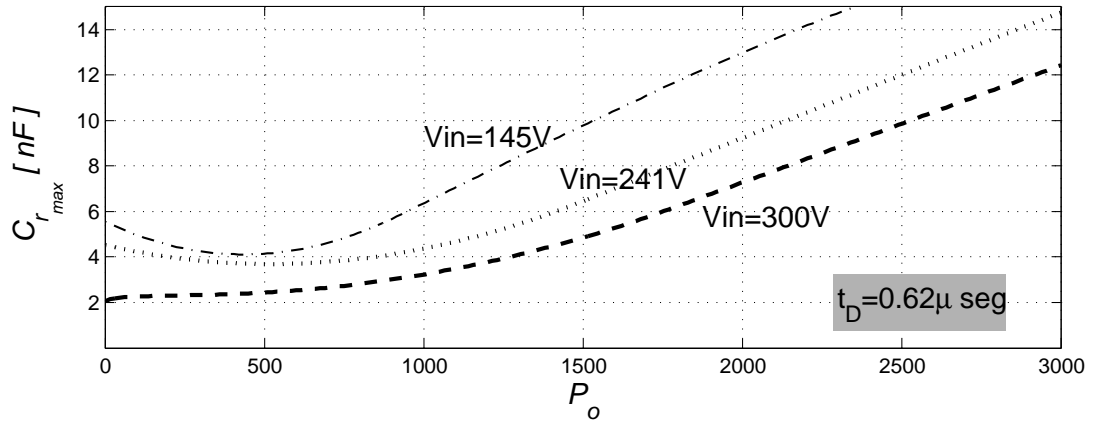
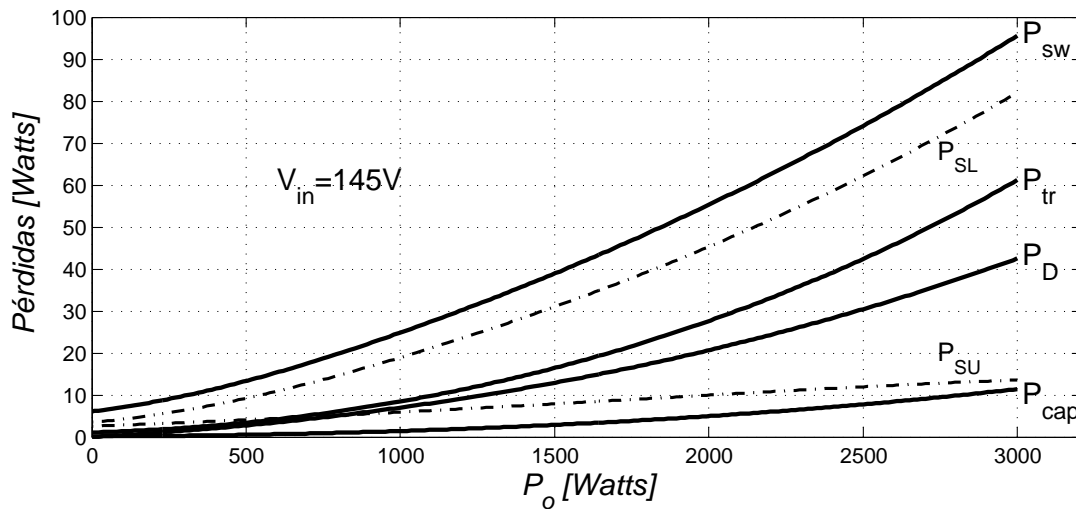


Figura 7-6.: Capacitor de snubber máximo $C_{r_{max}}$ para operar en conmutación suave

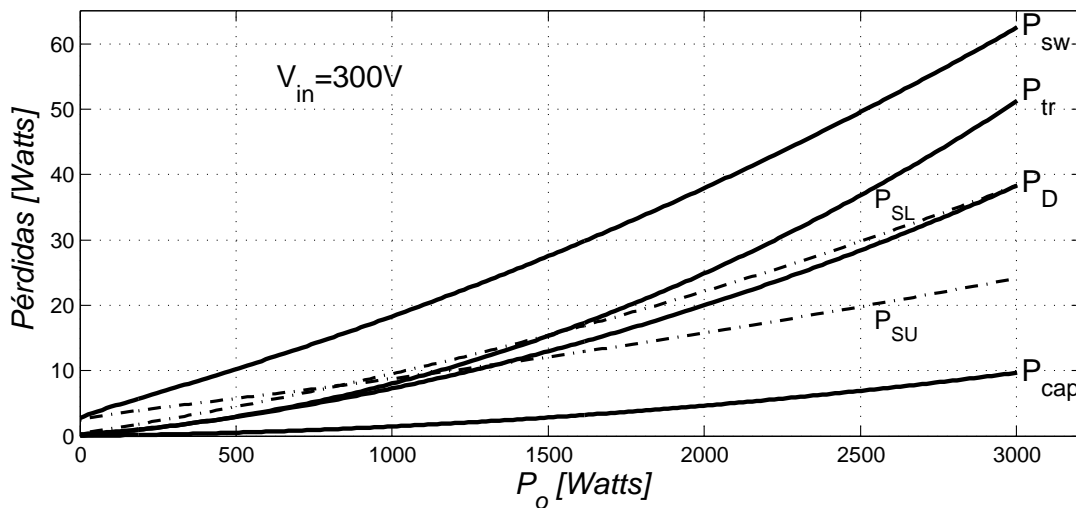
Una vez definido el valor del tiempo muerto de las llaves, se puede calcular el valor máximo $C_{r_{max}}$, que pueden tener los capacitores de snubber, para que en todo el rango de operación del convertidor, la tensión sobre la llave S_L llegue a cero antes del encendido de S_U . En la Fig. 7-6 se grafica $C_{r_{max}}$ para todo el rango de potencia de salida del convertidor, y parametrizado para los valores de tensión de entrada $V_{in} = 145V$, $V_{in} = 241V$ y $V_{in} = 300V$. De esta gráfica se deduce, que el máximo valor de capacidad que puede utilizarse para operar en conmutación suave en todo el rango de operación es $C_r = 2nF$.

7.3. Estimación de las pérdidas y la eficiencia del convertidor

En el Capítulo 4 se desarrollaron los modelos necesarios para estimar las pérdidas en los principales componentes del convertidor CSPBC. Esta estimación puede hacerse computando los valores medios y rms, de las corrientes y tensiones presentes en el convertidor, a partir de la resolución numérica de las ecuaciones no lineales (3-10)-(3-13) presentadas en el Capítulo 3. En esta sección se realiza la estimación de las pérdidas y la eficiencia del convertidor CSPBC de $3kW$ implementado en la práctica, para lo cual es necesario conocer los parámetros correspondientes al modelo de pérdidas de cada componente. En la Tabla 7-5 se



(a) $V_{in} = 145V$



(b) $V_{in} = 300V$

Figura 7-7.: Estimación de las pérdidas del convertidor en función de la potencia de salida, para: (a) $V_{in} = 145V$ y (b) $V_{in} = 300V$

encuentran todos los parámetros del convertidor implementado, necesarios para realizar la estimación. Algunos de estos parámetros fueron obtenidos de hojas de datos y otros, realizando mediciones adecuadas sobre los componentes. Los detalles acerca de como se obtuvieron dichos parámetros se encuentran en el Apéndice C sec. C.1.

En la Fig. 7-7 se grafican las pérdidas estimadas en función de la potencia de salida P_o , para los casos en que el convertidor opere a tensión de entrada $V_{in} = 145V = 0.42pu$ (Fig. 7.7(a)) y a $V_{in} = 300V = 0.87pu$ (Fig. 7.7(b)). Aquí

P_{sw} corresponde a la suma de las pérdidas P_{SL} y P_{SU} , en las llaves S_L y S_U , las cuales también se grafican por separado en línea punteada. P_D corresponde a las pérdidas en los diodos rectificadores, P_{tr} corresponde a las pérdidas en el transformador de aislamiento y P_{cap} corresponde a la suma de las pérdidas en los capacitores del convertidor. Nótese que la mayor parte de las pérdidas se producen en las llaves y en el transformador de aislamiento, y que las pérdidas en las llaves son notablemente mayores cuando el convertidor opera a mínima tensión de entrada. Como se mencionó previamente (sec. 7.2.1), debido a que la llave S_L soporta mayor corriente rms y soporta la corriente continua de entrada del convertidor, es la llave que mayor disipación presenta. El resto de las pérdidas se mantiene relativamente independiente de la tensión de entrada. Puede verse que, aunque el transformador es uno de los principales componentes de pérdidas, en todo el rango de operación, sus pérdidas resultan menores a los $62W$, lo que significa una eficiencia del transformador de $3kW$ superior al 97.9% en todo el rango de operación. Se deduce que el mayor esfuerzo a fin de aumentar la eficiencia del convertidor, debe ser puesto en escoger para S_L una llave que presente bajas pérdidas, y optimizar el diseño del transformador para minimizar sus pérdidas.

Tabla 7-5.: Especificaciones y parámetros utilizados para realizar la estimación de las pérdidas del convertidor construido.

P_{nom}	$3kW$
V_o	$460V$
$V_{inmin} - V_{inmax}$	$145V - 300V$
f_s	$50kHz$
t_D	$0.62\mu seg$
$C_{LP}; C_{UP}; C_o; C_r$ @50kHz	$100\mu F; 22\mu F; 8\mu F; 2nF$
$R_{C_{LP}}; R_{C_{UP}}; R_{C_o}$ @50kHz	$12m\Omega; 9m\Omega; 9m\Omega$
$L_{mp}; L_{LKp}$ @50kHz	$128.85\mu Hy; 16.05\mu Hy$
$R_m; R_{ca}; R_{cc}$ @50kHz	$6.05k\Omega; 76m\Omega; 12m\Omega$
n (rel. de transformación)	$3/4$
IGBT's	IRGP50B60PD1
$U_{igsL/SU}; r_{igsL/SU}$	$2V; 30m\Omega$
$U_{disL/SU}; r_{disL/SU}$	$1.5V; 18.7m\Omega$
Diodos	C4D08120A(dos en paralelo)
$U_{dU/L}; r_{dU/L}$	$0.91V; 100m\Omega$

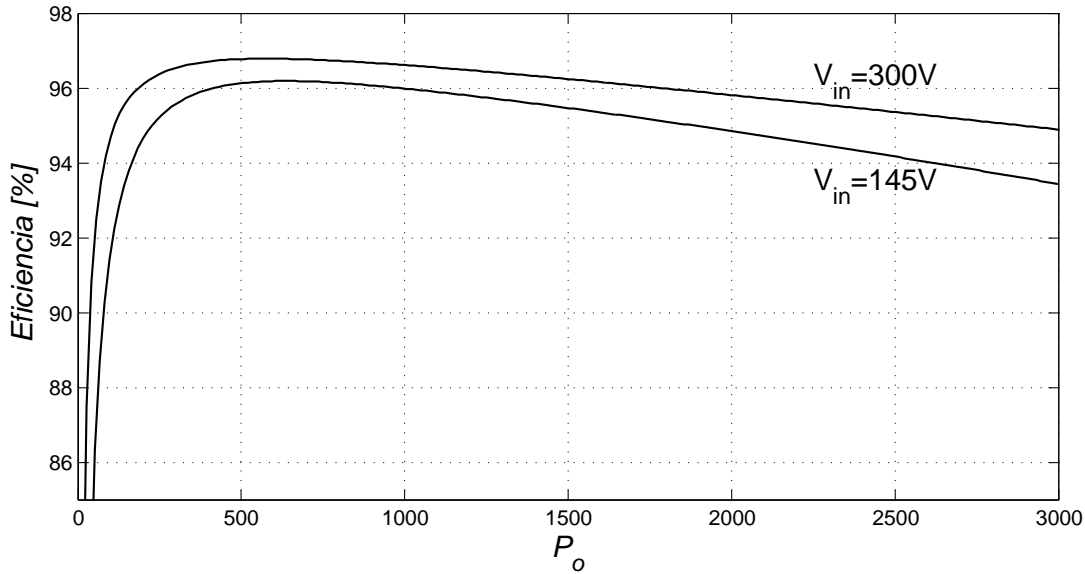


Figura 7-8.: Eficiencia porcentual estimada.

Habiendo estimado las pérdidas en el convertidor, se tiene el conocimiento aproximado de las pérdidas P_{sw} y P_D máximas, que se producirán en las llaves y en los diodos del rectificador respectivamente. Con este conocimiento, pueden calcularse las resistencias térmicas máximas que deben tener los disipadores térmicos sobre los cuales se montarán los dispositivos semiconductores, para que las temperaturas de juntura estén siempre por debajo de sus valores máximos de operación. El dimensionamiento y selección de los disipadores térmicos utilizados en la implementación práctica del convertidor, se remite al Apéndice C sec. C.2.

La estimación de la eficiencia del convertidor puede obtenerse calculando $\eta = P_o / (P_o + P_{perd})$, donde $P_{perd} = (P_{sw} + P_{tr} + P_D + P_{cap})$ corresponde a las pérdidas estimadas totales. En la Fig. 7-8 se muestran las curvas de la eficiencia porcentual estimada $\eta\%$ del convertidor, en función de la potencia de salida, para los dos casos de tensión de entrada $V_{in} = 145V = 0.42pu$ y $V_{in} = 300V = 0.87pu$. Acorde con la Fig. 7-7, la eficiencia es menor cuando el convertidor opera a menor tensión de entrada. Puede observarse que la eficiencia, decae abruptamente para potencias de salida inferiores a $P_0 = 300W = 0.1pu$, tiene un máximo aproximadamente en $P_0 = 600W = 0.2pu$ y decae suavemente para potencias superiores a ésta.

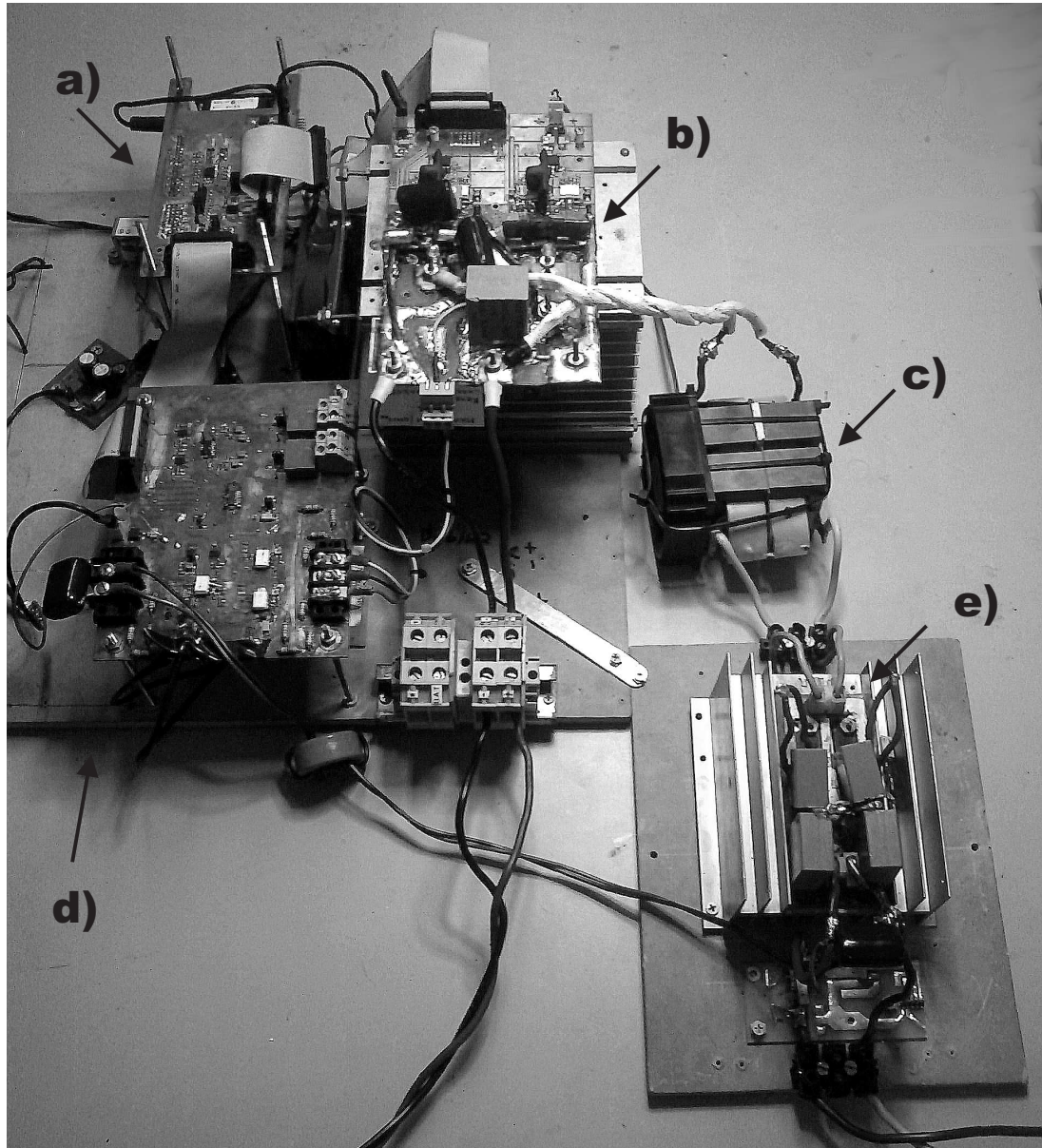


Figura 7-9.: Convertidor construido para evaluación experimental. a) DSP; b) Llaves y capacitores de entrada; c) Transformador; d) Retificador; e) Placa de mediciones.

7.4. Mediciones obtenidas sobre el prototipo experimental

La Fig. 7-9 muestra una fotografía de la configuración experimental utilizada para la implementación del prototipo de convertidor CSPBC de $3kW$. El transformador de aislamiento utilizado, fue diseñado en el Capítulo 5 donde se explica detalladamente su principio de funcionamiento, diseño y construcción.

El ciclo de trabajo del convertidor construido se controló mediante un controlador PI, abocado a regular la tensión de salida en $V_o = 460V$. Dicho controlador fue diseñado y simulado en el Capítulo 6, en base al modelo promediado discreto de pequeña señal del convertidor, obtenido a partir de su modelo promediado no lineal. El PI se diseñó para realizar el control del convertidor en su punto de operación de máxima carga y mínima tensión de entrada, es decir $V_o = 460V$, $I_o = (3kW/460V)$ y $V_{in} = 145V$. El diseño obtenido fue ensayado por simulación (tanto en el modelo promediado no lineal del convertidor, como en su modelo de circuito conmutado), en todas las posibles condiciones de carga y en todo el rango de tensión de entrada del convertidor. Con esto se probó que el controlador es apto para realizar el control de la tensión de salida del convertidor, en todo su rango de operación. Una vez obtenidas estas conclusiones, el controlador se implementó en la práctica con un DSP TMS320F2812 de Texas Instruments, operando a una frecuencia de muestreo $f_m = 25kHz$. Para sensar la tensión de salida, se utilizó una placa de mediciones diseñada especialmente para adaptar los $460V$ medidos a una tensión admisible por los conversores A/D (analógico a digital) del DSP. El circuito para producir las señales de disparo de las llaves S_L y S_U , se implementó utilizando Drivers optoacoplados HCPL316J de Avago Technologies. Los detalles constructivos y de funcionamiento de la placa de mediciones y del circuito de disparo, no se incluyeron en esta tesis, por considerarse que no realizan un aporte significativo a la misma.

7.4.1. Evaluación del desempeño del controlador PI

Una vez que el convertidor fue puesto en marcha, se probó el correcto funcionamiento del controlador PI implementado, realizando variaciones conocidas en la carga, en la tensión de referencia y en la tensión de entrada del convertidor.

Primero se evaluó el comportamiento del sistema de lazo cerrado ante una variación en su carga. Para esto, se realizó una reducción de tipo escalón en la resistencia de carga R_L , de 320Ω a 200Ω , para el convertidor operando con una

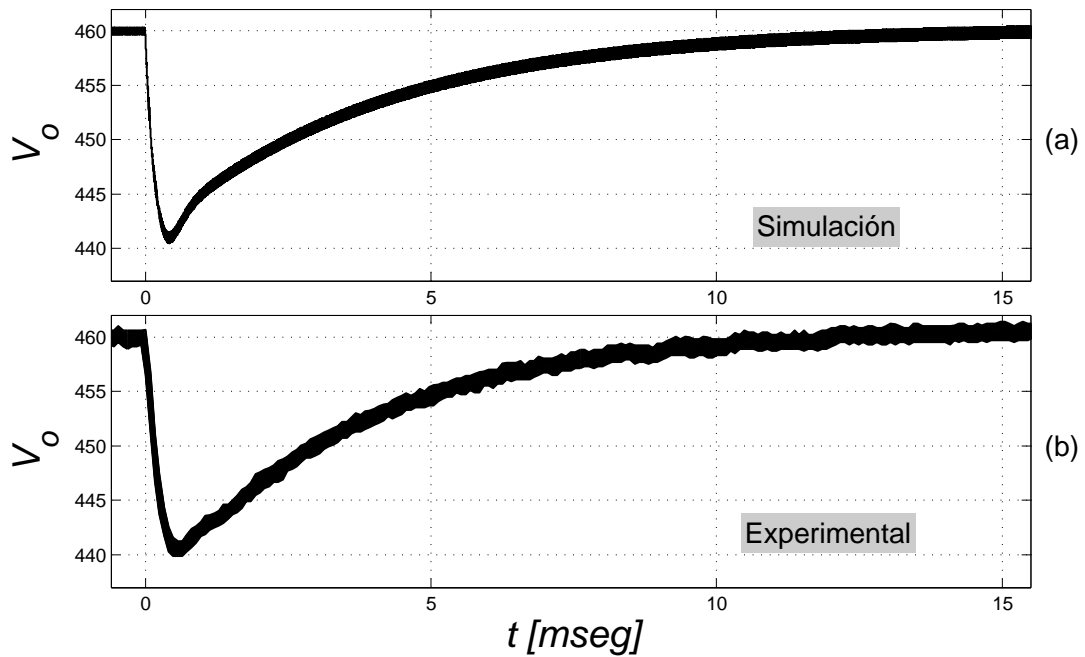


Figura 7-10.: Tensión de salida V_o del convertidor ante un escalón de 320Ω a 200Ω en la resistencia de carga R_L . a) Simulación del modelo de circuito conmutado; b) Medición obtenida sobre el prototipo experimental.

tensión de entrada $V_{in} = 180V$. En la Fig. 7-10 se ilustra el comportamiento de la tensión de salida V_o del convertidor ante dicha variación de carga. La Fig. 7-10 (a) ilustra la respuesta del modelo de circuito conmutado del convertidor, y la Fig. 7-10 (b) ilustra la respuesta medida sobre el prototipo experimental. Como puede observarse, el sistema experimental se comporta de un modo muy próximo al modelo de circuito conmutado, presentando casi los mismos valores de pico y tiempo de trepada.

Como segundo ensayo, se evaluó el seguimiento de la tensión de salida de referencia del sistema de lazo cerrado. Para esto se aplicó un escalón de $300V$ a $460V$ en la tensión de referencia $V_{o_{ref}}$ del sistema, para el convertidor operando con una tensión de entrada $V_{in} = 180V$ y resistencia de carga $R_L = 200\Omega$. En la Fig. 7-11 se ilustra el comportamiento de la tensión de salida V_o del convertidor ante dicha variación en su referencia. La Fig. 7-11 (a) ilustra la respuesta del modelo de circuito conmutado del convertidor, y la Fig. 7-11 (b) ilustra la respuesta medida sobre el prototipo experimental. Nótese que el sistema experimental presenta prácticamente el mismo comportamiento que el modelo de circuito conmutado.

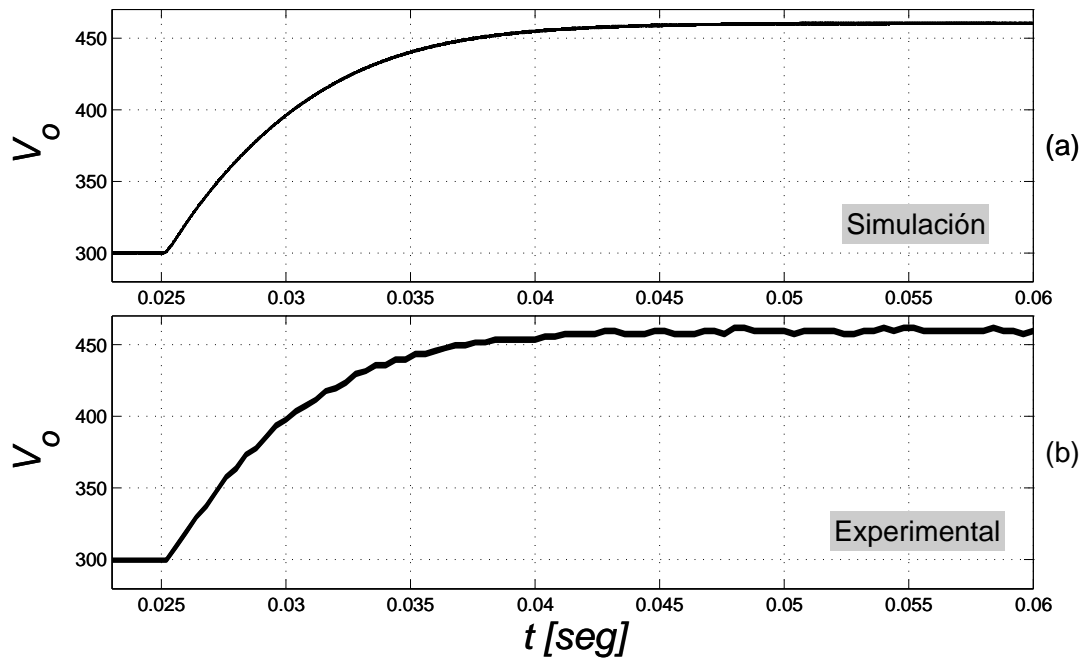


Figura 7-11.: Tensión de salida V_o del convertidor ante un escalón de 300V a 460V en la tensión de referencia $V_{o_{ref}}$. a) Simulación del modelo de circuito conmutado; b) Medición obtenida sobre el prototipo experimental.

La respuesta del sistema en lazo cerrado presenta la característica sobreamortiguada predicha en el diseño del controlador PI a partir del modelo de pequeña señal del convertidor, manteniéndose la forma de onda y su tiempo de trepada (comparar la Fig. 7-11 con las Figs. 6-11 y 6-12 del Capítulo 6).

Como tercer y último ensayo del controlador PI, se evaluó el comportamiento de la tensión de salida del sistema en lazo cerrado, cuando se produce una variación en la fuente de alimentación del convertidor. Para esto se aplicó una variación de tipo rampa descendente en la tensión de entrada V_{in} , de 250V a 150V y con una pendiente de 5000V/seg. En la Fig. 7-12 (a) se muestra la medición de la variación de tensión de entrada aplicada al convertidor. La Fig. 7-12 (b) ilustra el comportamiento de la tensión de salida V_o del modelo de circuito conmutado, y la Fig. 7-12 (c) ilustra la misma tensión medida sobre el prototipo experimental. Nuevamente puede observarse que el sistema real se comporta de un modo muy próximo al modelo de circuito conmutado del convertidor, alcanzando casi el mismo valor mínimo y con iguales tiempos de respuesta.

De los tres ensayos realizados previamente, se concluye que el controlador PI

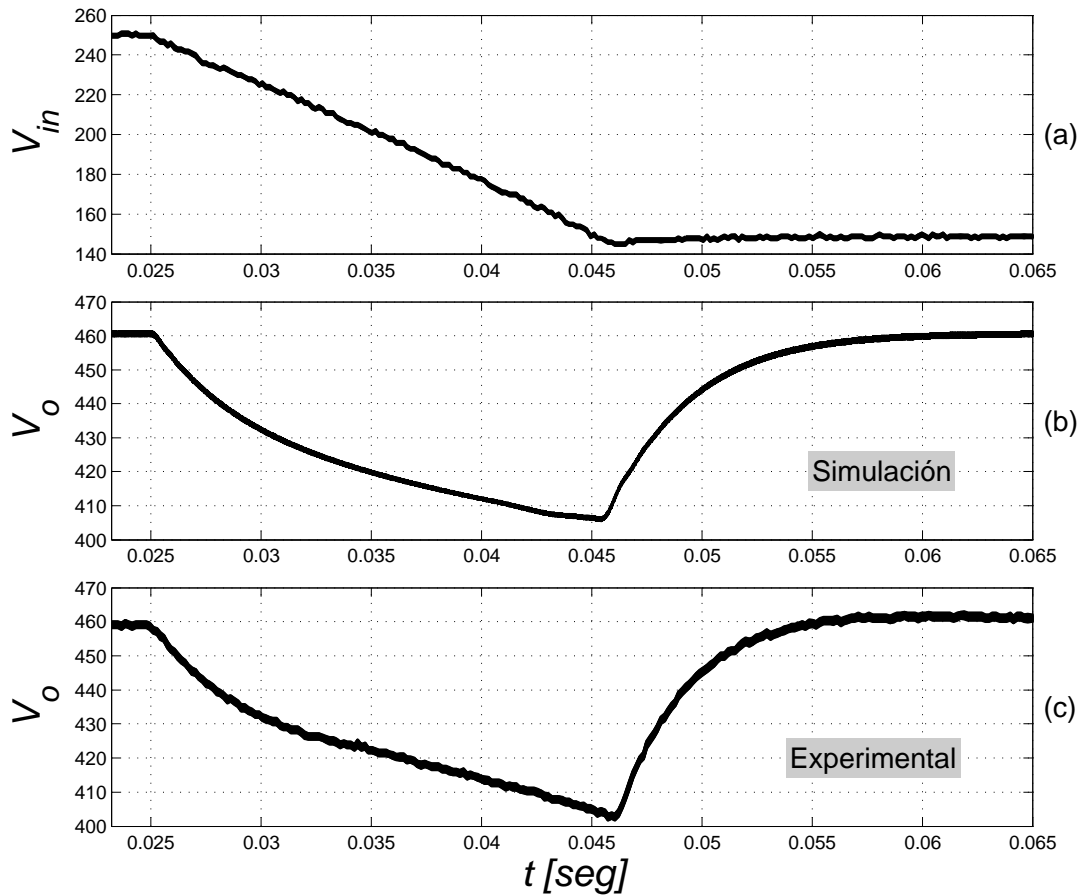


Figura 7-12.: a) Variación tipo rampa de 250V a 150V aplicada en la tensión de entrada del convertidor; b) Respuesta del modelo de circuito conmutado; c) Respuesta medida sobre el prototipo experimental.

implementado, es adecuado para regular la tensión de salida del sistema y permitió obtener resultados experimentales satisfactorios. Además, se comprueba que resultan adecuados los modelos del convertidor CSPBC utilizados en el Capítulo 6 para diseñar y simular el controlador.

7.4.2. Medición experimental de las formas de onda del convertidor

En la Fig. 7-13 se muestran algunas de las formas de onda medidas experimentalmente sobre el convertidor CSPBC implementado en la práctica. Estas curvas fueron obtenidas para el convertidor operando con tensión de entrada $V_{in} = 178.3V$, entregando una potencia $P_o = 1380W$, con una corriente de salida

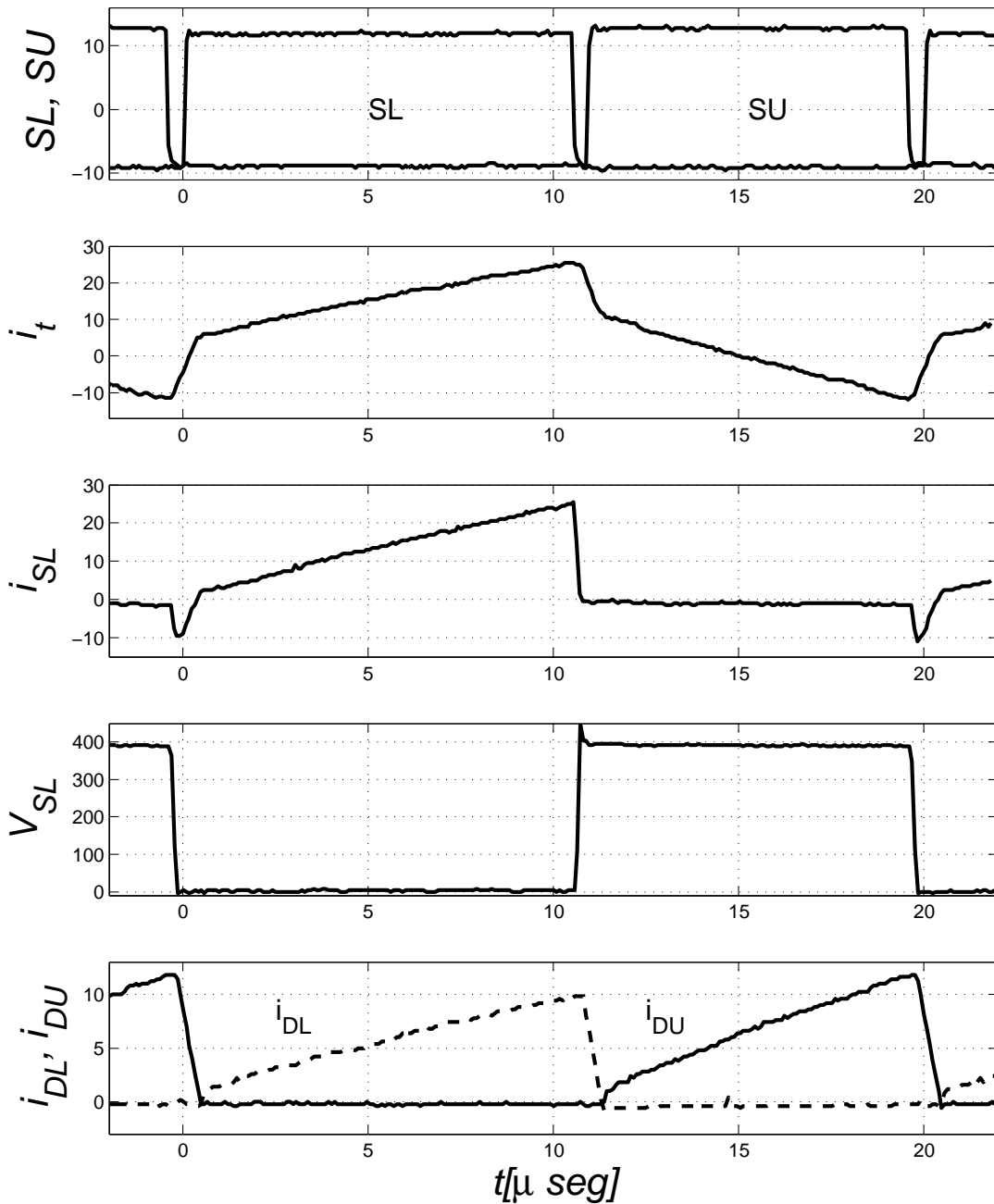


Figura 7-13.: Formas de onda experimentales para el convertidor operando en el punto de trabajo $V_{in} = 178.3V$, $P_o = 1380W$, $I_o = 3A$, $d = 0,45$.

$I_o = 3A$. El ciclo de trabajo para este punto de operación resultó $d = 0.45$. En esta figura se ilustran las señales de disparo de las llaves S_L y S_U , la corriente i_p que circula por el primario del transformador, la corriente i_{SL} que circula por la llave S_L , la tensión v_{SL} sobre la llave S_L , y las corrientes i_{DRL} y i_{DRU} que circulan por los diodos del rectificador. Para comparar estas curvas con las que teóricamente se esperaba obtener, en la Fig. 7-14 se muestran las mismas formas

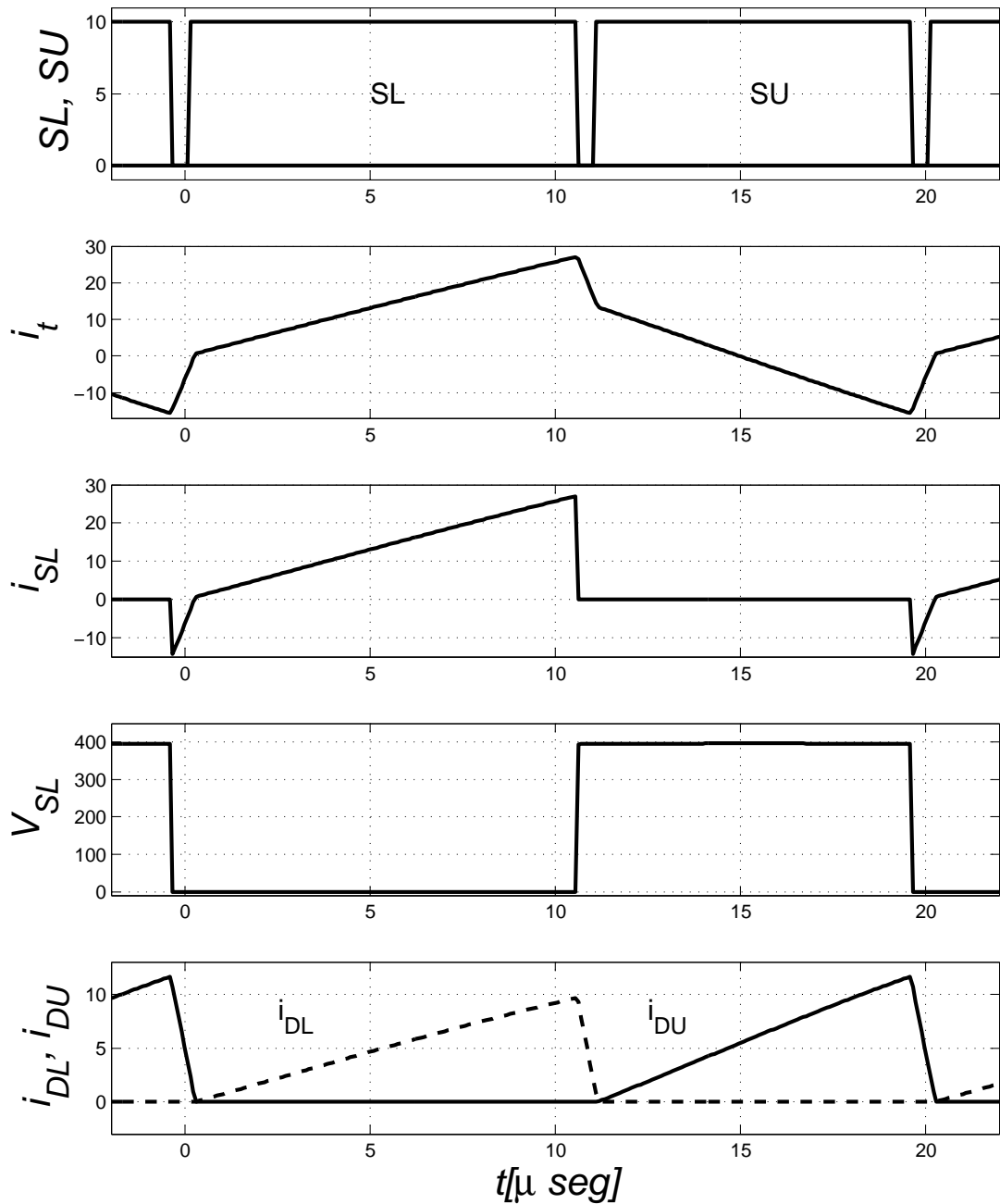


Figura 7-14.: Formas de onda simuladas para el convertidor operando en el punto de trabajo $V_{in} = 178.3V$, $P_o = 1380W$, $I_o = 3A$, $d = 0,45$.

de onda obtenidas a partir de la simulación del modelo de circuito conmutado del convertidor, en el mismo punto de operación. Puede verse que las formas de onda medidas resultan acordes con las esperadas. Debe tenerse en cuenta que la medición de las corrientes fue realizado con puntas de prueba con un ancho de banda limitado, por lo que pueden observarse leves diferencias, particularmente en los picos y flancos de las corrientes.

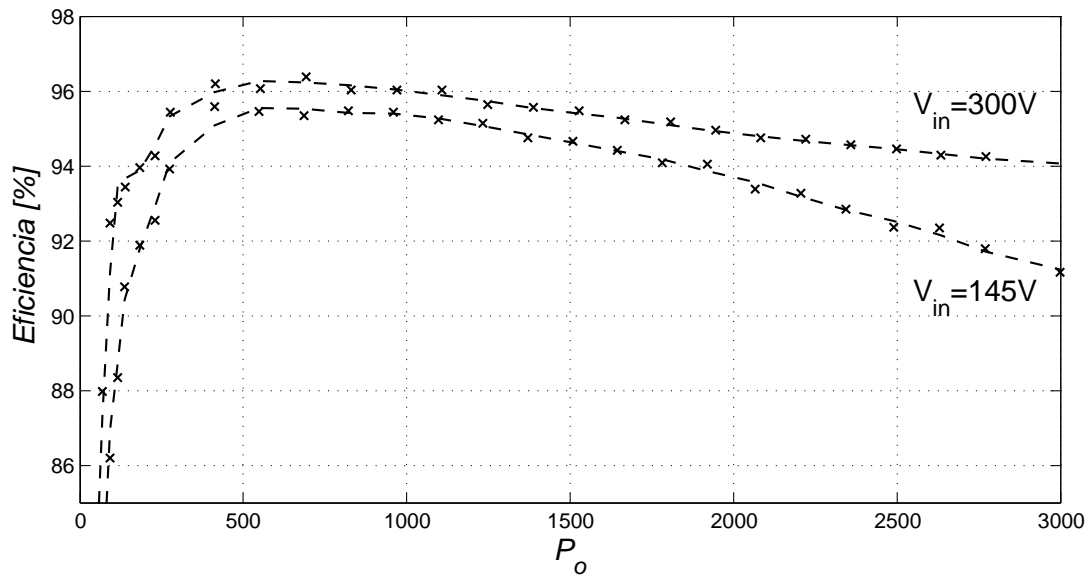


Figura 7-15.: Eficiencia porcentual obtenida experimentalmente.

7.4.3. Obtención experimental de las curvas de eficiencia

Se midió la eficiencia del convertidor variando la potencia de salida de 0 a $3kW$ para los dos valores extremos del rango de tensión de entrada del convertidor $V_{in} = 145V = 0.42pu$ y $V_{in} = 300V = 0.87pu$. Controlando la tensión de salida en $V_o = 460V$, se realizó la variación de potencia de salida utilizando una carga resistiva variable. En la Tabla 7-7 (que se encuentra al final de este capítulo), se listan los valores relevados de tensión y corriente de entrada y salida, junto con el cómputo de las respectivas potencias P_{in} y P_o , y la eficiencia del convertidor $\eta = P_o/P_{in}$. Estas medidas fueron obtenidas para $V_{in} \approx 145V$, y para una cantidad significativa de valores de la corriente de salida. En la Tabla 7-8 (también al final de este capítulo), se listan las mismas cantidades repitiendo el ensayo para una tensión de entrada $V_{in} \approx 300V$. En la Fig. 7-15 se grafican, para los dos casos de tensión de entrada y en escala porcentual, los valores medidos de eficiencia (cruces) junto a la aproximación de sus respectivas curvas de eficiencia (líneas segmentadas). Las mismas curvas se repiten en la Fig. 7-16, superpuestas con las correspondientes curvas de eficiencia estimada obtenidas en la sección 7.3. Si se comparan las curvas teóricas con las obtenidas experimentalmente, puede observarse que el comportamiento de la eficiencia experimental resulta próximo

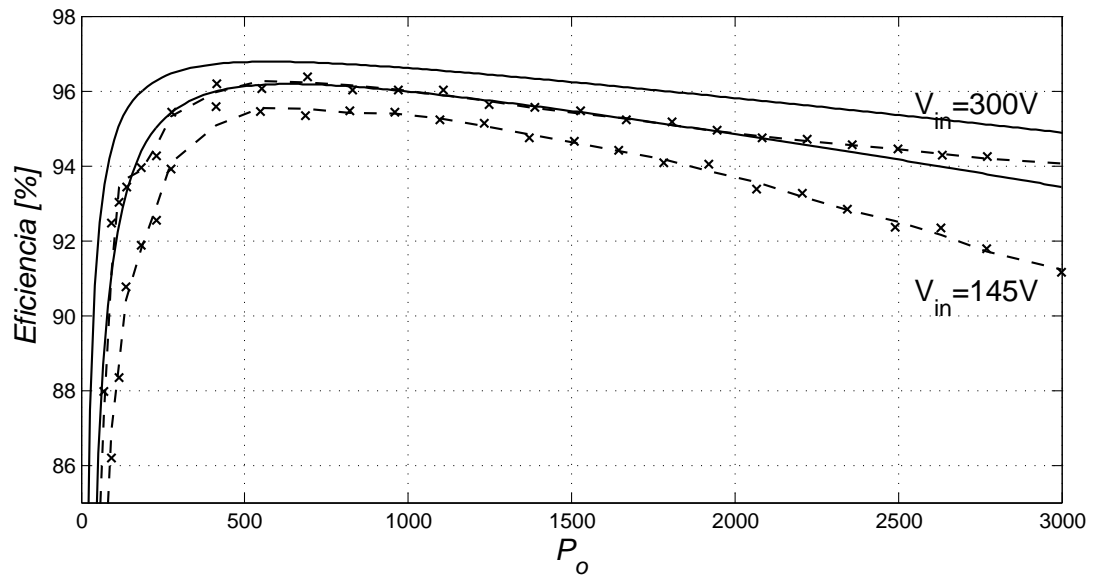


Figura 7-16.: Eficiencia experimental Vs. Eficiencia estimada para $V_{in} = 145V$ y $V_{in} = 300V$.

a lo esperado. Sin embargo, la eficiencia medida experimentalmente resulta más baja que la estimada, aproximadamente 1%, principalmente cuando la potencia de salida tiende a $P_o = 1pu$. Esta diferencia puede deberse a componentes de pérdidas no modeladas, tales como la componente de pérdidas por conmutación en las llaves debida al efecto de cola de los IGBT's utilizados, pérdidas resistivas en el circuito, capacitores de snubber y cables de conexión, etc.

7.4.4. Ensayo térmico para determinar el monto de pérdidas aproximado en cada componente en un punto de operación

Se realizó un ensayo térmico de estado estacionario sobre los principales componentes del convertidor, con el fin de obtener la resistencia térmica de los mismos. Aplicando potencias de corriente continua conocidas, luego de un tiempo prolongado suficiente para que las temperaturas se estabilicen, se sensaron las variaciones de temperatura en un punto sobre el disipador térmico en el cual se montaron los IGBT's, en un punto del disipador en el que se montaron los diodos y en un punto sobre los núcleos del transformador. Haciendo el cociente

entre las variaciones de temperatura y las correspondientes potencias aplicadas, se obtuvo una resistencia térmica de juntura ambiente para los IGBT's de $R_{thja_{sw}} = 0.215C/W$, una resistencia térmica de juntura ambiente para los diodos del rectificador de $R_{thja_D} = 1.83C/W$ y una resistencia térmica para el transformador de $R_{thtr} = 2.35C/W$. El conocimiento de estas resistencias es de utilidad para estimar durante el funcionamiento del convertidor, el monto de pérdidas actual en las llaves, en los diodos y en el transformador, basándose en el incremento de temperaturas de los disipadores y los núcleos del transformador. Para una temperatura ambiente $T_a = 26C$, se dejó el convertidor operando durante $2hs$ (con el fin de que se estabilice la temperatura sobre los componentes), en el punto de operación medido: $V_{in} = 145.1V$, $I_{in} = 14.07A$, $V_o = 457.1V$ e $I_o = 4.2A$. En este punto de operación la potencia de entrada medida es de $P_{in} = 2041.5W$ y la potencia de salida $P_o = 1919.8W$, por lo que las pérdidas y la eficiencia resultan $P_{perd} = 121.7W$ y $\eta = 94.03\%$. En la Tabla **7-6**, se listan en la segunda columna, los valores de las temperaturas finales medidas sobre los disipadores y los núcleos del transformador. En la tercer columna se listan las pérdidas en las llaves, en los diodos y en el transformador, obtenidas utilizando las temperaturas medidas y las resistencias térmicas correspondientes. Además se agregan las pérdidas en los capacitores, estas se suponen de $P_{cap} \approx 5W$, con lo que la suma de las pérdidas resulta acorde con las potencias de entrada y salida medidas. En la cuarta columna de la Tabla **7-6** se listan los valores de las pérdidas estimadas con el modelo de pérdidas para este punto de operación (ver Fig. 7.7(a)). Finalmente, en la quinta columna se muestra la comparación entre las pérdidas medidas y sus correspondientes estimaciones.

Tabla **7-6**.: Ensayo termico y estimación de la potencia en el punto de operación
 $V_{in} = 145.1V$, $I_{in} = 14.07A$, $V_o = 457.1V$ e $I_o = 4.2A$.

	T_{med}°	P_{med}	P_{est}	dif.
Disipador IGBT's	$T_{sw} = 42.6C$	$P_{swmed} = 77.2W$	$P_{swest} = 53W$	$P_{swmed} \gg P_{swest}$
Disipador Rect.	$T_D = 55C$	$P_{Dmed} = 15.84W$	$P_{Dest} = 21W$	$P_{Dmed} < P_{Dest}$
Núcleos transf.	$T_{tr} = 93C$	$P_{trmed} = 28.51W$	$P_{trrest} = 28W$	$P_{trmed} \approx P_{swest}$
Capacitores	-	$P_{cap} \approx 5W$	$P_{capest} = 5W$	-

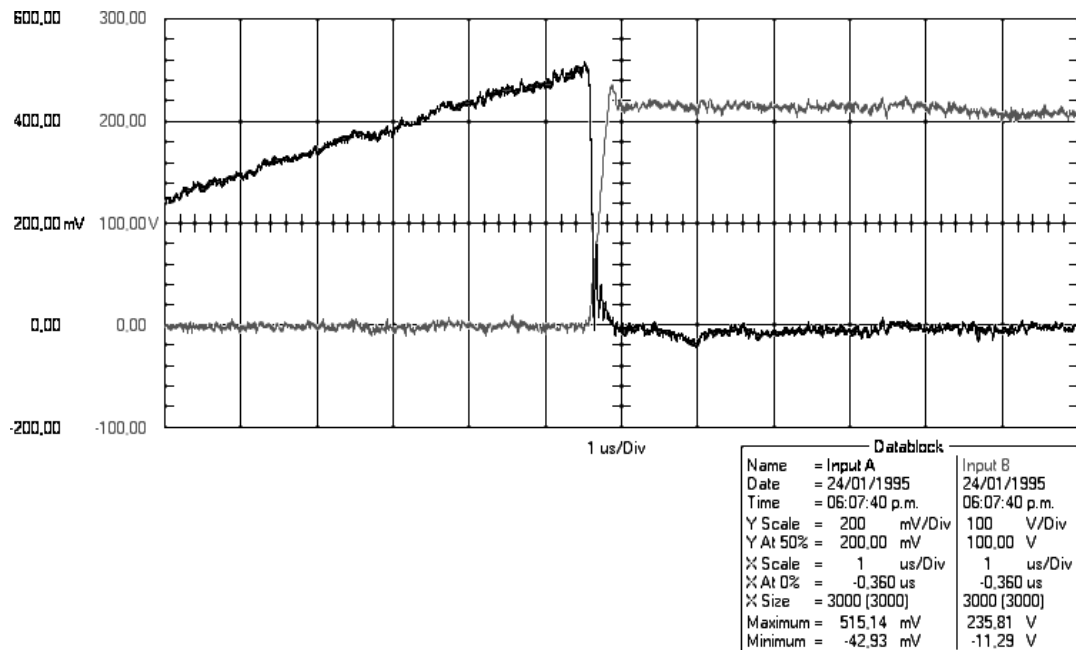


Figura 7-17.: Medición del flanco de la corriente en la llave S_L , al momento de apagado de la misma.

Se tiene como resultado del ensayo térmico, que las pérdidas medidas en el transformador resultan próximas a las estimadas, las pérdidas en los diodos resultan menores a las estimadas (error en los parámetros utilizados en el modelo), y las pérdidas en las llaves resultan algo mayores a las estimadas. Esta diferencia en las pérdidas en las llaves, es la principal razón por la cuál la eficiencia estimada resulto superior a la obtenida experimentalmente. De esto se deduce, que existe una fracción de pérdidas por conmutación en las llaves (IGBT's), las cuales no fueron modeladas, por el hecho de desarrollar el modelo de pérdidas partiendo de la suposición de que las llaves operaban en conmutación suave.

7.4.5. Medición del flanco de la corriente en la llave S_L , durante el apagado

Con el fin de corroborar las existencia de pérdidas por conmutación no modeladas, se midió el flanco de apagado de la llave S_L . En la Fig. 7-17 se muestra una captura de dicho flanco, obtenida con un osciloscopio FLUKE 190-202. En esta figura se muestran las formas de onda de la corriente y tensión sobre la llave S_L (IGBT: IRGP50B60PD1), al momento de apagado de la misma. La forma de

onda de corriente fue obtenida midiendo la tensión sobre una resistencia shunt de valor $R_{sh} = 0.1\Omega$, colocada en el emisor del IGBT, y filtrando el ruido de alta frecuencia mediante un filtro pasabajos adecuado. El ensayo fue realizado para el convertidor operando a baja potencia, debido a que al aumentar la potencia, el ruido producido por los pulsos de corriente de disparo de las llaves, hizo imposible la obtención de una buena captura del flanco. Puede observarse en la figura, que cuando la llave S_L se apaga, la corriente que circula por la misma no se hace cero instantáneamente, y va disminuyendo al tiempo que la tensión aplicada sobre la llave crece. Por lo tanto, se producen pérdidas por conmutación en esta llave.

El comportamiento de la corriente en los dispositivos IGBT's [102, 103], durante el apagado de los mismos, presenta inicialmente un tiempo denominado "tiempo de caída" (del inglés fall time), en que la corriente desciende rápidamente desde su valor máximo, hasta aproximadamente un 10 % de este valor. Luego de este tiempo, existe un efecto conocido como "corriente de cola" (del inglés tail current), en que la corriente remanente disminuye lentamente. Debido a que durante el tiempo en que la cola de corriente tarda en extinguirse, la tensión aplicada sobre la llave asciende a su valor máximo, por más que la corriente de cola sea reducida, este efecto puede provocar grandes pérdidas por conmutación en la llave.

Se concluye que las pérdidas por conmutación en las llaves del convertidor, se deben principalmente al efecto de cola de los IGBT's utilizados. Esto podría mejorarse en una futura implementación, utilizando dispositivos MOSFET's como llaves de conmutación, los cuales no presentan dicho efecto de cola [104]. El modelado de las pérdidas realizado en este capítulo, dio como resultado una buena aproximación inicial y cualitativa de como se comportan las pérdidas en el convertidor implementado, en todo el rango de operación del mismo. Sin embargo no se logró predecir el monto exacto de pérdidas en cada componente. En un futuro trabajo podría mejorarse el modelado, considerando las componentes de pérdidas por conmutación en los IGBT's.

Tabla 7-7.: Valores medidos para el trazado de la curva de eficiencia experimental del convertidor operando a $V_{in} \approx 145V$.

V_{in}	I_{in}	P_{in}	V_o	I_o	P_o	$\eta = P_o/P_{in}$
145,8	0,24	34,992	459,5	0,05	22,975	0,656578647
145,8	0,4	58,32	459,1	0,1	45,91	0,787208505
145,8	0,56	81,648	458,8	0,15	68,82	0,842886537
145,8	0,73	106,434	458,7	0,2	91,74	0,861942612
145,8	0,89	129,762	458,5	0,25	114,625	0,883347976
145,7	1,04	151,528	458,5	0,3	137,55	0,907753023
145,7	1,37	199,609	458,5	0,4	183,4	0,918796247
145,7	1,7	247,69	458,5	0,5	229,25	0,925552101
145,7	2,01	292,857	458,4	0,6	275,04	0,939161434
145,7	2,96	431,272	458	0,9	412,2	0,955777328
145,6	3,95	575,12	457,5	1,2	549	0,954583391
145,6	4,94	719,264	457,2	1,5	685,8	0,953474663
145,5	5,92	861,36	456,9	1,8	822,42	0,954792421
145,5	6,91	1005,405	456,9	2,1	959,49	0,954331836
145,4	7,92	1151,568	456,9	2,4	1096,56	0,952232087
145,4	8,92	1296,968	457	2,7	1233,9	0,95137274
145,3	9,96	1447,188	457,1	3	1371,3	0,947561754
145,3	10,97	1593,941	457,2	3,3	1508,76	0,946559503
145,2	12	1742,4	457	3,6	1645,2	0,944214876
145,2	13,05	1894,86	457,1	3,9	1782,69	0,940803014
145,1	14,07	2041,557	457,1	4,2	1919,82	0,940370511
145,1	15,25	2212,775	459,2	4,5	2066,4	0,93385003
145	16,33	2367,85	459,5	4,8	2205,6	0,931477923
145	17,41	2524,45	459,6	5,1	2343,96	0,928503238
145	18,59	2695,55	461,1	5,4	2489,94	0,923722431
144,9	19,65	2847,285	461,3	5,7	2629,41	0,923479736
144,9	20,82	3016,818	461,5	6	2769	0,917854508
144,9	22,7	3289,23	461,5	6,5	2999,75	0,91199156

Tabla 7-8.: Valores medidos para el trazado de la curva de eficiencia experimental del convertidor operando a $V_{in} \approx 300V$.

V_{in}	I_{in}	P_{in}	V_o	I_o	P_o	$\eta = P_o/P_{in}$
301,6	0,1	30,16	458,5	0,05	22,925	0,760112732
301,6	0,19	57,304	459,2	0,1	45,92	0,801340221
301,7	0,26	78,442	460	0,15	69	0,87963081
301,7	0,33	99,561	460,3	0,2	92,06	0,924659254
301,7	0,41	123,697	460,3	0,25	115,075	0,93029742
301,7	0,49	147,833	460,4	0,3	138,12	0,934297484
301,7	0,65	196,105	460,6	0,4	184,24	0,939496698
301,7	0,81	244,377	460,7	0,5	230,35	0,942600981
301,7	0,96	289,632	460,7	0,6	276,42	0,954383494
301,5	1,43	431,145	460,8	0,9	414,72	0,961903768
301,5	1,91	575,865	461	1,2	553,2	0,960641817
301,5	2,38	717,57	461,1	1,5	691,65	0,963878089
301,4	2,87	865,018	461,5	1,8	830,7	0,960326837
301,4	3,35	1009,69	461,7	2,1	969,57	0,960265032
301,4	3,83	1154,362	461,9	2,4	1108,56	0,960322672
301,4	4,33	1305,062	462,3	2,7	1248,21	0,956437319
301,4	4,82	1452,748	462,8	3	1388,4	0,955706014
301,4	5,31	1600,434	463	3,3	1527,9	0,954678543
301,3	5,81	1750,553	463,1	3,6	1667,16	0,952361911
301,3	6,3	1898,19	463,2	3,9	1806,48	0,951685553
301,3	6,8	2048,84	463,2	4,2	1945,44	0,949532418
300,3	7,32	2198,196	462,8	4,5	2082,6	0,947413242
300,3	7,81	2345,343	462,8	4,8	2221,44	0,947170627
300,2	8,31	2494,662	462,6	5,1	2359,26	0,945723308
300,2	8,81	2644,762	462,6	5,4	2498,04	0,944523553
300,2	9,31	2794,862	462,3	5,7	2635,11	0,942840827
300,2	9,8	2941,96	462,1	6	2772,6	0,942432936
300,1	10,64	3193,064	462	6,5	3003	0,940475982

8. Conclusiones

8.1. Contenido de la tesis y resultados obtenidos

En esta tesis se presentó una evaluación completa de una nueva topología de convertidor CC-CC apto para aplicaciones fotovoltaicas. Los Capítulos 1 y 2, brindaron una breve introducción al tema de estudio, para ubicar al lector en contexto. Se dio una clasificación y descripción general, del funcionamiento de las principales topologías de convertidores CC-CC utilizados en aplicaciones fotovoltaicas, con el fin de contextualizar acerca de la familia de convertidores a la cual pertenece y de la cual es derivado el convertidor bajo estudio. En el Capítulo 3 se presentó el convertidor CSPBC. Se explicó detalladamente su funcionamiento y se desarrolló un conjunto de ecuaciones no lineales, que permiten predecir analíticamente su comportamiento en estado estacionario. Estas ecuaciones no lineales resultan una poderosa herramienta de análisis, a partir de la cual se pueden conocer todos los valores de corrientes y tensiones presentes en el circuito del convertidor para cada punto de operación del mismo. En base a estas ecuaciones, se analizaron las condiciones que debe cumplir el convertidor para que sus llaves operen en conmutación suave en todo el rango de operación, y en el Capítulo 4 se obtuvieron los modelos de las pérdidas en los principales componentes del convertidor. Dichos modelos resultan de gran utilidad, para comprender en qué componentes del convertidor se producen la mayor cantidad de pérdidas, y para poder estimar la eficiencia global del sistema en cada punto de operación. En el Capítulo 5, se presentó un diseño poco convencional para la implementación

del transformador de aislamiento del convertidor. Se desarrollaron las ecuaciones que modelan el comportamiento del transformador. Con estas ecuaciones se puede realizar el diseño del transformador, con la libertad de elegir valores específicos deseados de inductancia de dispersión, inductancia de magnetización y relación de transformación. Este transformador fue diseñado y construido acorde a los requerimientos del convertidor CSPBC de $3kW$ implementado en la práctica. Se realizó un análisis detallado de las pérdidas del transformador diseñado y se obtuvo un modelo completo del comportamiento del transformador que incluye sus pérdidas. Los parámetros medidos sobre el transformador construido, se compararon con los respectivos parámetros calculados para el modelo, dando como resultado valores próximos a los esperados. En el Capítulo 6 se desarrolló un modelo dinámico promediado no lineal del convertidor y el mismo, se utilizó para obtener un modelo de pequeña señal discretizado en un punto de operación adecuado. A partir del modelo obtenido, se diseñó un controlador PI para regular la tensión de salida del sistema, el cual fue utilizado en la implementación práctica del convertidor, para mantener su tensión de salida constante mientras se variaba la carga. En el Capítulo 7 se presentaron los resultados obtenidos sobre un prototipo de convertidor CSPBC de $3kW$, construido con el fin de probar la validez de los resultados obtenidos a lo largo de la tesis. Se realizaron los ensayos pertinentes para probar que el controlador PI diseñado resulta adecuado para regular la tensión de salida del convertidor. Se midieron las principales curvas de corriente y tensión sobre el convertidor para verificar que las mismas se correspondían con las formas de onda esperadas. Se realizó la estimación de las pérdidas en sus principales componentes a partir de los resultados obtenidos en el Capítulo 4, y con esto se estimó la eficiencia global del sistema. Esta eficiencia fue medida experimentalmente para todo el rango de operación del convertidor, obteniéndose como resultado que el comportamiento de la misma resultó acorde a lo esperado, aunque las pérdidas obtenidas en los ensayos resultaron mayores, lo cual se deduce que se debe a las componentes de pérdidas no modeladas. Mediante la

realización de un ensayo térmico sobre los principales componentes del circuito, se obtuvo como resultado que la diferencia entre la eficiencia estimada y la medida, radica principalmente en que se producen mayores pérdidas en las llaves que las esperadas. Se deduce que existe una fracción de pérdidas por conmutación en las llaves, no considerada en la estimación. Las pérdidas por conmutación son debidas al efecto de cola de los IGBT's utilizados y esto podría mejorarse utilizando dispositivos MOSFET's como llaves de conmutación. Se concluye que el modelo de pérdidas utilizado da una buena aproximación inicial y cualitativa de cómo se comportan las pérdidas en el convertidor en todo el rango de operación del mismo, sin embargo no se logró predecir el monto exacto de pérdidas en cada componente.

8.2. Trabajos pendientes y futuros en relación con los resultados obtenidos

En base a los resultados obtenidos sobre la estimación de las pérdidas en las llaves de conmutación, queda pendiente para un futuro trabajo mejorar dicha estimación considerando las componentes de pérdidas por conmutación en los IGBT's. Por otro lado, debido a que las llaves IGBT's utilizadas presentan el efecto de cola (por el cual resulta muy difícil lograr que las llaves del convertidor apaguen sin que se produzca una fracción de pérdidas por conmutación). Queda pendiente repetir los ensayos sobre el convertidor, utilizando dispositivos MOSFETs adecuados como llaves de conmutación, lo cual no fue posible durante el desarrollo de esta tesis, por no disponerse de dichos dispositivos. Un trabajo futuro sobre el convertidor CSPBC podría considerar la mejora de su modelo promediado no lineal, para contemplar los casos excepcionales mencionados en el Capítulo 6, en los cuales el modelo obtenido no es válido. También podría trabajarse en el desarrollo y experimentación de controladores avanzados para el convertidor, basados en su modelo no lineal. Otro trabajo podría vincularse a la

optimización del diseño del transformador de aislamiento, con el fin de minimizar sus pérdidas. Actualmente la línea de trabajo se encuentra abocada al desarrollo de técnicas de control de filtros LCL resonantes, utilizados para realizar el filtrado de la corriente de entrada en convertidores Boost [105]. El convertidor CSPBC, posee en su entrada un filtro LC conformado por su inductor de entrada L_{in} , y los capacitores del semipunto. Este filtro produce modos resonantes en la corriente de entrada del convertidor, que dificultan el control de la misma. Por este motivo se estudia el modo de aplicar, al control de la corriente de entrada del convertidor CSPBC, las mismas técnicas implementadas en los filtros LCL.

A. Revisión de los principios básicos de la teoría electromagnética y de circuitos magnéticos

En este apéndice se presenta una revisión de algunos de los principios básicos de la teoría electromagnética y de la teoría de circuitos magnéticos [73, 77]. Se da un resumen de conceptos, que son utilizados en el Capítulo 5, para describir y analizar el funcionamiento del transformador de aislamiento utilizado en la implementación práctica del convertidor CSPBC.

A.1. Principios básicos de la teoría electromagnética

Las magnitudes magnéticas básicas se ilustran en la Fig. A-1. La fuerza magnetomotriz \mathcal{F} entre dos puntos x_1 y x_2 , está dada por la integral de la intensidad de campo magnético H a lo largo del camino que conecta a los dos puntos:

$$\mathcal{F} = \int_{x_1}^{x_2} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} \quad (\text{A-1})$$

Donde $d\mathbf{l}$ es un vector de longitud diferencial, sobre el punto de integración y con la dirección del camino de integración. El producto punto da como resultado la componente de \mathbf{H} en la dirección del camino de integración. Si la intensidad de

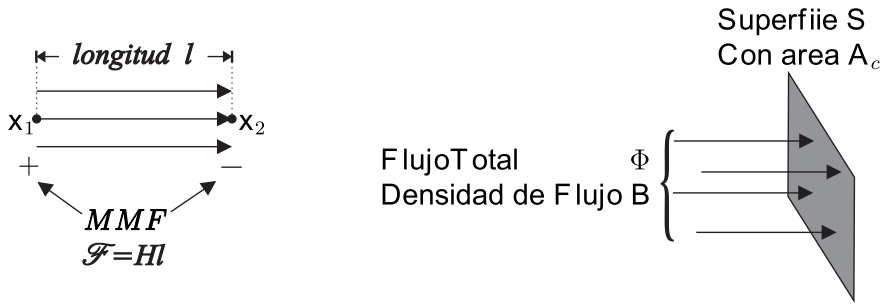


Figura A-1.: Magnitudes magnéticas básicas

campo magnético es de longitud uniforme H , a través de un elemento de longitud l como se muestra en la Fig. A-1, entonces la ecuación (A-1) se reduce a:

$$\mathcal{F} = Hl \quad (\text{A-2})$$

Esta ecuación es análoga a la de un campo eléctrico de magnitud uniforme E , que induce un voltaje $V = El$ entre dos puntos separados una distancia l . La Fig. A-1 también ilustra un flujo magnético total Φ pasando a través de una superficie S de área A_c . El flujo total Φ , es igual a la integral de la componente normal de la densidad de flujo \mathbf{B} sobre la superficie:

$$\Phi = \int_{\text{sup}S} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{A} \quad (\text{A-3})$$

Donde $d\mathbf{A}$ es un vector de área diferencial cuya dirección es normal a la superficie. Para una densidad de flujo uniforme de magnitud B como se ilustra, la integral se reduce a:

$$\Phi = BA_c \quad (\text{A-4})$$

Comparando con las magnitudes eléctricas, la densidad de flujo \mathbf{B} es análoga a la densidad de corriente \mathbf{J} , y el flujo Φ es análogo a la corriente eléctrica I . Si una densidad de corriente uniforme pasa a través de una superficie de área A_c , entonces la corriente total es $I = JA_c$.

La ley de Faraday relaciona el voltaje inducido en una espira de alambre con

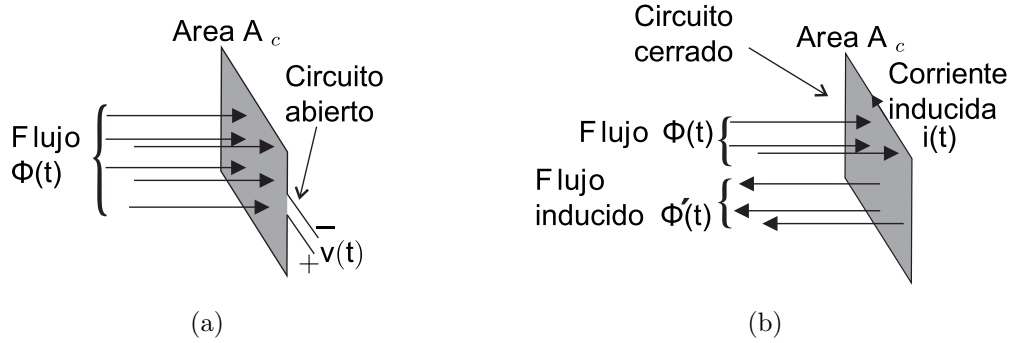


Figura A-2.: (a) Ilustración para definir la Ley de Faraday. (b) Ilustración para definir la Ley de Lenz.

el flujo total pasando a través del interior de la espira. La Fig. A.2(a) ilustra el flujo $\Phi(t)$ pasando a través del interior de un lazo de alambre. El lazo encierra una sección transversal A_c . Acorde a la ley de Faraday, el voltaje $v(t)$ inducido en el alambre esta dado por:

$$v(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (\text{A-5})$$

Donde las polaridades de $v(t)$ y $\Phi(t)$ están definidas como en la Fig. A.2(a), acordes a la regla de la mano derecha. Para el caso en que la distribución de flujo sea uniforme, se puede expresar $v(t)$ en términos de la densidad de flujo $B(t)$ utilizando la ecuación (A-4):

$$v(t) = A_c \frac{dB(t)}{dt} \quad (\text{A-6})$$

De esta manera se relaciona el voltaje inducido en una espira con el flujo Φ y la densidad de flujo B pasando a través del interior del devanado.

La ley de Lenz establece que, el voltaje v_t inducido por el flujo variante en el tiempo $\Phi(t)$ en la Fig. A.2(a), es de una polaridad tal que tiende a inducir una corriente por el lazo para contrarrestar la variación de flujo. Si se considera la espira en corto circuito de la Fig. A.2(b), el flujo variable $\Phi(t)$ pasando a través del interior del lazo, induce un voltaje v_t alrededor del lazo. Este voltaje, dividido

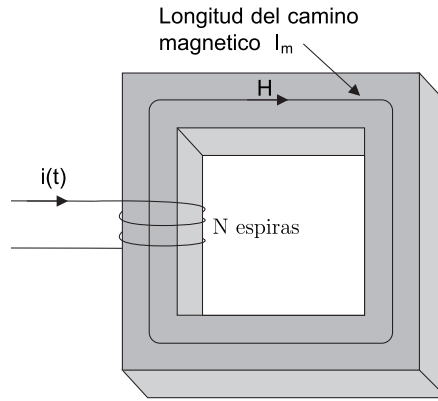


Figura **A-3**.: Ilustración para definir la Ley de Ampere

por la impedancia del lazo de alambre conductor, produce una corriente $i(t)$ del modo ilustrado. La corriente $i(t)$ induce un flujo $\Phi'(t)$, que tiende a oponerse al cambio en $\Phi(t)$.

La ley de Ampere relaciona la corriente en un devanado con la fuerza magnetomotriz \mathcal{F} y el campo magnético \mathbf{H} . La fuerza magnetomotriz neta alrededor de un camino cerrado de longitud l_m , es igual a la corriente total que pasa por el interior del camino. En la fig. **A-3** se ilustra un núcleo ferromagnético en el que, un hilo conductor llevando una corriente $i(t)$, pasa N veces (con N =número de espiras) a través de la ventana en el interior del núcleo. Considerando el camino cerrado ilustrado, que sigue las líneas de campo magnético en el interior del núcleo. La ley de Ampere establece que:

$$\oint_{\text{camino cerrado}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \text{corriente total que atraviesa el interior del camino} \quad (\text{A-7})$$

La corriente total pasando a través del interior del camino es igual a la corriente total $Ni(t)$ pasando a través de la ventana en el centro del núcleo. Si el campo magnético es uniforme y de magnitud $H(t)$, de la ecuación (A-7) se deduce que:

$$\mathcal{F}(t) = H(t)l_m = Ni(t) \quad (\text{A-8})$$

Esta ecuación nos da la fuerza magnetomotriz $\mathcal{F}(t)$ en el interior de un núcleo ferromagnético, producida por N espiras de hilo conductor transportando una

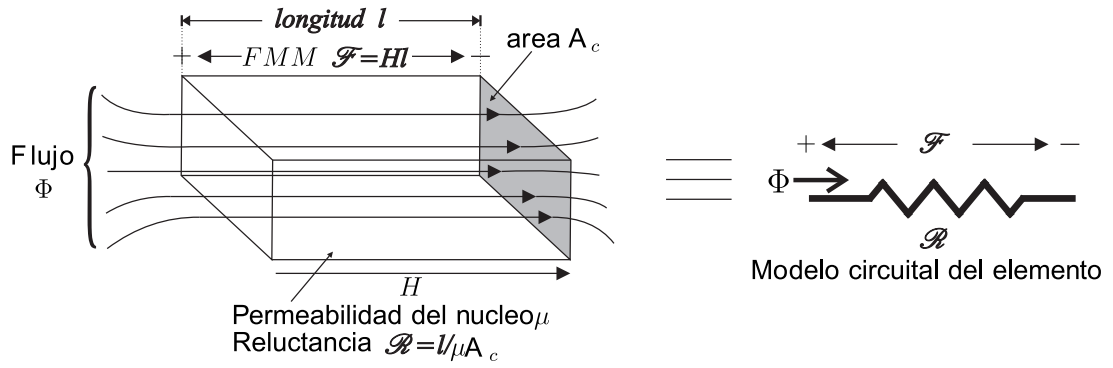


Figura A-4.: Modelo circuital de un elemento ferromagnético por el que pasa un flujo Φ .

corriente $i(t)$. Las espiras pueden verse como fuentes de fuerza magnetomotriz. La relación entre \mathbf{B} y \mathbf{H} , o equivalentemente entre Φ y \mathcal{F} , está determinada por las características del material del núcleo ferromagnético, mediante la ecuación:

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (\text{A-9})$$

Donde μ es la permeabilidad del núcleo ferromagnético, el cual para el aire se conoce como la permeabilidad del espacio libre y tiene un valor $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [\text{Hym}]$. Suele expresarse la permeabilidad de los demás materiales como $\mu = \mu_r \mu_0$, donde μ_r se conoce como la permeabilidad relativa, y sus valores típicos se encuentran en el rango de 10^3 a 10^5 .

A.2. Circuitos magnéticos

La Fig. A-4 ilustra un flujo y campo magnético uniforme dentro de un elemento que tiene permeabilidad μ , longitud l , y una sección transversal de área A_c . La fuerza magnetomotriz entre los dos extremos del elemento está dada por:

$$\mathcal{F} = Hl \quad (\text{A-10})$$

Ya que $H = B/\mu$ y $B = \Phi/A_c$, \mathcal{F} se puede expresar como:

$$\mathcal{F} = \frac{l}{\mu A_c} \Phi \quad (\text{A-11})$$

Esta última ecuación es de la forma:

$$\mathcal{F} = \Phi \mathcal{R} \quad (\text{A-12})$$

con:

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A_c} \quad (\text{A-13})$$

La ecuación (A-12) es equivalente a la ley de Ohm. Esta ecuación establece que la fuerza magnetomotriz aplicada sobre un elemento ferromagnético, es proporcional al flujo magnético a través del elemento, siendo la constante de proporcionalidad la reluctancia \mathcal{R} , la cual es análoga a la resistencia R en un circuito eléctrico. Por lo tanto se puede modelar la ecuación (A-12) mediante un elemento circuital como se ilustra en la Fig **A-4**. En este modelo circuital, el voltaje y la corriente son reemplazados por la fuerza magnetomotriz y el flujo magnético respectivamente, y la resistencia R por la reluctancia \mathcal{R} . Estructuras magnéticas más complicadas, compuestas de múltiples devanados y elementos heterogéneos como núcleos con entrehierros, pueden ser representados utilizando circuitos magnéticos equivalentes. Considere el inductor con entrehierro de la Fig. **A-5**. Aquí se ilustra un camino magnético cerrado que sigue las líneas de campo magnético. Este camino pasa a través del entrehierro, de permeabilidad μ_0 y longitud l_g , y a través del núcleo, de permeabilidad μ y longitud $l_c = l_m - l_g$. La sección transversal del núcleo y del entrehierro son aproximadamente iguales. Aplicando la ley de Ampere sobre el camino cerrado, resulta:

$$\mathcal{F}_c + \mathcal{F}_g = Ni \quad (\text{A-14})$$

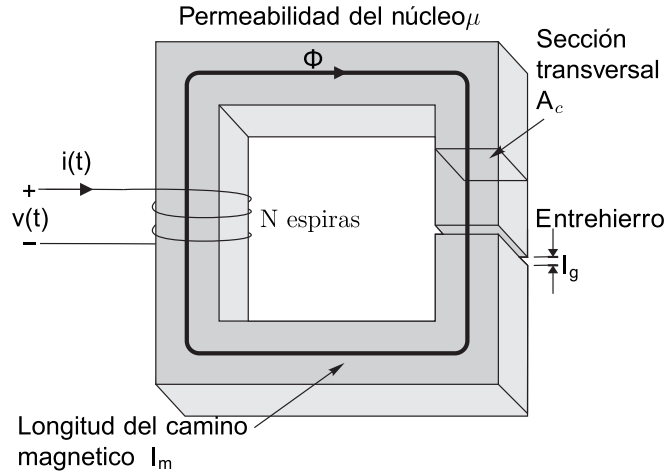


Figura A-5.: Inductor con entrehierro

Donde \mathcal{F}_c y \mathcal{F}_g son las fuerzas magnetomotrices sobre el núcleo y el entrehierro, respectivamente. Suponiendo que el área de la sección transversal del entrehierro A_g es igual a la del núcleo A_c (físicamente el área efectiva del entrehierro es mayor a la del núcleo, dependiendo de la longitud l_g , ya que las líneas de campo en el entrehierro se abren hacia los laterales). Las reluctancias del núcleo y del entrehierro están dadas por:

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu A_c} \quad ; \quad \mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c} \quad (\text{A-15})$$

El devanado es una fuente de fuerza magnetomotriz de magnitud $\mathcal{F} = Ni$, y las reluctancias del núcleo y del entrehierro resultan en una reluctancia serie igual a la suma de las dos. La solución de este circuito magnético es:

$$Ni = \Phi(\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_g) \quad (\text{A-16})$$

Definiendo el flujo concatenado por la bobina de N vueltas como:

$$\lambda = N\Phi \quad (\text{A-17})$$

De la ley de Faraday se tiene que la tensión en los bornes de la bobina está dada por:

$$v(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} = N \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (\text{A-18})$$

Combinando esta última ecuación con la (A-16), se puede escribir:

$$v(t) = \frac{N^2}{(\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_g)} \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{A-19})$$

Esta última es la ecuación que describe el comportamiento de un inductor y de donde se extrae que el valor de la inductancia L del circuito es:

$$L = \frac{N^2}{(\mathcal{R}_c + \mathcal{R}_g)} \quad (\text{A-20})$$

De las ecuaciones (A-16) y (A-20), se tiene que el entrehierro incrementa la reluctancia total del circuito y decrementa la inductancia. Los entrehierros se utilizan en los inductores o transformadores por dos razones. Una de ellas es, que la adición de un entrehierro permite al inductor operar a grandes corrientes, sin saturar el núcleo ferromagnético. En caso de un transformador, permite al mismo operar con mayores corrientes de magnetización sin saturar. La segunda razón es que sin entrehierro ($\mathcal{R}_g = 0$), la inductancia es directamente proporcional a la permeabilidad μ , esta cantidad es dependiente de la temperatura y del punto de operación, por lo que el valor de la inductancia es difícil de controlar. Agregando un entrehierro con una reluctancia $\mathcal{R}_g \gg \mathcal{R}_c$ se tiene un valor de inductancia insensible a las variaciones de μ y para el diseño se suele utilizar la aproximación:

$$L \approx \frac{N^2}{\mathcal{R}_g} \quad (\text{A-21})$$

Reemplazando en esta última ecuación el valor de \mathcal{R}_g de (A-15), puede despejarse la longitud que tiene que tener el entrehierro para obtener una inductancia de magnetización deseada, con un núcleo y número de vueltas dados:

$$l_g \approx \frac{\mu_0 A_c N^2}{L} \quad (\text{A-22})$$

B. Cálculo de las longitudes y las resistencias de cc, de las vueltas de los devanados del transformador

En este apéndice se realiza el cálculo de las longitudes y resistencias a la componente de corriente continua, correspondientes a cada vuelta de los devanados del transformador de aislamiento del convertidor CSPBC. Este transformador fue diseñado y construido en el Capítulo 5. Los resultados obtenidos aquí, son utilizados en dicho capítulo para realizar el cálculo de los valores de resistencia total, que presentan los devanados a la componente de corriente continua y a la componente de corriente alterna que circula por los mismos.

B.1. Cálculo de las longitudes de cada vuelta

Como se explicó en el Capítulo 5, los devanados del transformador de aislamiento se construyeron en dos mitades iguales separadas por los entrehierros de los núcleos del transformador, denominadas devanados mitad. En la Fig. **B-1** se ilustra la forma aproximada en que se bobinaron cada uno de estos devanados alrededor de los núcleos. Para poder realizar el cálculo de las longitudes de las vueltas, se deben separar las vueltas que encierran a los dos núcleos, en dos par-

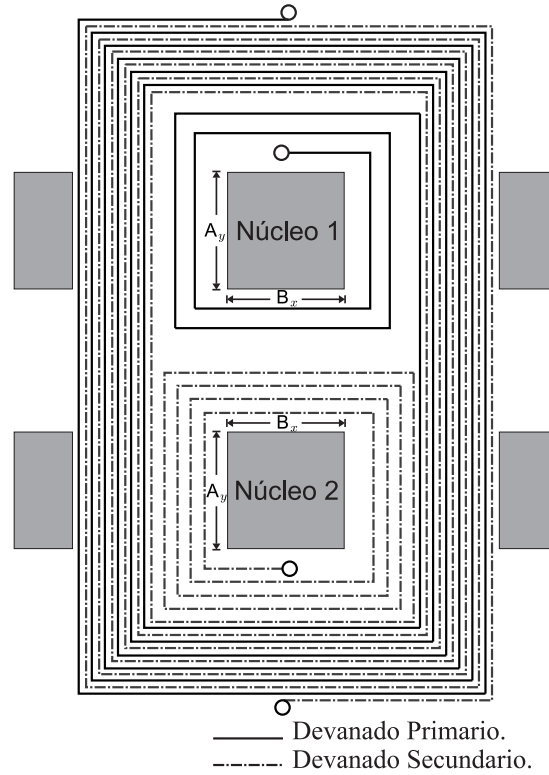


Figura B-1.: Devanado mitad.

tes correspondientes a cada núcleo. Así, se cortará el devanado mitad en dos, separando por un lado el *Núcleo 1* y por el otro el *Núcleo 2*, tal como se ilustra en la Fig. B-2. Con esta separación, las longitudes de las vueltas que solo encierran a uno de los núcleos, se calculan de modo convencional y las longitudes de las vueltas que encierran a los dos núcleos, se dividen entre un núcleo y el otro. Los valores de las longitudes A_x y B_x indicados en la figura, corresponden a las dimensiones de la rama central de los núcleos E, más un coilformer construido especialmente para separar los bobinados de los núcleos y dar soporte al transformador. Dichos valores serán medidos para el transformador construido en la práctica.

Para computar las longitudes, se definen los espesores de los devanados primario y secundario como $h_p = h_{p_{cu}} + h_{ais}$ y $h_s = h_{s_{cu}} + h_{ais}$, donde $h_{p_{cu}}$ es el espesor de la lámina de cobre del primario, $h_{s_{cu}}$ es el espesor de la lámina de cobre del secundario, y h_{ais} es el espesor del material aislante que separa el devanado primario del secundario. Todo lo referente a las vueltas se indicará con los

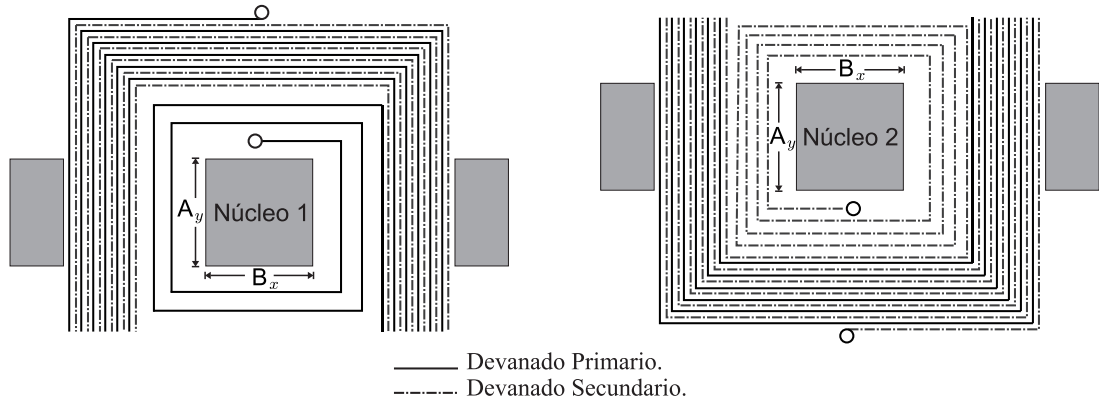
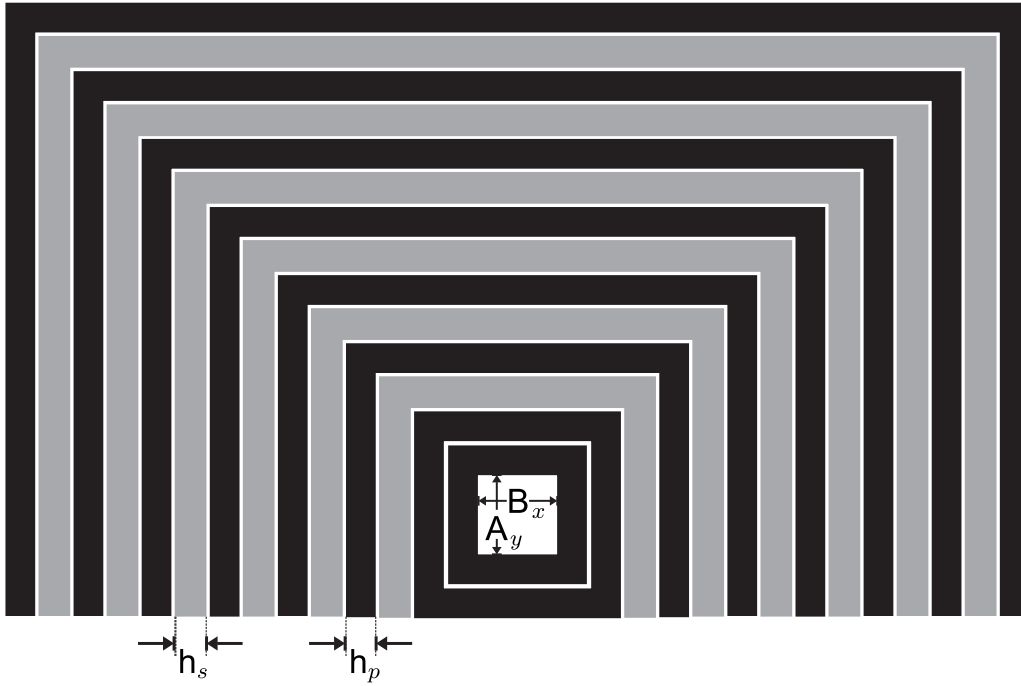


Figura B-2.: Recorte del devanado mitad para el cálculo de la longitud de las vueltas.

subíndices " p_{ij} " o " s_{ij} ", donde " p " y " s " hacen referencia al devanado primario y al secundario respectivamente, " i " (con $i = 1$ ó 2) hace referencia al *Núcleo 1* o al *Núcleo 2*, y " j " hace referencia a la j -ésima vuelta contando desde el centro hacia afuera de los bobinados. Así por ejemplo, se llamará $\ell_{p_{ij}}$ a la longitud de la j -ésima vuelta del devanado primario, sobre el núcleo i y $\ell_{s_{ij}}$ a la longitud de la j -ésima vuelta del devanado secundario, sobre el núcleo i .

Como las vueltas de los devanados primario y secundario están bobinadas de forma espiral y entrelazadas, se aproximará la geometría de las particiones de la Fig. B-2, mediante la geometría que se ilustra en la Fig. B-3. En esta figura, la sección superior corresponde a la partición del devanado mitad alrededor del *Núcleo 1* y la sección inferior corresponde a la partición del devanado mitad alrededor del *Núcleo 2*. Las franjas negras corresponden a las vueltas del devanado primario de espesor h_p y las franjas grises corresponden a las vueltas del devanado secundario de espesor h_s . Las longitudes de cada vuelta pueden obtenerse a partir de sencillas consideraciones geométricas, realizadas sobre la forma en la que se aproximaron las particiones de los devanados en la Fig. B-3. En la Tabla B-1 se listan las longitudes de cada vuelta, expresadas en función de los parámetros A_x , B_y , h_p y h_s . Estos parámetros fueron medidos sobre el transformador construido en la practica, resultando: $A_x = 31cm$, $B_y = 27cm$, $h_{p_{cu}} = 0.45mm$, $h_{s_{cu}} = 0.3mm$, $h_{ais} = 0.12mm$, $h_p = 0.57mm$, $h_s = 0.42mm$. Finalmente, reem-

Devanado Núcleo 1



Devanado Núcleo 2

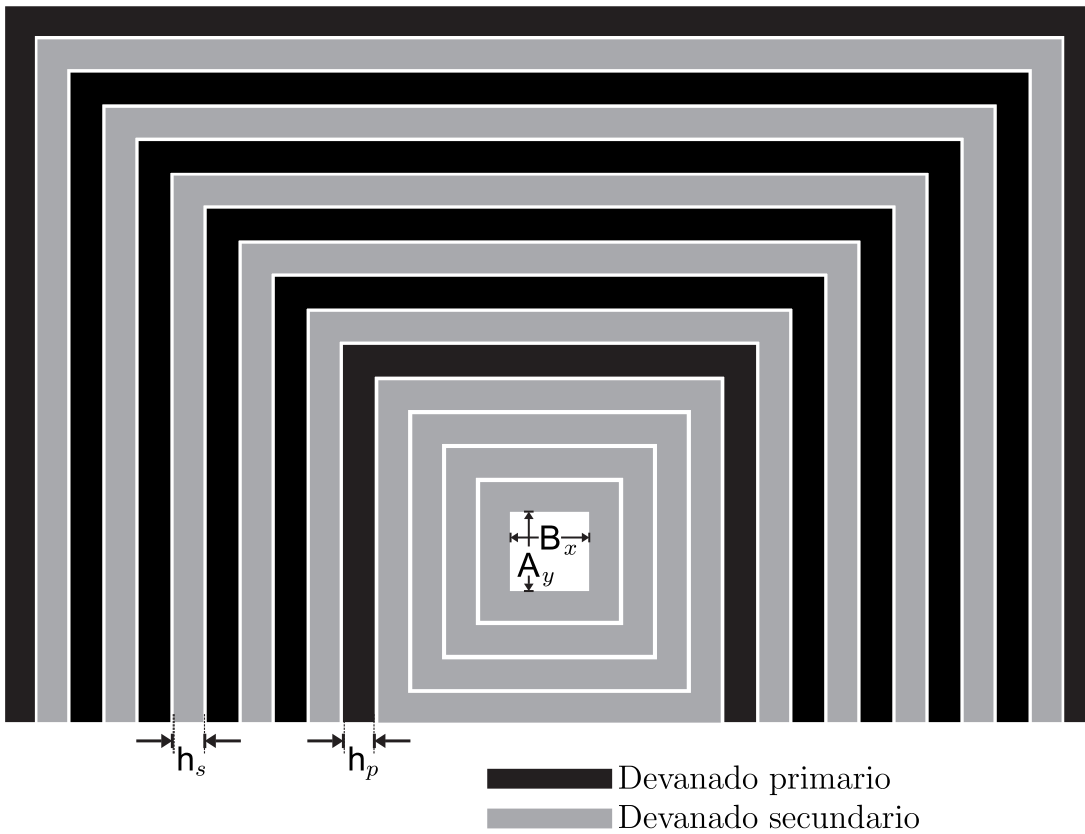


Figura B-3.: Aproximación de las vueltas del devanado para calcular las longitudes de cada vuelta.

plazando estos valores en la Tabla **B-1**, se computan los valores aproximados de las longitudes de cada vuelta de los devanados del transformador, los cuales se listan en la Tabla **B-2**.

B.2. Cálculo de las resistencias a la componente de corriente continua de cada vuelta

Con las longitudes obtenidas previamente, pueden calcularse las resistencias a la componente de corriente continua (ec. 5-27), de las vueltas de los devanados del transformador. Las secciones transversales correspondientes a las vueltas del devanado primario y secundario respectivamente, están dadas por $S_p = h_{p_{cu}} w$, $S_s = h_{s_{cu}} w$, donde $w = 18mm$ es el espesor de las laminas de cobre de ambos devanados. Con estas secciones, puede computarse la resistencia a la componente

Tabla **B-1.**: Cálculo de las longitudes de las vueltas del primario y del secundario.

l_{p11}	$2A + 2B + 4h_p$	l_{s11}	$2A + B + 10h_p + 6h_s$	l_{p21}	$2A + B + 2h_p + 22h_s$	l_{s21}	$2A + 2B + 4h_s$
l_{p12}	$l_{p11} + 8h_p$	l_{s12}	$l_{p13} + 2h_p + 2h_s$	l_{p22}	$l_{s25} + 2h_p + 2h_s$	l_{s22}	$l_{s21} + 8h_s$
l_{p13}	$l_{s11} + 2h_p + 2h_s$	l_{s13}	$l_{p14} + 2h_p + 2h_s$	l_{p23}	$l_{s26} + 2h_p + 2h_s$	l_{s23}	$l_{s22} + 8h_s$
l_{p14}	$l_{s12} + 2h_p + 2h_s$	l_{s14}	$l_{p15} + 2h_p + 2h_s$	l_{p24}	$l_{s27} + 2h_p + 2h_s$	l_{s24}	$l_{s23} + 8h_s$
l_{p15}	$l_{s13} + 2h_p + 2h_s$	l_{s15}	$l_{p16} + 2h_p + 2h_s$	l_{p25}	$l_{s28} + 2h_p + 2h_s$	l_{s25}	$l_{p21} + 2h_p + 2h_s$
l_{p16}	$l_{s14} + 2h_p + 2h_s$	l_{s16}	$l_{p17} + 2h_p + 2h_s$	l_{p26}	$l_{s29} + 2h_p + 2h_s$	l_{s26}	$l_{p22} + 2h_p + 2h_s$
l_{p17}	$l_{s15} + 2h_p + 2h_s$					l_{s27}	$l_{p23} + 2h_p + 2h_s$
l_{p18}	$l_{s16} + 2h_p + 2h_s$					l_{s28}	$l_{p24} + 2h_p + 2h_s$
						l_{s29}	$l_{p25} + 2h_p + 2h_s$
						l_{s210}	$l_{p26} + 2h_p + 2h_s$

Tabla **B-2.**: Valores de las longitudes de las vueltas del primario y del secundario.

l_{p11}	110.28mm	l_{s11}	93.22mm	l_{p21}	95.68mm	l_{s21}	109.68mm
l_{p12}	114.84mm	l_{s12}	97.18mm	l_{p22}	99.64mm	l_{s22}	113.04mm
l_{p13}	95.5mm	l_{s13}	101.14mm	l_{p23}	103.6mm	l_{s23}	116.4mm
l_{p14}	99.46mm	l_{s14}	105.1mm	l_{p24}	107.56mm	l_{s24}	119.76mm
l_{p15}	103.42mm	l_{s15}	109.06mm	l_{p25}	111.52mm	l_{s25}	97.36mm
l_{p16}	107.38mm	l_{s16}	113.02mm	l_{p26}	115.48mm	l_{s26}	101.32mm
l_{p17}	111.34mm					l_{s27}	105.28mm
l_{p18}	115.3mm					l_{s28}	109.24mm
						l_{s29}	113.2mm
						l_{s210}	117.16mm

de continua de cada vuelta del primario como $R_{p_{ij}} = \rho_{cu} \ell_{p_{ij}} / S_p$ y de cada vuelta del secundario como $R_{s_{ij}} = \rho_{cu} \ell_{s_{ij}} / S_s$. Las ecuaciones para calcular las resistencias de cada vuelta se listan en las Tabla **B-3**. Reemplazando en esta tabla los valores de las longitudes correspondientes calculadas en la Tabla **B-2**, los valores $S_p = 18mm \times h_{p_{cu}} = 5.4mm^2$, $S_s = 18mm \times h_{s_{cu}} = 0.4mm^2$ correspondientes al transformador construido, y el valor de la resistividad del cobre a $100^\circ C$, $\rho_{cu} = \rho_{cu}(100C) = 2.2619 \times 10^{-8}$, se obtienen los valores de las resistencias para cada vuelta del transformador. Estos valores se listan en la Tabla **B-4**, y son utilizados en el Capítulo 5 para realizar el cálculo de las resistencias totales, que presentan los devanados del transformador a la componente de corriente continua y a la componente de corriente alterna.

Tabla **B-3**.: Calculo de las resistencias a al componente de corriente continua de las vueltas de los devanados primario y secundario.

R_{p11}	$\rho_{cu} \ell_{p11} / S_p$	R_{s11}	$\rho_{cu} \ell_{s11} / S_s$	R_{p21}	$\rho_{cu} \ell_{p21} / S_p$	R_{s21}	$\rho_{cu} \ell_{s21} / S_s$
R_{p12}	$\rho_{cu} \ell_{p12} / S_p$	R_{s12}	$\rho_{cu} \ell_{s12} / S_s$	R_{p22}	$\rho_{cu} \ell_{p22} / S_p$	R_{s22}	$\rho_{cu} \ell_{s22} / S_s$
R_{p13}	$\rho_{cu} \ell_{p13} / S_p$	R_{s13}	$\rho_{cu} \ell_{s13} / S_s$	R_{p23}	$\rho_{cu} \ell_{p23} / S_p$	R_{s23}	$\rho_{cu} \ell_{s23} / S_s$
R_{p14}	$\rho_{cu} \ell_{p14} / S_p$	R_{s14}	$\rho_{cu} \ell_{s14} / S_s$	R_{p24}	$\rho_{cu} \ell_{p24} / S_p$	R_{s24}	$\rho_{cu} \ell_{s24} / S_s$
R_{p15}	$\rho_{cu} \ell_{p15} / S_p$	R_{s15}	$\rho_{cu} \ell_{s15} / S_s$	R_{p25}	$\rho_{cu} \ell_{p25} / S_p$	R_{s25}	$\rho_{cu} \ell_{s25} / S_s$
R_{p16}	$\rho_{cu} \ell_{p16} / S_p$	R_{s16}	$\rho_{cu} \ell_{s16} / S_s$	R_{p26}	$\rho_{cu} \ell_{p26} / S_p$	R_{s26}	$\rho_{cu} \ell_{s26} / S_s$
R_{p17}	$\rho_{cu} \ell_{p17} / S_p$					R_{s27}	$\rho_{cu} \ell_{s27} / S_s$
R_{p18}	$\rho_{cu} \ell_{p18} / S_p$					R_{s28}	$\rho_{cu} \ell_{s28} / S_s$
						R_{s29}	$\rho_{cu} \ell_{s29} / S_s$
						R_{s210}	$\rho_{cu} \ell_{s210} / S_s$

Tabla **B-4**.: Valores calculados de las resistencias a al componente de corriente continua de las vueltas de los devanados primario y secundario.

$R_{p11} = 0.3080m\Omega$	$R_{s11} = 0.3905m\Omega$	$R_{p21} = 0.2672m\Omega$	$R_{s21} = 0.4594m\Omega$
$R_{p12} = 0.3207m\Omega$	$R_{s12} = 0.4071m\Omega$	$R_{p22} = 0.2782m\Omega$	$R_{s22} = 0.4735m\Omega$
$R_{p13} = 0.2667m\Omega$	$R_{s13} = 0.4236m\Omega$	$R_{p23} = 0.2893m\Omega$	$R_{s23} = 0.4876m\Omega$
$R_{p14} = 0.2777m\Omega$	$R_{s14} = 0.4402m\Omega$	$R_{p24} = 0.3004m\Omega$	$R_{s24} = 0.5016m\Omega$
$R_{p15} = 0.2888m\Omega$	$R_{s15} = 0.4568m\Omega$	$R_{p25} = 0.3114m\Omega$	$R_{s25} = 0.4078m\Omega$
$R_{p16} = 0.2999m\Omega$	$R_{s16} = 0.4734m\Omega$	$R_{p26} = 0.3225m\Omega$	$R_{s26} = 0.4244m\Omega$
$R_{p17} = 0.3109m\Omega$			$R_{s27} = 0.4410m\Omega$
$R_{p18} = 0.3220m\Omega$			$R_{s28} = 0.4576m\Omega$
			$R_{s29} = 0.4742m\Omega$
			$R_{s210} = 0.4907m\Omega$

C. Anexo al Capítulo de resultados experimentales

Con el fin de facilitar la lectura y organización del Capítulo 7, se remiten a este apéndice, algunos resultados anexos al desarrollo de dicho capítulo. En la sec. C.1 se obtienen los parámetros utilizados en el modelado de las pérdidas del convertidor y en la sec. C.2 se realiza el dimensionamiento de los disipadores sobre los cuales se montaron los dispositivos semiconductores del convertidor.

C.1. Parámetros utilizados para el modelado de pérdidas del convertidor

En el Capítulo 7 sec. 7.3 se realizó la estimación de las pérdidas en los principales componentes del convertidor CSPBC implementado en la práctica, utilizando los modelos de pérdidas desarrollados en el Capítulo 4. En esta sección se describe el modo en que se obtuvieron los parámetros de dichos modelos.

Las pérdidas en las llaves S_L y S_U se modelaron con las ecuaciones (4-23) separando las pérdidas en los IGBT's y en los correspondientes diodos de recuperación inversa de cada llave. Cada componente se modeló mediante una fuente de tensión continua más una resistencia en serie con la fuente [70], cuyos valores pueden obtenerse directamente de las hojas de datos de los componentes. Para obtener estos parámetros se aproxima la curva Corriente Vs. Tensión del componente correspondiente mediante una línea recta cuya pendiente corresponde a la

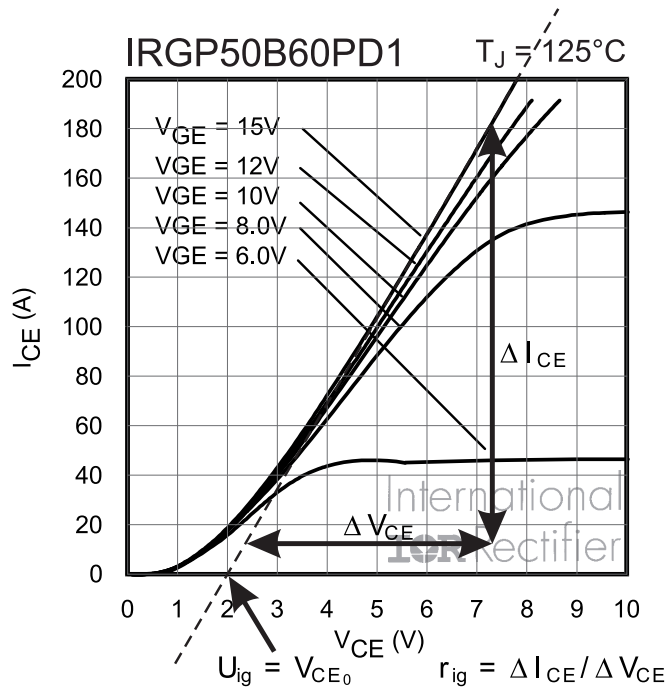


Figura C-1.: Obtención de los parámetros U_{ig} y r_{ig} de los IGBT's.

resistencia serie y su cruce por cero corresponde a la fuente de tensión. En la Fig. C-1 se ilustra el modo de obtener estos parámetros para los IGBT's de las llaves S_U y S_L , la familia de curvas utilizada es la de la llave operando a $T_j = 125^\circ\text{C}$, ya que es la de peor caso para la caída de tensión IGBT, y se utiliza la curva correspondiente a $V_{GE} = 15V$ que es la tensión de encendido utilizada en la implementación práctica del convertidor. Del cruce por cero y la pendiente de esta recta se obtiene para el modelo de pérdidas de los IGBT's $U_{ig_{SL}} = U_{ig_{SU}} = 2V$ y $r_{ig_{SL}} = r_{ig_{SU}} = 30m\Omega$. Del mismo modo de los datos proporcionados en la hoja de datos para los diodos de recuperación inversa pueden obtenerse los parámetros $U_{di_{SL}} = U_{di_{SU}} = 1.5V$ y $r_{di_{SL}} = r_{di_{SU}} = 18.7m\Omega$. Para el modelo de pérdidas de los diodos rectificadores (ecuaciones (4-25)), los valores de la fuente de tensión continua y la resistencia serie, pueden encontrarse en las hojas de datos de los diodos utilizados [101] y están dados en función de su temperatura de juntura

para el rango $25^{\circ}C < T_{j_d} < 175^{\circ}C$ por las ecuaciones:

$$U_{DR} = 0.96 - (2.1 \times 10^{-3})T_{j_d} \quad [V] \quad (C-1)$$

$$r_{DR} = [0.06 + (8 \times 10^{-4})T_{j_d}]/2 \quad [\Omega]$$

Donde se agregó al cálculo de la resistencia la división por dos, ya que como dijimos se implementará cada diodo del rectificador con dos diodos C4D08120A. Notar que en este modelo, la fuente de tensión disminuye con el aumento de la temperatura, mientras que la resistencia aumenta. Se tomará para el modelo el peor de los casos para ambos, es decir, la tensión a $T_{j_d} = 25^{\circ}C$ que resulta $U_{DR} = 0.91V$ y la resistencia a $T_{j_d} = 175^{\circ}C$ que resulta $r_{DR} = 100m\Omega$.

Los valores de las resistencias del modelo de pérdidas del transformador (ecuaciones (4-27)), fueron calculados en el Capítulo 5, donde se desarrolló el modelo completo de pérdidas del transformador construido. Estos valores fueron luego corregidos, realizando sobre el transformador los correspondientes ensayos de corto-circuito y circuito abierto a la frecuencia fundamental de operación $f_s = 50kHz$. Los valores de las resistencias medidas fueron finalmente verificadas utilizando un medidor de impedancia. Del mismo modo, las resistencias equivalentes serie para el modelo de pérdidas de los capacitores (ecuaciones (4-28)), fueron medidas

Tabla C-1.: Especificaciones y parámetros medidos del convertidor.

P_{nom}	3kW
V_o	460V
$V_{in_{min}} - V_{in_{max}}$	145V - 300V
f_s	50kHz
t_D	0.62μseg
$C_{LP}; C_{UP}; C_o; C_r$ @50kHz	100μF; 22μF; 8μF; 2nF
$R_{C_{LP}}; R_{C_{UP}}; R_{C_o}$ @50kHz	12mΩ; 9mΩ; 9mΩ
$L_{mp}; L_{LKp}$ @50kHz	128.85μHy; 16.05μHy
$R_m; R_{ca}; R_{cc}$ @50kHz	6.05kΩ; 76mΩ; 12mΩ
n (rel. de transformación)	3/4
IGBT's	IRGP50B60PD1
$U_{igsL/SU}; r_{igsL/SU}$	2V; 30mΩ
$U_{disL/SU}; r_{disL/SU}$	1.5V; 18.7mΩ
Diodos	C4D08120A (dos en paralelo)
$U_{dU/L}; r_{dU/L}$	0.91V; 100mΩ

utilizando un medidor de impedancia, a la frecuencia de trabajo $f_s = 50kHz$, y a una temperatura de operación de $100^{\circ}C$. En la Tabla **C-1** se encuentran todos los parámetros medidos necesarios para la estimación de pérdidas del convertidor implementado.

C.2. Cálculo de los disipadores para montar los dispositivos semiconductores

En el Capítulo 7 sec. 7.3 se realizó la estimación de las pérdidas que se producirán en los principales componentes del convertidor CSPBC implementado en la práctica. A partir de dicha estimación se tiene el conocimiento aproximado de las pérdidas P_{sw} y P_D máximas, que se producirán en las llaves y en los diodos del rectificador respectivamente. A partir de este conocimiento, se realiza aquí el dimensionamiento de los disipadores térmicos sobre los cuales se montarán los dispositivos semiconductores del convertidor.

Para disipar la potencia de los dispositivos semiconductores y evitar que su temperatura se eleve excesivamente, se utilizarán dos disipadores térmicos, uno en el cuál se montarán las llaves S_L y S_U y otro en el que se montarán los diodos D_{RL} y D_{RU} del rectificador. En la Tabla **C-2** se listan las resistencias térmicas de los dispositivos IRGP50B60PD1 utilizados para las llaves, y de los diodos C4D08120A utilizados para los diodos del rectificador. Como puede verse, el IGBT y el diodo del dispositivo IRGP50B60PD1, tienen resistencias térmicas diferentes $R_{\theta jcIG}$ y $R_{\theta jcID}$ respectivamente y tendrán diferentes temperaturas de

Tabla **C-2**.: Resistencias térmicas de los dispositivos semiconductores utilizados.

Llaves S_L y S_U (IRGP50B60PD1)		Diodos D_{RL} y D_{RU} (C4D08120A)	
$R_{\theta jcIG}$ (IGBT)	$0.32^{\circ}C/W$	$R_{\theta jcR}$	$1.26^{\circ}C/W$
$R_{\theta jcID}$ (Diodo)	$1.7^{\circ}C/W$		
$R_{\theta cdI}^*$ (TO-247)	$0.24^{\circ}C/W$	$R_{\theta cdR}^*$ (TO-220)	$0.5^{\circ}C/W$

* Resistencia térmica carcasa a disipador con superficie plana engrasada.

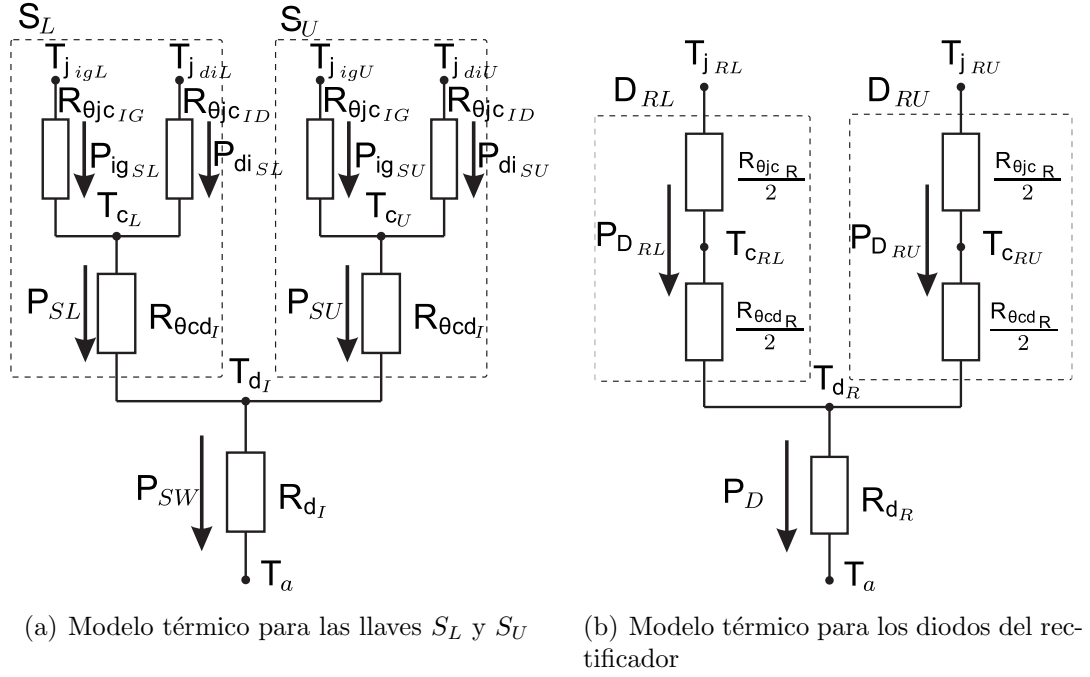


Figura C-2.: Modelos térmicos para el cálculo de los disipadores de: (a) Las llaves S_L y S_U ; y (b) Los diodos D_{RL} y D_{RU} .

juntura. En la Fig. C-2 (a) se ilustra el modelo térmico de las llaves S_U y S_L montadas sobre un mismo disipador. Aquí, $T_{j_{igL}}$ y $T_{j_{diL}}$ corresponden a las temperaturas de juntura del IGBT y del diodo de la llave S_L , y T_{cL} es la temperatura de carcasa de la llave S_L . Del mismo modo, $T_{j_{igU}}$ y $T_{j_{diU}}$ corresponden a las temperaturas de juntura del IGBT y del diodo de la llave S_U , y T_{cU} es la temperatura de carcasa de la llave S_U . T_{dI} es la temperatura sobre el disipador en que se montan las llaves y T_a es la temperatura ambiente del aire circundante. Las resistencias térmicas $R_{\theta_{CDI}}$ son las resistencias térmicas entre las carcasa de las llaves utilizadas (de encapsulado TO-247) y el disipador, considerando que las carcasa se pondrán en contacto térmico con el disipador utilizando láminas de mica (aislante eléctrico) y grasa siliconada. P_{igSL} y P_{diSL} son las pérdidas correspondientes al IGBT y al diodo de la llave S_L respectivamente. P_{igSU} y P_{diSU} son las pérdidas correspondientes al IGBT y al diodo de la llave S_U (ec. (4-23)). $P_{SL} = (P_{igSL} + P_{diSL})$ y $P_{SU} = (P_{igSU} + P_{diSU})$ corresponden a las potencias disipadas por las llaves S_U y S_L respectivamente, y su suma $P_{sw} = (P_{SL} + P_{SU})$ es la potencia total que deberá disipar el disipador de resistencia térmica R_{dI} .

Como se vio previamente en el Capítulo 7 sec. 7.3, la llave S_L disipará mucha más potencia que la llave S_U . Por lo tanto, si ambas llaves están montadas sobre el mismo disipador y en las mismas condiciones, las juntas correspondientes a la llave S_L alcanzarán una temperatura mayor que las de la llave S_U . Partiendo de esto, se impondrá como primera condición para el cálculo del disipador, que las temperaturas de junta del IGBT y el diodo de la llave S_L , no superen los $120^\circ C$ en el peor punto de operación del convertidor. Del circuito térmico de la Fig. C.2(a), se tiene que las temperaturas de junta máximas del IGBT y el diodo de la llave S_L , con respecto a la temperatura de su carcasa, están dadas por:

$$T_{j_{igLmax}} = T_{cLmax} + R_{\theta jc_{IG}} P_{igSLmax} \quad (C-2)$$

$$T_{j_{diLmax}} = T_{cLmax} + R_{\theta jc_{ID}} P_{diSLmax}$$

En el peor punto de operación del convertidor (entregando $P_{onom} = 3kW$ a $V_{in} = 145V$), se tiene que las pérdidas en el IGBT y el diodo de la llave S_L (estimadas utilizando ec. (4-23)) son de $P_{igSLmax} = 77.9W$ y $P_{diSLmax} = 4.1W$ respectivamente. Remplazando estos valores junto con las respectivas resistencias térmicas en la ecuación (C-2), se tiene que la temperatura del IGBT de la llave S_L se incrementa $24.91^\circ C$ con respecto a la temperatura de carcasa, mientras que la temperatura del diodo de la llave S_L solo se incrementa $6.97^\circ C$. Por lo tanto el IGBT sufrirá la peor condición de elevación de temperatura, y se utilizará como condición límite para el cálculo del disipador $T_{j_{igLmax}} = 120^\circ C$. Con esta condición puede calcularse la temperatura máxima sobre el disipador mediante la ecuación:

$$T_{dI_{max}} = T_{j_{igLmax}} - (R_{\theta jc_{IG}} P_{igSLmax} + R_{\theta CD_I} P_{SLmax}) \quad (C-3)$$

Donde P_{SLmax} es la potencia máxima disipada por la llave S_L en el peor punto de operación del convertidor, y siendo $P_{sw_{max}}$ la potencia disipada por ambas llaves

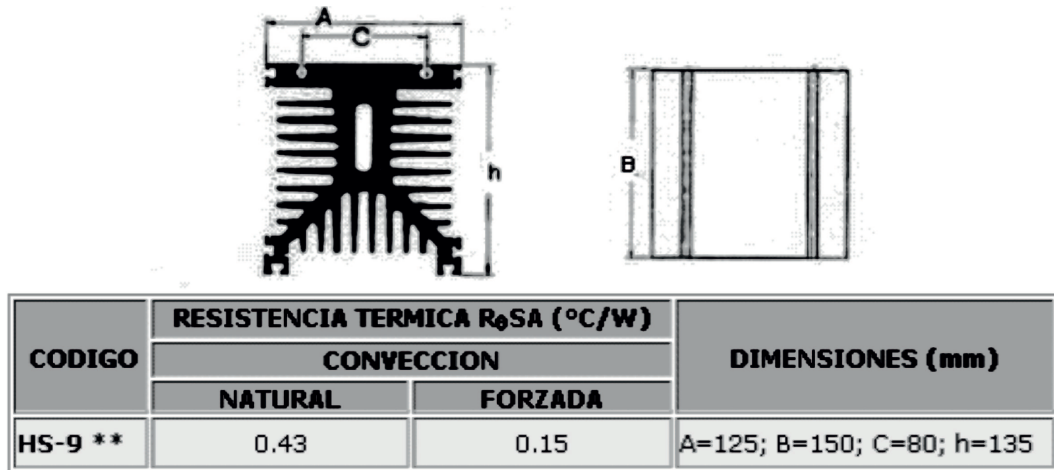


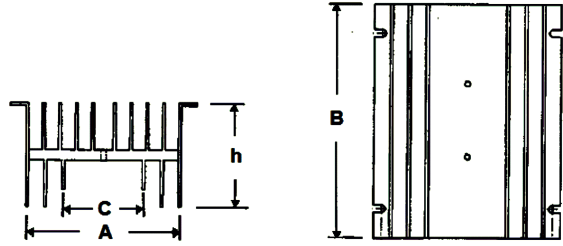
Figura C-3.: Disipador térmico utilizado para montar las llaves S_L y S_U .

en el mismo punto, la máxima resistencia térmica que debe tener el disipador utilizado está dada por:

$$R_{d_{I_{max}}} = \frac{(T_{d_{I_{max}}} - T_a)}{P_{sw_{max}}} \quad (C-4)$$

En el peor punto de operación del convertidor (entregando $P_{onom} = 3kW$ a $V_{in} = 145V$) se tiene que $P_{sw_{max}} \approx 96W$ y $P_{SL_{max}} \approx 82W$. Con estos valores y suponiendo una temperatura ambiente extrema $T_a = 50^{\circ}C$, se tiene de la resolución de las ecuaciones (C-3) y (C-4), que para que la temperatura de la junta del IGBT de la llave S_L no supere $T_{jigL_{max}} = 120^{\circ}C$, se requiere que el disipador utilizado tenga una resistencia térmica inferior a $R_{d_{I_{max}}} = 0.2646^{\circ}C/W$. El disipador térmico empleado para montar las llaves S_L y S_U es el $HS - 9$, cuya forma y principales características se muestran en la Fig. C-3. Este disipador posee una resistencia térmica natural $R_{\theta} = 0.43^{\circ}C/W$ pero puede alcanzar una resistencia térmica de hasta $R_{\theta} = 0.15^{\circ}C/W$ con convección forzada. La convección forzada se realiza con un ventilador FAN de 12 V.

Para realizar el modelo térmico de los diodos del rectificador debe recordarse que los diodos D_{RU} y D_{RL} se implementarán cada uno con dos diodos C4D08120A en paralelo. Para facilitar los cálculos se supondrá que los dos diodos en paralelo están equilibrados de modo que disipen la misma cantidad de potencia y que sus



CODIGO	RESISTENCIA TERMICA $R_{\theta SA}$ ($^{\circ}C/W$)		DIMENSIONES (mm)
	CONVECCION		
	NATURAL	FORZADA	
HS-5 *	0.7	0.21	A=103; B=126; C=50; h=67

Figura C-4.: Disipador térmico utilizado para montar los diodos del rectificador D_{RL} y D_{RU} .

resistencias térmicas y temperaturas de juntura son iguales. De este modo las resistencias de juntura y carcasa de los diodos D_{RU} y D_{RL} resultan $R_{\theta_{jcR}}/2$, siendo $R_{\theta_{jcR}}$ la resistencia correspondiente de un diodo C4D08120A. En la Fig. C-2 (b) se ilustra el modelo térmico del rectificador. En esta figura T_{jRL} , T_{cRL} , T_{jRU} , T_{cRU} corresponden a las temperaturas de juntura y de carcasa de los diodos D_{RL} y D_{RU} respectivamente. T_{dR} es la temperatura sobre el disipador del rectificador y T_a es la temperatura ambiente del aire circundante. Las resistencias $R_{\theta_{CDR}}/2$ son las resistencias térmicas entre las carcasas de las llaves utilizadas (de encapsulado TO-220, nótese que se divide por dos ya que se tienen dos diodos en paralelo y por lo tanto el doble de la superficie) y el disipador, considerando que las carcasas se pondrán en contacto térmico con el disipador utilizando láminas de mica (aislante eléctrico) y grasa siliconada. $P_{D_{RL}}$ y $P_{D_{RU}}$ corresponden a las potencias disipadas por cada diodo, y su suma P_D es la potencia que deberá disipar el disipador de resistencia térmica R_{dR} . Para el peor caso de funcionamiento del convertidor (entregando $P_{onom} = 3kW$ a $V_{in} = 145V$), el diodo que mayor potencia disipará será D_{RL} (ver corrientes en la Fig. 7-4), por lo que para el cálculo del disipador del rectificador, se impondrá la condición de que la temperatura de la juntura de D_{RL} , no supere $T_{jRLmax} = 120^{\circ}C$ en el peor punto de operación del convertidor. Con esta condición puede calcularse la temperatura máxima sobre

el disipador mediante la ecuación:

$$T_{d_{R_{max}}} = T_{j_{RL_{max}}} - \left(\frac{R_{\theta_{jcR}}}{2} + \frac{R_{\theta_{CDR}}}{2} \right) P_{D_{RL_{max}}} \quad (C-5)$$

Donde $P_{D_{RL_{max}}}$ es la potencia máxima disipada por el diodo D_{RL} en el peor punto de operación del convertidor, y siendo $P_{D_{max}}$ la potencia disipada por ambos diodos del rectificador en el mismo punto, la máxima resistencia térmica que debe tener el disipador utilizado está dada por:

$$R_{d_{R_{max}}} = \frac{(T_{d_{R_{max}}} - T_a)}{P_{D_{max}}} \quad (C-6)$$

Para el peor punto de operación del convertidor se tiene $P_{D_{max}} \approx 42.5W$ y $P_{D_{RL_{max}}} \approx 26.6W$. Con estos valores y suponiendo una temperatura ambiente extrema $T_a = 50^\circ C$, se tiene de la resolución de las ecuaciones (C-5) y (C-6) que: para que la temperatura de la juntura del diodo D_{RL} no supere $T_{j_{RL_{max}}} = 120^\circ C$, se requiere que el disipador utilizado tenga una resistencia térmica inferior a $R_{d_{R_{max}}} = 1.09^\circ C/W$. El disipador térmico empleado para montar los diodos D_{RL} y D_{RU} es el $HS-5$, cuya forma y principales características se muestran en la Fig. C-4. Este disipador posee una resistencia térmica natural $R_\theta = 0.7^\circ C/W$, por lo que se utilizará sin ventilación forzada. Con esta resistencia térmica la temperatura de juntura máxima de los diodos del rectificador será $T_{j_{RL_{max}}} = 103.15^\circ C$ (suponiendo $T_a = 50^\circ C$).

Bibliografía

- [1] T. Tomita and N. Sharp Corp., “Blazing a new path to the future,” *Photovoltaic Energy Conversion, Conference Record of the 2006 IEEE 4th World Conference on*, vol. 2, pp. 2450–2453, May. 2016.
- [2] J. Driesen and R. Belmans, “A comparative study of a class of full bridge zero-voltage-switched pwm converters,” *Power Engineering Society General Meeting, 2006. IEEE*, 2006.
- [3] P. Chiradeja, “Benefit of distributed generation: A line loss reduction analysis,” *Transmission and Distribution Conference and Exhibition: Asia and Pacific, 2005 IEEE/PES*, pp. 1–5, 2005.
- [4] N. Hadjsaid, J.-F. Canard, and F. Dumas, “Dispersed generation impact on distribution networks,” *Computer Applications in Power, IEEE*, vol. 12, pp. 22–28, Apr. 1999.
- [5] M. El-Sayed and A. Arram, “Dispersed generation impact on distribution network expansion planning,” *Power Systems Conference, 2009. PSC '09.*, pp. 1–5, Mar. 1999.
- [6] L. Jianing, Z. Weiqi, Z. Rui, and Z. Jin, “Impacts of distributed renewable energy generations on smart grid operation and dispatch,” *Power and Energy Society General Meeting, 2012 IEEE*, pp. 1–5, Jul. 2012.

- [7] D. Martins and R. Demonti, "Grid connected pv system using two energy processing stages," *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE*, pp. 1649–1652, May. 2002.
- [8] M. Casaro and D. Martins, "Grid-connected pv system using a three-phase modified dual-stage inverter," *Power Electronics Conference, 2009. CO-BEP '09. Brazilian*, pp. 167–173, Sept./Oct. 2009.
- [9] A. Wong, D. Cheng, and Y. Lee, "Harmonic compensation for nonlinear loads by active power," *Power Electronics and Drive Systems, 1999. PEDS '99. Proceedings of the IEEE 1999 International Conference on*, vol. 2, pp. 894–899, Jul. 1999.
- [10] D. Casadei, G. Grandi, and C. Rossi, "Single-phase single-stage photovoltaic generation system based on a ripple correlation control maximum power point tracking," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 562–568, Jun. 2006.
- [11] S. Dhople, A. Davoudi, and P. Chapman, "Dual-stage converter to improve transfer efficiency and maximum power point tracking feasibility in photovoltaic energy-conversion systems," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE*, pp. 1048–2334, Feb. 2010.
- [12] Y. Jiang and J. Qahouq, "Evaluation of output current pv mppt controller with different step sizes and multiple panels or cells," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 1872–1876, Feb. 2012.
- [13] Y. Jiang, J. Qahouq, A. Hassan, E. Abdelkarem, and M. Orabi, "Load current based analog mppt controller for pv solar systems," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*, pp. 911–914, Feb. 2012.

- [14] H. Patangia, S. Gourisetti, A. Siddiqui, and S. Sharma, "A simplified pv model for low power mppt controller design," *Circuits and Systems (APC-CAS), 2010 IEEE Asia Pacific Conference on*, pp. 680–683, Dec. 2010.
- [15] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, and M. Vitelli, "Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 963–973, Jul. 2005.
- [16] T. Eswam and P. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 439–449, Jun. 2007.
- [17] J.-H. Park, J.-Y. Ahn, B.-H. Cho, and G.-J. Yu, "Dual-module-based maximum power point tracking control of photovoltaic systems," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1036–1047, Jun. 2006.
- [18] Y. Chen and K. Smedley, "A cost-effective single-stage inverter with maximum power point tracking," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1289–1294, Sept. 2004.
- [19] M. A. Masoum, H. Dehbonei, and E. F. Fuchs, "Theoretical and experimental analyses of photovoltaic systems with voltage and current-based maximum power-point tracking," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, pp. 514–522, Dec. 2002.
- [20] E. Koutroulis, K. Kalaitzakis, and N. Voulgaris, "Development of a microcontroller -based, photovoltaic maximum power point tracking control system," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 46–54, Jan. 2001.
- [21] Y.-C. Kuo, T.-J. Liang, and J.-F. Chen, "Novel maximum-power-point-tracking controller for photovoltaic energy conversion system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 594–601, Jun. 2001.

- [22] T. Noguchi, S. Togashi, and R. Nakamoto, "Short-current pulse-based maximum-power-point tracking method for multiple photovoltaic-and-converter module system," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 594–601, Feb. 2002.
- [23] D. Tsukiyama, Y. Fukuda, S. Miyake, S. Mekhilef, S.-K. Kwon, and M. Nakaoka, "A new 98% soft-switching full-bridge dc-dc converter based on secondary-side LC resonant principle for pv generation systems," *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*, pp. 1112–1119, Dec. 2012.
- [24] M. Pahlevaninezhad, P. Das, J. Drobnik, P. Jain, and A. Bakhshai, "A novel ZVZCS full-bridge dc/dc converter used for electric vehicles," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2752– 2769, Jun. 2012.
- [25] G. Bin, N. Jih-Sheng, L. ; Kees, and Z. Cong, "Hybrid-switching full-bridge dc/dc converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery chargers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1132– 1144, Mar. 2013.
- [26] K. Fathy, H. W. Lee, T. Mishima, and M. Nakaoka, "Boost-half bridge single power stage pwm dc-dc converter for small scale fuel cell stack," *Power and Energy Conference, 2006. PECon '06. IEEE International*, pp. 426 – 431, Nov. 2006.
- [27] C.-E. Kim, G.-W. Moon, and S.-K. Han, "Voltage doubler rectified boost-integrated half bridge (vdrbhb) converter for digital car audio amplifiers," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 2321 – 2330, Nov. 2007.

- [28] C. Yoon, J. Kim, and S. Choi, “Multiphase dc dc converters using a boost-half-bridge cell for high-voltage and high-power applications,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 381–388, Feb. 2011.
- [29] S. Jiang, D. Cao, Y. Li, and F. Z. Peng, “Grid-connected boost-half-bridge photovoltaic microinverter system using repetitive current control and maximum power point tracking,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 4711–4722, Nov. 2012.
- [30] B. York, W. Yu, and J.-S. Lai, “An integrated boost resonant converter for photovoltaic applications,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1199–1207, Mar. 2013.
- [31] B. York, W. Yu, and J.-S. Lai, “Hybrid-frequency modulation for PWM-integrated resonant converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 985–994, Feb. 2013.
- [32] C. A. Busada, “Convertidor cc-cc aislado de alta eficiencia apto para sistemas fotovoltaicos,” *XV Reunión de trabajo en procesamiento de la Información y Control*, Sept. 2013.
- [33] K.-H. Liu and F. Lee, “Zero-voltage switching technique in dc/dc converters,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 5, pp. 293–304, Jul. 1990.
- [34] J. Strydom, *Electromagnetic design of Integrated Resonator-Transformers*. PhD thesis, Rand Afrikaans University, South Africa, Dec. 2001.
- [35] J. Biela and J. Kolar, “Electromagnetic integration of high power resonant circuits comprising high leakage inductance transformers,” *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, pp. 4537–4545, Jun. 2004.
- [36] V. C. Valchev and A. V. D. Bossche, *Inductors and Transformers for Power Electronics*. CRC Press, 2005.

- [37] S. R. Thondapu, M. B. Borage, Y. D. Wanmode, and P. Shrivastava, “Improved expression for estimation of leakage inductance in e core using energy method,” *Advances in Power Electronics*, vol. 2012, Apr. 2012.
- [38] B. Yang, R. Chen, and F. Lee, “Integrated magnetic for llc resonant converter,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, vol. 1, pp. 346–351, Mar. 2002.
- [39] K. Wu, Q. Chen, K. Jin, and X. Ruan, “Integrated magnetic for hybrid full-bridge three-level llc resonant converter,” *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, pp. 1937–1941, Oct. 2008.
- [40] C. Busada and J. Solsona, “Nonlinear dynamic average model of a dc-dc converter,” *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, vol. 12, pp. 904–909, Aug. 2014.
- [41] R. Fantino and C. Busada, “Evaluación analítica y experimental de un convertidor cc-cc aislado apto para sistemas fotovoltaicos,” *Congreso Bienal de IEEE Argentina, ARGENCON 2014*, Jun. 2014.
- [42] N. Mohan and T. Undeland, *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. Wiley, 2002.
- [43] S. Cuk and R. D. Middlebrook, “Dc-to-dc switching converter,” *U.S. Patent: US4184197 A*, Jan. 1977.
- [44] S. Ang and A. Oliva, *Power-Switching Converters, Third Edition*. Boca Raton, Florida: CRC Press, 2011.
- [45] S. Lakshmikanth, T. Girikumar, and A. Rani, “Design of phase shift resonant converter using zero voltage switching,” *Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES 2007), 2007. ICTES. IET-UK International Conference on*, pp. 210–214, Dec. 2007.

- [46] Y.-S. Lai, Z.-J. Su, and Y.-T. Chang, “Novel phase-shift control technique for full-bridge converter to reduce thermal imbalance under light-load condition,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. PP, p. 1, Aug. 2014.
- [47] J. Sabate, V. Vlatkovic, R. Ridley, F. Lee, and B. Cho, “Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched pwm converter,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1990. APEC '90, Conference Proceedings 1990., Fifth Annual*, pp. 275–284, Mar. 1990.
- [48] W. Chen, F. Lee, M. Jovanovic, and J. Sabate, “Zero-voltage switching technique in dc/dc converters,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995. APEC '95. Conference Proceedings 1995., Tenth Annual*, vol. 2, pp. 893–899, Mar. 1995.
- [49] N. Bin Gu and Jih Sheng Lai ; Kees and C. Zheng, “Hybrid-switching full-bridge dc–dc converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery chargers,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1132–1144, Oct. 2012.
- [50] D. Gautam, F. Musavi, M. Edington, W. Eberle, and W. Dunford, “An automotive on-board 3.3 kw battery charger for phev application,” *Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2011 IEEEI*, pp. 1–6, Sept. 2011.
- [51] R. Redl, N. Sokal, and L. Balogh, “A novel soft-switching full-bridge dc/dc converter: Analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kw, 100 khz,” *Power Electronics Specialists Conference, 1990. PESC '90 Record., 21st Annual IEEE*, pp. 162–172, Jun. 1990.

- [52] Y. Jang, M. Jovanovic, and Y.-M. Chang, "A new zvs-pwm full-bridge converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 1122–1129, Aug. 2003.
- [53] D. Patterson, O.D. and Divan, "Pseudo-resonant full bridge dc/dc converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, pp. 671–678, Aug. 2002.
- [54] P. Jain, W. Kang, H. Soin, and Y. Xi, "Analysis and design considerations of a load and line independent zero voltage switching full bridge dc/dc converter topology," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 17, pp. 649–657, Sept. 2002.
- [55] X. Wu, J. Zhang, X. Xie, and Z. Qian, "Analysis and optimal design considerations for an improved full bridge zvs dc–dc converter with high efficiency," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1225–1234, Sept. 2006.
- [56] L. Mweene, C. Wright, and M. Schlecht, "A 1 kw, 500 khz front-end converter for a distributed power supply system," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1989. APEC' 89. Conference Proceedings 1989., Fourth Annual IEEE*, pp. 423–432, Mar. 1989.
- [57] J. Sabate, V. Vlatkovic, R. Ridley, and F. Lee, "High-voltage, high-power, zvs, full-bridge pwm converter employing an active snubber," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1991. APEC '91. Conference Proceedings, 1991., Sixth Annual*, pp. 158–163, Mar. 1991.
- [58] J.-G. Cho, J.-W. Baek, C.-Y. Jeong, and G.-H. Rim, "Novel zero-voltage and zero-current-switching full-bridge pwm converter using a simple auxiliary circuit," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 15–20, Aug. 2002.

- [59] X. Wu, X. Xie, C. Zhao, Z. Qian, and R. Zhao, “Low voltage and current stress zvzcs full bridge dc–dc converter using center tapped rectifier reset,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1470–1477, Mar. 2008.
- [60] E.-S. Kim and Y.-H. Kim, “A zvzcs pwm fb dc/dc converter using a modified energy-recovery snubber,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1120–1127, Mar. 2002.
- [61] X. Wu, X. Xie, J. Zhang, R. Zhao, and Z. Qian, “Soft switched full bridge dc–dc converter with reduced circulating loss and filter requirement,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1949–1955, Sept. 2007.
- [62] H. Li, F. Peng, and J. Lawler, “A natural zvs high-power bi-directional dc–dc converter with minimum number of devices,” in *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 3, pp. 1874–1881 vol.3, Sept. 2001.
- [63] H. Li, F. Z. Peng, and J. Lawler, “Modeling, simulation, and experimental verification of soft-switched bi-directional dc-dc converters,” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, vol. 2, pp. 736–742, Mar. 2001.
- [64] F. Peng, H. Li, G.-J. Su, and J. Lawler, “A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 54–65, Jan. 2004.
- [65] H. Li and F. Peng, “Modeling of a new zvs bi-directional dc-dc converter,” *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 272–283, Jan. 2004.

- [66] D. Liu and H. Li, “A zvs bi-directional dc–dc converter for multiple energy storage elements,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1513–1517, Sept. 2006.
- [67] ROHM-Semiconductor, *White paper, Silicon Carbide Schottky Barrier Diodes*. 6815 Flanders Drive, Suite 150, San Diego, CA 92121: ROHM Semiconductor.
- [68] M. K. Kazimierczuk, *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. Wiley, 2008.
- [69] MATLAB, *version 7.10.0.499 (R2010a)*. Natick, Massachusetts, U.S.A.: The MathWorks Inc., 2010.
- [70] D. Graovac and M. Pürschel, *Application Note V1.1, IGBT Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters*. Infineon, Jan. 2009.
- [71] E. Kriezis, T. Tsiboukis, S. Panas, and J. Tegopoulos, “Eddy currents: theory and applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 80, pp. 1559–1589, Oct. 1992.
- [72] L. Dixon, “Eddy current losses in circuit wiring,” *Unitrode Seminar Manual SEM600*, 1988.
- [73] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Springer, 2001.
- [74] P. Dowell, “Effects of eddy currents in transformer windings,” *Electrical Engineers, Proceedings of the Institution of*, vol. 113, pp. 1387–1394, Aug. 1966.
- [75] J. Muhlethaler, J. Biela, J. ; Kolar, and A. Ecklebe, “Core losses under dc bias condition based on steinmetz parameters,” *Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International*, pp. 2430 – 2437, Jun. 2010.

- [76] S. J. Chapman, *Máquinas eléctricas*. Mc. Graw Hill, cuarta ed., 2005.
- [77] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*. CRC Press, third ed., 2004.
- [78] Z. Ouyang, O. Thomsen, and M. Andersen, “The analysis and comparison of leakage inductance in different winding arrangements for planar transformer,” *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*, pp. 1143 – 1148, Nov. 2009.
- [79] J. Pollock and C. Sullivan, “Gapped-inductor foil windings with low ac and dc resistance,” *Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE*, vol. 1, Oct. 2004.
- [80] A. Sinclair and J. Ferreira, “Optimal shape for ac foil conductors,” *Power Electronics Specialists Conference, 1995. PESC '95 Record., 26th Annual IEEE*, vol. 2, pp. 1064– 1069, Jun. 1995.
- [81] A. Nysveen and M. Hernes, “Minimum loss design of a 100 khz inductor with foil windings,” *Power Electronics and Applications, 1993., Fifth European Conference on*, vol. 3, pp. 106– 111, Sept. 1993.
- [82] N. Kutkut and D. Divan, “Optimal air-gap design in high-frequency foil windings,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, pp. 942– 949, Sept. 1998.
- [83] Epcos, *Ferrites and Accessories - Data Book*. TDK Corporation, 2013.
- [84] A. Van den Bossche, V. Valchev, and G. Georgiev, “Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms,” *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, Jun. 2004.
- [85] J. Li, T. Abdallah, and C. Sullivan, “Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms,” *Industry Applications Conference, 2001. Thirty-*

- Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 4, pp. 2203 – 2210, Sept.-Oct. 2001.
- [86] J.-P. Vandelac and P. Ziogas, “A novel approach for minimizing high-frequency transformer copper losses,” *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 3, pp. 266–277, Jul. 1988.
- [87] K.-J. Lee and R.-Y. Kim, “An adaptive maximum power point tracking scheme based on a variable scaling factor for photovoltaic systems,” *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1002 – 1008, Dec. 2012.
- [88] K. Hasan, M. Haque, M. Negnevitsky, and K. Muttaqi, “Output quality evaluation of photovoltaic systems with different current control methods of switch-mode converters,” *Harmonics and Quality of Power, 2008. ICHQP 2008. 13th International Conference on*, pp. 1 – 6, Sept. 2008.
- [89] R. Middlebrook and S. Cuk, “A general unified approach to modelling switching-converter power stages,” *IEEE Power Electronics Specialist Conference*, Jun. 1976.
- [90] H. Li and F. Peng, “Modeling of a new ZVS bi-directional dc-dc converter,” *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 272–283, Jun. 2004.
- [91] G. Demetriades and H.-P. Nee, “Small-signal analysis of the half-bridge soft-switching uni-directional converter employing extended state-space averaging,” *Power Electronics Specialists Conference, 2008. PESC 2008. IEEE*, pp. 385–391, Jun. 2008.
- [92] R. Marino and P. Tomei, *Nonlinear Control Design*. Prentice Hall, 1995.
- [93] N. S. Nise, *Control Systems Engineering*. John Wiley & Sons, Inc., 2010.
- [94] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 2002.

- [95] W. Research, *Mathematica version 7.0.0*. Champaign, Illinois, U.S.A.: Wolfram Research, 2008.
- [96] R. J. Vaccaro, *Digital control: A State-Space Approach*. McGraw-Hill, 1995.
- [97] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley, 1995.
- [98] C. L. Phillips and H. T. Nagle, *Digital Control System Analysis and Design*. Prentice Hall, 1995.
- [99] R. M. N. Viadana, *Ingeniería de control :Analógica y digital*. McGraw-Hill, 2004.
- [100] International Rectifier, *IRGP50B60PD1; WARP2 SERIES IGBT WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE*, 2006.
- [101] Cree, Inc., *C4D08120A; Silicon Carbide Schottky Diode*, 2014.
- [102] International Rectifier, *Application Note AN-983, IGBT Characteristics*. International Rectifier, Jul. 2012.
- [103] K. Oh, *Application Note 9016, IGBT Basics 1*. Fairchild Semiconductor Corp., Feb. 2001.
- [104] C. Blake and C. Bull, *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*. International Rectifier., 1998.
- [105] R. Fantino, C. Busada, and J. Solsona, “Current controller for a bidirectional boost input stage equipped with an LCL filter,” *Energy*, vol. 84, pp. 91–97, May. 2015.