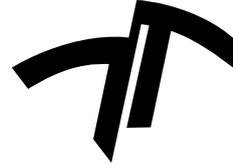




UNIVERSIDAD NACIONAL  
*de* MAR DEL PLATA  
.....



FACULTAD DE  
INGENIERÍA  
.....

PROYECTO FINAL

*Laboratorio de Instrumentación  
y Control*

---

# Estudio e Implementación de un Convertidor Resonante Serie de Medio Puente

---

Luis Gabriel MACRI

*Director:*

Dr. Rogelio GARCIA RETEGUI

*Co-Director:*

Dr. Sebastian MAESTRI

...  
2 de diciembre de 2016  
...



RINFI se desarrolla en forma conjunta entre el INTEMA y la Biblioteca de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata.

Tiene como objetivo recopilar, organizar, gestionar, difundir y preservar documentos digitales en Ingeniería, Ciencia y Tecnología de Materiales y Ciencias Afines.

A través del Acceso Abierto, se pretende aumentar la visibilidad y el impacto de los resultados de la investigación, asumiendo las políticas y cumpliendo con los protocolos y estándares internacionales para la interoperabilidad entre repositorios



Esta obra está bajo una [Licencia Creative Commons Atribución-  
NoComercial-CompartirIgual 4.0 Internacional](https://creativecommons.org/licenses/by-nc-sa/4.0/).



A mi madre,

# Índice general

<b>Agradecimientos</b>	<b>1</b>
<b>Resumen</b>	<b>2</b>
<b>1. Introducción</b>	<b>3</b>
1.1. Introducción general . . . . .	3
1.2. Objetivos . . . . .	4
<b>2. Análisis de la topología</b>	<b>7</b>
2.1. Consideraciones en el modo de operación DCM . . . . .	8
2.2. Ecuaciones diferenciales . . . . .	10
2.2.1. Primer ciclo, conducción de $SW_1$ y $D_1$ . . . . .	11
2.2.2. Segundo ciclo, conducción de $SW_2$ y $D_2$ . . . . .	15
2.3. Ecuaciones temporales . . . . .	18
2.3.1. Primer ciclo, conducción de $SW_1$ y $D_1$ . . . . .	18
2.3.2. Segundo ciclo, conducción de $SW_2$ y $D_2$ . . . . .	20
2.3.3. Ecuaciones de ciclo completo . . . . .	22
<b>3. Estudio del sistema ante distintas situaciones de carga</b>	<b>28</b>

---

3.1. Funcionamiento con variaciones suaves en la tensión de salida . . . . .	29
3.1.1. Carga del condensador de salida desde tensión cero . . . . .	29
3.1.2. Carga del capacitor de salida con tensión inicial no nula . . . . .	35
3.2. Respuesta ante descargas del condensador de salida . . . . .	43
3.2.1. Descarga abrupta sobre el fin de carga . . . . .	43
3.2.2. Descarga con pulso de corriente estándar . . . . .	45
<b>4. Diseño de la etapa de potencia</b>	<b>48</b>
4.1. Llaves del lado primario . . . . .	48
4.1.1. Selección del dispositivo . . . . .	48
4.1.2. Diseño del <i>driver</i> . . . . .	52
4.1.3. Análisis térmico: diseño del disipador . . . . .	57
4.2. Diodos de salida . . . . .	64
4.2.1. Selección del dispositivo . . . . .	64
4.2.2. Análisis térmico: diseño del disipador . . . . .	65
4.3. Capacitores resonantes . . . . .	67
4.4. Transformador de potencia . . . . .	69
4.4.1. Selección del núcleo . . . . .	69
4.4.2. Diseño de los bobinados . . . . .	70
4.4.3. Cálculo de pérdidas y elevación de temperatura . . . . .	75
4.4.4. Inductancia de pérdidas . . . . .	78
4.5. Inductor resonante . . . . .	79
4.5.1. Selección del núcleo . . . . .	79
4.5.2. Diseño del bobinado . . . . .	80
4.5.3. Cálculo de pérdidas y elevación de temperatura . . . . .	84

---

4.5.4. Medición experimental de los elementos magnéticos . . . . .	85
4.6. Carga fantasma . . . . .	87
<b>5. Control del convertidor</b>	<b>90</b>
5.1. Medición de la tensión de carga . . . . .	91
5.2. Etapa de fin de carga . . . . .	93
5.3. Etapa de protección . . . . .	95
5.4. Controlador . . . . .	98
<b>6. Resultados experimentales</b>	<b>104</b>
6.1. Caracterización de fenómenos parásitos . . . . .	106
6.1.1. Capacidad parásita de las llaves y <i>snubber</i> . . . . .	108
6.1.2. Capacidad parásita de los diodos del puente rectificador . . .	110
6.1.3. Inductancias de dispersión . . . . .	113
6.1.4. Validación experimental del modelo con elementos parásitos	115
6.2. Análisis de las formas de onda internas de resonancia . . . . .	122
6.2.1. Evolución de las condiciones iniciales de resonancia . . . . .	123
6.2.2. Situación transitoria de carga: Condiciones iniciales no ecua-	
lizadas y capacitor descargado . . . . .	125
6.2.3. Situación transitoria de carga: Condiciones iniciales ecuali-	
zadas y $V_o \neq 0$ . . . . .	126
6.3. Ensayos de operación de carga . . . . .	127
6.3.1. Carga completa desde tensión cero . . . . .	127
6.3.2. Inicio suave de carga . . . . .	129
6.3.3. Finalización suave de carga . . . . .	130

**7. Conclusiones** **131**

**Apéndices** **135**

A. Ecuación “*producto de áreas*” . . . . . 136

B. Esquemáticos del convertidor . . . . . 140

**Bibliografía** **143**

# Índice de figuras

1.1. Bloques básicos del convertidor . . . . .	4
2.1. Etapa de potencia del convertidor resonante de medio puente . . . . .	8
2.2. Corriente en el inductor $L_1$ . . . . .	9
2.3. Circuito resultante en conducción de $SW_1$ y $D_1$ . . . . .	11
2.4. Circuitos resultantes en conducción de $SW_1$ y $D_1$ . . . . .	12
2.5. Circuito resultante en conducción de $SW_2$ y $D_2$ . . . . .	15
2.6. Circuitos resultantes en conducción de $SW_2$ y $D_2$ . . . . .	16
3.1. Plano de fase $I_{L1}$ vs. $V_{Ck}$ . . . . .	31
3.2. Corriente en el inductor $L_1$ . . . . .	31
3.3. Plano de fase $I_{L1}$ vs. $V_{Ck}$ . . . . .	32
3.4. Corriente en el inductor $L_1$ . . . . .	32
3.5. Plano de fase $I_{L1}$ vs. $V_{Ck}$ . . . . .	33
3.6. Corriente en el inductor $L_1$ . . . . .	33
3.7. Espiral decreciente al llegar al fin de carga . . . . .	34
3.8. Cuatro semiciclos de diferente amplitud . . . . .	36
3.9. Tres semiciclos, uno nulo . . . . .	37
3.10. Desplazamiento del gráfico hacia la izquierda en el tiempo . . . . .	37

3.11. Plano de fase $I_{L1}$ vs. $V_{Ck}$ . . . . .	38
3.12. Corriente en el inductor $L_1$ . . . . .	38
3.13. Plano de fase $I_{L1}$ vs. $V_{Ck}$ . . . . .	40
3.14. Corriente en el inductor $L_1$ . . . . .	40
3.15. Espiral creciente hasta alcanzar un ciclo estable . . . . .	41
3.16. Espiral creciente hasta alcanzar un ciclo estable . . . . .	42
3.17. Evolución de la tensión y corriente de resonancia . . . . .	42
3.18. Descarga completa de $C_3$ . . . . .	44
3.19. Plano de fase $I_{L1}$ vs. $V_{Ck}$ . . . . .	45
3.20. Pulso de descarga estimado . . . . .	46
3.21. Plano de fase $I_{L1}$ vs. $V_{Ck}$ . . . . .	46
4.1. Etapa de potencia del cargador . . . . .	49
4.2. Capas presentes en un dispositivo IGBT . . . . .	53
4.3. Capacidades internas de un IGBT . . . . .	53
4.4. Extrapolación de la carga de gate del IGBT . . . . .	54
4.5. Evolución de la tensión y corriente de <i>gate</i> de un IGBT durante el encendido . . . . .	55
4.6. Retardo entre las señales de entrada y salida del driver . . . . .	56
4.7. Circuito térmico equivalente de los dispositivos IGBT . . . . .	57
4.8. Pulso de descarga estimado . . . . .	60
4.9. Circuito térmico equivalente para un único IGBT . . . . .	60
4.10. Disipador <i>ZD-1</i> de <i>International Alu-El SRL</i> . . . . .	62
4.11. Evolución de la temperatura de juntura con disipador . . . . .	63
4.12. Circuito térmico equivalente para dos diodos y un disipador . . . . .	66

4.13. Curvas típicas de tensión-frecuencia para capacitores de papel . . . . .	68
4.14. Profundidad de penetración $\delta$ . . . . .	72
4.15. Mayor área de conducción con una misma profundidad de penetra- ción $\delta$ . . . . .	73
4.16. Circuito magnético con entrehierro . . . . .	81
4.17. Esquema de núcleo con entrehierro . . . . .	82
4.18. Gráfica de la Ecuación (4.50) en función del entrehierro $l_g$ . . . . .	83
4.19. Diagrama de medición del Q-metro . . . . .	86
4.20. Carga fantasma . . . . .	88
4.21. Circuito implementado de la carga fantasma . . . . .	89
5.1. Diagrama simplificado del control . . . . .	91
5.2. Filtro Sallen-Key pasabajos . . . . .	92
5.3. Diagrama simplificado de la etapa de finalización de carga . . . . .	93
5.4. Diagrama temporal de las tensiones involucradas en la detección de fin de carga . . . . .	95
5.5. Esquema de las señales de falla . . . . .	96
5.6. Retardo de la señal de falla por sobretensión . . . . .	97
5.7. Diagrama en bloques del UC3865 . . . . .	98
5.8. Amplificador de error y oscilador controlado por tensión del <i>UC3865</i>	100
5.9. Implementación del controlador . . . . .	103
6.1. Diagrama del banco de medición empleado . . . . .	105
6.2. Sistema de descarga instrumentado para los ensayos . . . . .	105
6.3. Circuito de simulación con inclusión de elementos parásitos . . . . .	107

6.4. Resonancia debida a la presencia de una capacidad parásita en las llaves . . . . .	108
6.5. Modelo de simulación de la resonancia parásita . . . . .	109
6.6. Resonancia mitigada con la presencia de un circuito <i>snubber</i> . . . . .	110
6.7. Fenómenos ocasionados por la presencia de elementos parásitos . . . . .	111
6.8. Curva de tensión sobre el inductor . . . . .	111
6.9. Modelo circuital de los diodos rectificadores . . . . .	112
6.10. Tensión y corriente para $V_o \sim 0\text{ V}$ . . . . .	115
6.11. Fenómenos observados sobre la corriente de salida . . . . .	116
6.12. Circuito resonante de alta frecuencia . . . . .	117
6.13. Fenómenos observados sobre la corriente de salida . . . . .	118
6.14. Fenómenos observados en la tensión del transformador . . . . .	118
6.15. Curva ideal de la tensión en el bobinado secundario . . . . .	119
6.16. Corriente que circula a través del bobinado secundario . . . . .	120
6.17. Fenómenos observados en la tensión de salida . . . . .	120
6.18. Tensión y corriente para $V_o = 40\text{ V}$ . . . . .	121
6.19. Tensión y corriente para $V_o = 93\text{ V}$ . . . . .	122
6.20. Resonancia durante el comienzo de carga . . . . .	124
6.21. Resonancia con $V_o = 100\text{ V}$ . . . . .	124
6.22. Comienzo desbalanceado de carga . . . . .	125
6.23. Ecuilibración de las condiciones iniciales de los ciclos de resonancia . . . . .	126
6.24. Puesta en funcionamiento con condiciones iniciales no ideales . . . . .	127
6.25. Ciclo completo de carga a 100V . . . . .	128
6.26. Etapa de carga suave al comienzo del funcionamiento del equipo . . . . .	129
6.27. Etapa de carga suave durante la recarga . . . . .	130

---

A.1. Transformador ideal . . . . .	136
A.2. Flujo magnético en el núcleo . . . . .	138
B.1. Esquemático del circuito de control del convertidor . . . . .	141
B.2. Esquemático del circuito de potencia . . . . .	142

# Índice de tablas

1.1. Características del cargador . . . . .	5
2.1. Tensiones y corrientes máximas de funcionamiento del cargador en conducción simétrica . . . . .	27
3.1. Ratings de tensión y corriente del primer caso . . . . .	35
3.2. Ratings de tensión y corriente para el caso de tensión inicial no nula en el capacitor de salida . . . . .	43
3.3. Tensiones y corrientes máximas de funcionamiento del cargador . . .	47
4.1. Tensiones máximas de las llaves del circuito primario . . . . .	50
4.2. Características principales del dispositivo <i>IHW40N60RF</i> . . . . .	51
4.3. Características principales del dispositivo <i>IKW50N65H5</i> . . . . .	52
4.4. Ratings mínimos de los diodos del puente rectificador . . . . .	64
4.5. Características de los diodos rectificadores <i>C3D10170H</i> de <i>Cree Inc.</i>	65
4.6. Ratings de los capacitores resonantes . . . . .	67
4.7. Especificaciones del transformador de potencia . . . . .	69
4.8. Características del transformador de potencia . . . . .	78
4.9. Especificaciones del inductor resonante . . . . .	79

---

4.10. Características del inductor resonante . . . . .	85
4.11. Componentes del circuito de carga artificial . . . . .	89
6.1. Resumen de los elementos de dispersión previamente analizados . .	106
6.2. Resumen de los elementos de dispersión caracterizados en esta sección	114
6.3. Variación de la frecuencia de oscilación con $V_o$ . . . . .	117



# Agradecimientos

En primer lugar, quiero agradecer a mi madre Marta que sin ella este trabajo no hubiese existido. Gracias por tanto esfuerzo y sacrificio todos estos años.

Además quiero agradecer a mi abuelo Oscar, que siempre estuvo para mí.

Finalmente quiero agradecer a los integrantes del Laboratorio de Instrumentación y Control, en especial a Pablo Antoszczuk y Emiliano Penovi, por el tiempo dedicado a colaborar en este proyecto. A los directores Rogelio García Retegui y Sebastián Maestri, gracias por la oportunidad de trabajar allí y seguir aprendiendo.

# Resumen

Este trabajo presenta un análisis teórico y finalmente un diseño e implementación de un convertidor continua-continua resonante serie de medio puente. En el estudio teórico se analiza el comportamiento ideal en el plano temporal y también en el plano transformado. Luego, para poder estudiar la estabilidad del equipo se consideran diferentes situaciones de operación en el plano de fase mediante simulaciones realizadas con el software NL5 de *Sidelinesoft*<sup>1</sup>. Este estudio proporciona una estimación de sus condiciones de funcionamiento reales, lo que luego se traduce como criterios de diseño y selección de componentes. Por último se presentan los resultados experimentales de un prototipo de 2 kW.

---

<sup>1</sup>Este programa (<http://nl5.sidelinesoft.com/>) requiere una licencia paga. Sin embargo, el desarrollador de este software provee una alternativa gratuita con menos características llamado IdealCircuit, con el que es posible trabajar de manera idéntica en el análisis de este convertidor (<http://ic.sidelinesoft.com/>).

# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1. Introducción general

Un convertidor resonante serie de medio puente (abreviado HBSRC por sus siglas en inglés, *Half-Bridge Series Resonant Converter*) es un dispositivo empleado para la conversión de tensión continua-continua. A pesar de que esta topología existe desde hace muchos años, solo recientemente ha ganado reconocimiento en la industria. En muchas aplicaciones como televisores de pantalla plana o fuentes de computadoras de escritorio donde los requerimientos de eficiencia y densidad de corriente se vuelven cada vez más exigentes, el convertidor resonante en su topología de medio puente es una excelente solución debido a sus amplios beneficios en términos de eficiencia y bajo ruido de conmutación [16][17].

Su funcionamiento interno puede ser analizado como dos convertidores sepa-

rados para su simplificación: una etapa de conversión continua-alterna seguida de una conversión alterna-continua. La primer etapa consiste en un circuito resonante  $LC$  de segundo orden alimentado por una fuente DC. Esta parte se puede considerar también como dos convertidores directos *espalda con espalda* alimentados con la misma fuente, entregando potencia a la carga individualmente de forma alterna cada medio ciclo [11]. Esta configuración produce una corriente de alterna senoidal que luego es rectificada por la siguiente etapa.

La segunda etapa está conformada por un puente rectificador de onda completa estándar que alimenta una carga. Ambas se relacionan mediante un transformador que transfiere energía de una etapa a la siguiente. La tensión de salida final del equipo completo se obtiene de este último condensador que es cargado a través de corriente pulsada.

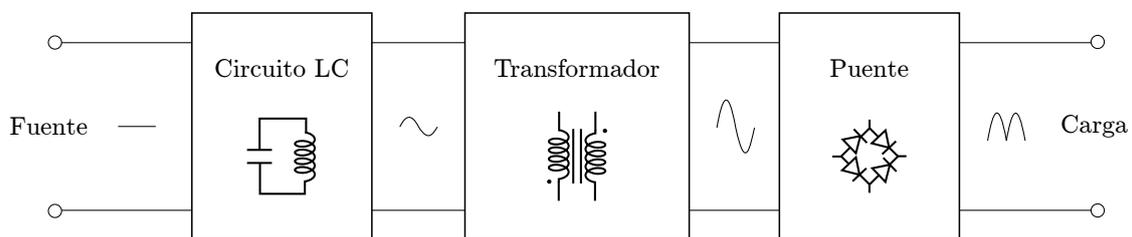


Figura 1.1: Bloques básicos del convertidor

## 1.2. Objetivos

El presente trabajo está orientado al diseño e implementación de un sistema de carga de capacitores, basado en un convertidor resonante de medio puente. El desarrollo de este convertidor es de gran utilidad para el Laboratorio de Instru-

mentación y Control, ya que permite realizar la carga controlada de un bus de continua, etapa común en la mayoría de los convertidores utilizados.

El convertidor se diseña con las siguientes características:

Potencia de carga	2 kW
Corriente promedio de salida	2 A
Tensión máxima de carga	1000 V
Bus de alimentación	400 V

Tabla 1.1: Características del cargador

El convertidor se pretende emplear con cargas del orden de los 2 mF por lo que se esperan tiempos de carga de 0 a 1000 V de alrededor de 1 segundo.

Debido a la sencillez del mismo, que a su vez involucra grandes conceptos detrás de su funcionamiento, se propone realizar un estudio teórico del mismo analizando los distintos ciclos de operación bajo diferentes condiciones de carga. Además, se realiza la implementación de un prototipo experimental de 2 kW.

El proyecto se dividió en las siguientes etapas:

- Estudio del principio de funcionamiento de los convertidores resonantes medio puente
- Planteo de las ecuaciones diferenciales que describen la evolución de las distintas variables del sistema
- Análisis mediante plano de fase de los casos de operación del sistema en relación con distintas condiciones iniciales de puesta en marcha del equipo.
- Establecimiento de los rangos de operación de los dispositivos en los distintos casos de operación y planteo de los rangos más exigentes para cada

dispositivo.

- Verificación mediante simulación de los rangos de operación
- Diseño de la etapa de potencia del convertidor
- Selección del dispositivo de control para regular la potencia entregada
- Construcción de la etapa de potencia y del sistema de control del convertidor
- Ensayo experimental del sistema

# Capítulo 2

## Análisis de la topología

En la Figura 2.1 se muestra un diagrama circuital de la etapa de potencia del convertidor resonante serie de medio puente que se evaluará en este trabajo. La etapa de entrada del convertidor se constituye de una estructura semi-puente, en la cual en una de las piernas se disponen las llaves con sus respectivos diodos en anti-paralelo y en la otra pierna un par de capacitores ( $C_1$  y  $C_2$ ) en serie. La salida del semi-puente se conecta a un inductor ( $L_1$ ) y al primario de un transformador de alta frecuencia ( $T_1$ ). Este transformador proporciona aislación galvánica entre la entrada y la salida. La etapa de salida esta formada por un rectificador puente de onda completa, el cual se encarga de suministrar los pulsos de corriente de carga al capacitor de salida. Este convertidor puede emplearse en dos modos diferentes: conducción continua (CCM) o conducción discontinua (DCM). El modo de operación DCM permite operar al convertidor conmutando los dispositivos semiconductores con corriente y tensión cero (ZCS y ZVS). De esta forma, se redu-

cen significativamente las pérdidas por conmutación. Por esta razón, será el modo analizado en este trabajo.

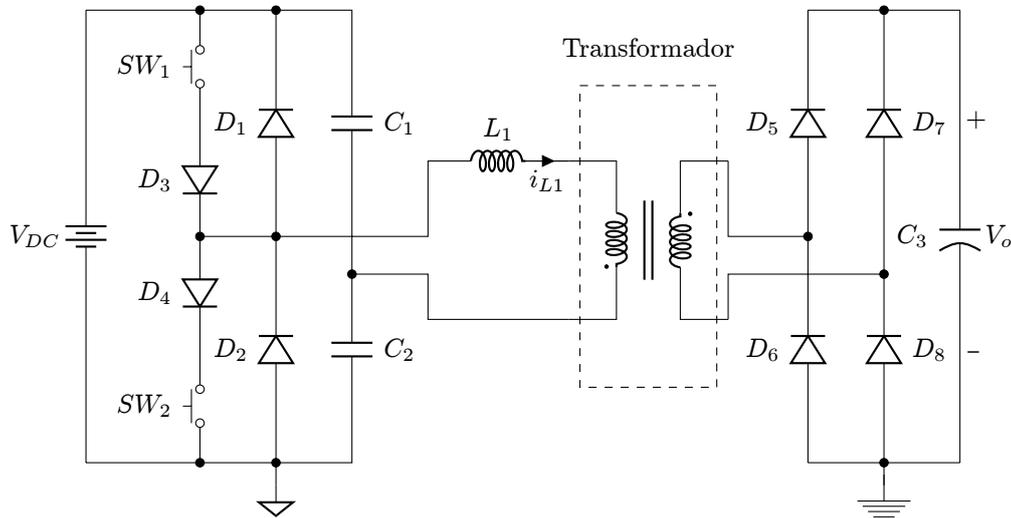
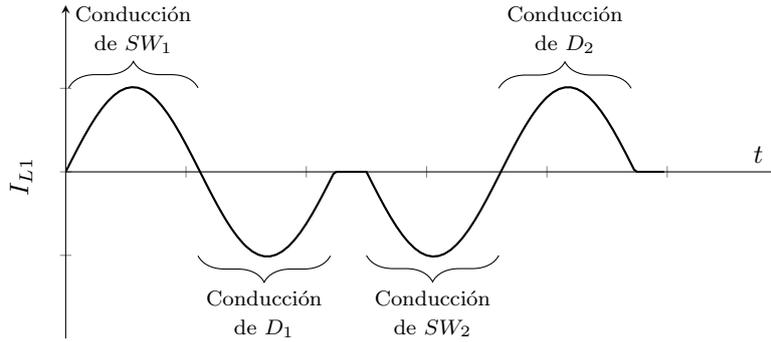


Figura 2.1: Etapa de potencia del convertidor resonante de medio puente

## 2.1. Consideraciones en el modo de operación DCM

Como el convertidor será empleado en conducción discontinua, se pretende que la corriente senoidal finalice su ciclo antes de que comience el nuevo ciclo de carga, es decir que el tiempo de disparo entre las dos llaves deberá ser mayor que la duración del período de la senoidal de corriente a través de  $L_1$ .

Como se observa en la Figura 2.1, el funcionamiento es simétrico para el disparo de ambas llaves, por lo que se espera en principio que ambos ciclos de carga sean idénticos lo cual se ve reflejado en la Figura 2.2.

Figura 2.2: Corriente en el inductor  $L_1$ 

Como se puede observar, este modelo en particular tiene una característica muy importante: conmuta con corriente nula. Esto se logra gracias a los diodos antiparalelos ( $D_1$ ,  $D_2$ ) que permiten que se abra la llave correspondiente antes de disparar la otra y el ciclo de senoidal finalice sin problemas. También es importante notar el tiempo muerto entre un ciclo de carga y el siguiente, característico de la conducción discontinua, en donde el equipo aguarda un nuevo pulso que habilite la llave siguiente.

El transformador ayuda en la simplificación del diseño debido a que  $C_3$  no afecta la frecuencia de resonancia. La razón de esto es que la relación de vueltas hace que el capacitor  $C_3$  reflejado al primario resulte mucho más grande que  $C_1$  y  $C_2$ . Luego, la misma resulta:

$$\omega = 2\pi f_k = \sqrt{\frac{1}{L_1} \left( \frac{1}{C_k} + \frac{1}{C'_3} \right)} \approx \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \quad (2.1)$$

donde  $C_k = C_1 + C_2$  y  $C'_3 = N^2 C_3$  siendo  $N$  la relación de vueltas del transformador.

A continuación, se realizará un estudio del sistema simplificado mediante los análisis separados de dos estados del circuito diferentes, correspondientes a  $SW_1 = ON$   $SW_2 = OFF$  y  $SW_1 = OFF$   $SW_2 = ON$ .

## 2.2. Ecuaciones diferenciales

En esta sección, se analiza la dinámica del sistema, observando el orden del circuito. A simple vista se observan 5 elementos que almacenan energía, los que en análisis de estados se corresponden con posibles variables de estado. Estos son los capacitores  $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$ , el inductor  $L_1$  y el transformador  $T_1$ . Sin embargo el estudio puede verse simplificado haciendo algunas consideraciones simples. En principio se observa que las tensiones sobre  $C_1$  y  $C_2$  están enlazadas mediante la tensión  $V_{DC}$  por lo que estos elementos dan lugar a una sola variable de estado. En segundo lugar, el transformador no se emplea de forma de que almacene energía en su núcleo para transferirla más tarde al circuito secundario, sino que opera transfiriendo la energía en forma instantánea. Finalmente se puede suponer que la carga del capacitor  $C_3$  es lo suficientemente lenta como para considerar la tensión sobre el mismo constante al cabo de un ciclo completo de resonancia, lo cual permite simplificar esta tensión como una fuente, como se verá más adelante. Para los valores de los elementos seleccionados esta simplificación es válida pero podría no serlo en otros casos, en donde habría que considerar entonces a este elemento como una variable de estado más. El resultado entonces es que este circuito se comporta como un sistema de dos variables de estado.

Para ver la evolución de dichas variables de estado se dividirá el estudio en dos ciclos de conducción, el primero iniciado por  $SW_1$  y finalizado a través de  $D_1$ , y el segundo iniciado por  $SW_2$  y completado finalmente a través de  $D_2$ . Para este análisis se van a considerar dispositivos semiconductores ideales, por lo tanto en estado de conducción no presentan caída de tensión entre sus terminales.

### 2.2.1. Primer ciclo, conducción de $SW_1$ y $D_1$

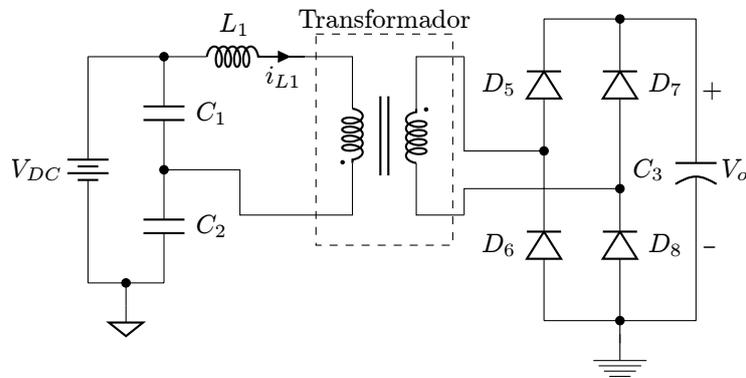


Figura 2.3: Circuito resultante en conducción de  $SW_1$  y  $D_1$

En la Figura 2.3 se muestra un circuito simplificado, en el cual se asume que  $SW_1$  o  $D_1$  está en conducción. Adicionalmente, se puede considerar al capacitor  $C_3$  de salida como una fuente de tensión reflejada por la relación de vueltas del transformador hacia el enrollamiento primario. Se necesitará dividir este caso en otros dos casos: (I) Fuente reflejada  $V'_o = \frac{n_1}{n_2} \times V_o$  y (II)  $V'_o = \frac{n_1}{n_2} \times (-V_o)$ , debido a que la tensión vista en los bornes del bobinado primario del transformador depende del signo de la corriente a través del mismo, ya que se alterna la conducción de los diodos de salida. Para simplificar el estudio matemático, se unificarán ambos casos considerando una tensión de salida de valor  $\pm V'_o$  (siendo esta definición de

$V'_o$  en valor absoluto).

Así, la topología resulta la mostrada en la Figura 2.4a, y el circuito resonante equivalente en la Figura 2.4b, donde  $C_k = C_1 + C_2$ .

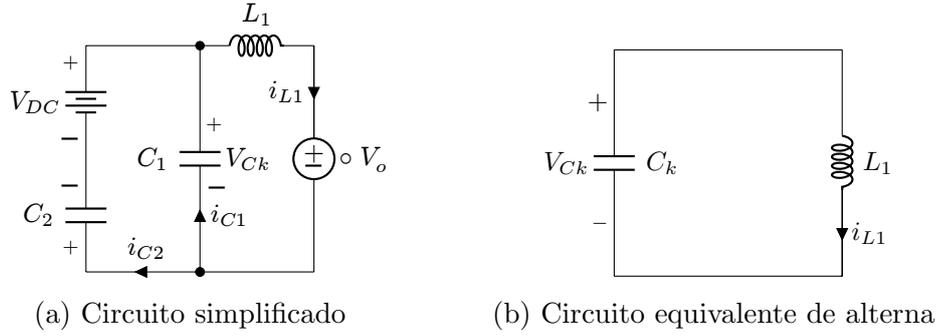


Figura 2.4: Circuitos resultantes en conducción de  $SW_1$  y  $D_1$

De este circuito resonante resultan las siguientes ecuaciones temporales en tensión y corriente que muestran el flujo de energía de un elemento al otro.

$$v_{Ck}(t) = \frac{1}{C_k} \int_0^t -i_{L1}(\tau) d\tau + V_{Ck_i} \quad (2.2)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^t (v_{Ck}(\tau) - (\pm V'_o)) d\tau \quad (2.3)$$

donde  $V_{Ck_i}$  es la tensión inicial de la capacidad equivalente, que en este caso coincide con la tensión en  $C_1$ . Luego, derivando ambas ecuaciones se obtiene:

$$\frac{d}{dt} v_{Ck}(t) = \frac{-i_{L1}(t)}{C_k} \quad (2.4)$$

$$\frac{d}{dt}i_{L1}(t) = \frac{v_{Ck}(t) - (\pm V'_o)}{L_1} \quad (2.5)$$

A partir de estas ecuaciones se puede plantear un modelo de estados para el circuito equivalente de la forma:

$$\begin{cases} v_{\dot{C}k} = -\frac{i_{L1}}{C_k} \\ i_{\dot{L}1} = \frac{v_{Ck}}{L_1} - \frac{\pm V'_o}{L_1} \end{cases} \quad (2.6)$$

Ahora se procederá a analizar el comportamiento de este modelo de estados en el plano de fase. Para ello se realiza un paso intermedio para facilitar el cálculo, haciendo una traslación del sistema a su punto singular.

Haciendo nula las derivadas se obtienen los siguientes valores:

$$\begin{cases} v_{\dot{C}k} = 0 \\ i_{\dot{L}1} = 0 \end{cases} \implies \begin{cases} v_{Ck_0} = \pm V'_o \\ i_{L1_0} = 0 \end{cases} \quad (2.7)$$

Para lograr el modelo simplificado se realizan los siguientes reemplazos de variables:

$$\begin{cases} x_1 = v_{Ck}(t) - (\pm V'_o) \\ x_2 = i_{L1}(t) \end{cases} \quad (2.8)$$

Luego, el modelo de estados desplazado resulta de la siguiente forma:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{x_2}{C_1+C_2} \\ \dot{x}_2 = \frac{x_1}{L_1} \end{cases} \quad (2.9)$$

Ahora se procede a calcular cual será la forma descrita por este sistema en el plano de fase. Realizando un cociente entre el par de igualdades, se obtiene una ecuación diferencial a variables separables, que simplemente se resuelve integrando.

$$\frac{\dot{x}_1}{\dot{x}_2} = \frac{-x_2/(C_1+C_2)}{x_1/L_1} \implies \frac{x_1}{L_1} dx_1 = -\frac{x_2}{C_1+C_2} dx_2$$

$$\frac{1}{L_1} \int_0^t x_1 dx_1 = -\frac{1}{C_1+C_2} \int_0^t x_2 dx_2 \implies \frac{x_1^2}{L_1} + \alpha = -\frac{x_2^2}{C_1+C_2} + \beta$$

Volviendo al sistema con las variables originales, se obtiene un sistema de elipses.

$$\frac{i_{L_1}^2(t)}{C_1+C_2} + \frac{(v_{C_k}(t) - (\pm V'_o))^2}{L_1} = \gamma \quad (2.10)$$

Para simplificar el análisis en el plano de fase, se introducirá la variable  $Z_n = \sqrt{\frac{L_1}{C_1+C_2}}$  que corresponde a la impedancia característica del circuito y se seleccionará  $Z_n \times I_{L_1}$  en lugar de  $I_{L_1}$  como variable de estado. También se puede reemplazar  $v_{C_k}$  por  $v_{C_1}$  para poner todo en términos de las variables del circuito.

De esta forma, se obtienen circunferencias con el centro desplazado, es decir:

$$(Z_n i_{L1}(t))^2 + (v_{C1}(t) - (\pm V'_o))^2 = \rho^2 \quad (2.11)$$

### 2.2.2. Segundo ciclo, conducción de $SW_2$ y $D_2$

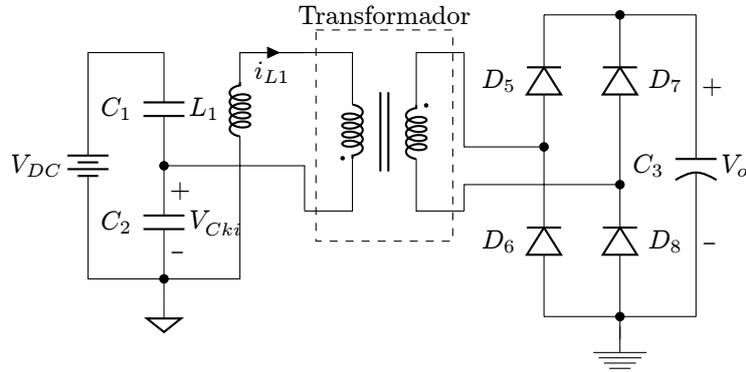
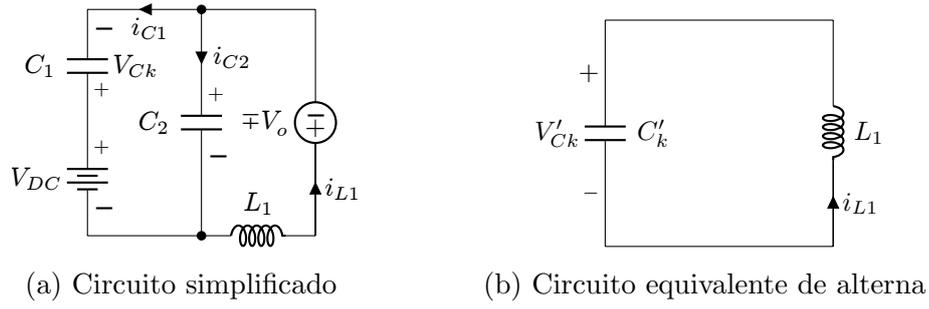


Figura 2.5: Circuito resultante en conducción de  $SW_2$  y  $D_2$

Se realizarán las mismas consideraciones que en el caso anterior respecto de la tensión  $V'_o$  con la diferencia de que ahora en el primer ciclo es negativa y luego positiva. Entonces la notación adoptada es  $\mp V'_o$ . Así, la topología resulta la mostrada en la Figura 2.5. En este sistema se observa que el circuito resonante equivalente es idéntico al caso anterior y es mostrado en la Figura 2.6b, donde  $C'_k = C_1 + C_2 = C_k$ .

Ahora resultan las siguientes ecuaciones temporales para el circuito resonante, donde  $v'_{Ck}$  e  $i_{L1}$  se eligen de modo de mantener la mismas definiciones del caso


 Figura 2.6: Circuitos resultantes en conducción de  $SW_2$  y  $D_2$ 

anterior.

$$v'_{Ck}(t) = \frac{1}{C_k} \int_0^t i_{L1}(\tau) d\tau + V'_{Ck_i} \quad (2.12)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^t (-v'_{Ck}(\tau) - (\mp V'_o)) d\tau \quad (2.13)$$

Por otro lado, para utilizar también la mismas variables de estado de tensión del caso anterior, se cambiará  $v'_{Ck}$  por  $v_{C1}$  según las siguientes relaciones obtenidas del circuito original:  $v'_{Ck}(t) = v_{C2}(t)$  y  $V_{DC} = v_{C1}(t) + v_{C2}(t) \implies v'_{Ck}(t) = V_{DC} - v_{C1}(t)$

Luego las ecuaciones resultan:

$$V_{DC} - v_{C1}(t) = \frac{1}{C_k} \int_0^t i_{L1}(\tau) d\tau + V_{DC} - V_{C1_i} \quad (2.14)$$

$$i_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} \int_0^t (v_{C1}(\tau) - V_{DC} - (\mp V'_o)) d\tau \quad (2.15)$$

Derivando ambas ecuaciones resultarán las ecuaciones diferenciales del sistema expresado en función de las variables seleccionadas en el caso anterior.

$$-\frac{d}{dt}v_{C1}(t) = \frac{1}{C_k}i_{L1}(t) \quad (2.16)$$

$$\frac{d}{dt}i_{L1}(t) = \frac{1}{L_1} (v_{C1}(t) - V_{DC} - (\mp V'_o)) \quad (2.17)$$

Se plantea entonces un modelo de estados de la forma:

$$\begin{cases} \dot{v}_{C1} = -\frac{i_{L1}}{C_k} \\ \dot{i}_{L1} = \frac{v_{C1}}{L_1} - \frac{v_{DC} \mp V'_o}{L_1} \end{cases} \quad (2.18)$$

Este sistema, a su vez tiene como punto singular:

$$\begin{cases} \dot{v}_{C1} = 0 \\ \dot{i}_{L1} = 0 \end{cases} \implies \begin{cases} v_{C1_0} = V_{DC} \mp V'_o \\ i_{L1_0} = 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

Haciendo las mismas sustituciones que en el caso anterior y tomando  $Z_n i_{L1}(t)$

junto a  $v_{C1}(t)$  como variables de estado, se obtienen nuevamente circunferencias:

$$(Z_n i_{L1}(t))^2 + (v_{C1}(t) - (V_{DC} \mp V'_o))^2 = \rho^2 \quad (2.20)$$

Entonces en el plano de fase completo se obtendrán 4 semicircunferencias de centros  $[V'_o, -V'_o, V_{DC} - V'_o, V_{DC} + V'_o]$ .

## 2.3. Ecuaciones temporales

En la siguiente sección se desarrollan las expresiones temporales para la tensión y corriente en los distintos elementos. Como en el caso anterior, se divide el estudio en dos casos: primero se analiza el circuito de la Figura 2.4a y luego el de la Figura 2.6a.

### 2.3.1. Primer ciclo, conducción de $SW_1$ y $D_1$

En el primer caso, las ecuaciones que resultan son:

$$v_{C1}(t) + v_{C2}(t) = V_{DC} \quad (2.21)$$

$$\implies dv_{C2} = -dv_{C1} \quad (2.22)$$

$$i_{C2}(t) = i_{C1}(t) + i_{L1}(t)$$

$$\implies C_2 \frac{d}{dt} v_{C2}(t) = C_1 \frac{d}{dt} v_{C1}(t) + i_{L1}(t) \quad (2.23)$$

$$v_{C1}(t) = L_1 \frac{d}{dt} i_{L1}(t) \pm V'_o \quad (2.24)$$

Combinando las Ecuaciones (2.22) y (2.23), resulta:

$$i_{L1}(t) + C_k L_1 \frac{d^2}{dt^2} i_{L1}(t) = 0 \quad (2.25)$$

Donde  $C_k = C_1 + C_2$ . Planteando una solución senoidal de frecuencia  $w_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_k}}$ , se obtiene:

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = I_o \sin(w_o t + \phi) \\ v_{C1}(t) = w_o L_1 I_o \cos(w_o t + \phi) \pm V'_o \end{cases} \quad (2.26)$$

Las condiciones iniciales para encontrar los valores de  $I_o$  y de  $\phi$  resultan:

$$\begin{cases} i_{L1}(t=0) = 0 \\ v_{C1}(t=0) = V_{C1i} \end{cases} \quad (2.27)$$

Igualando las Ecuaciones (2.26) y (2.27) resultan dos grupos de soluciones

posibles. Reemplazando  $Z_n = w_o \cdot L_1$  se obtiene:

$$\begin{cases} I_o = \frac{V_{C1i} - (\pm V'_o)}{Z_n} \\ \phi = 0 \end{cases} \quad (2.28)$$

$$\begin{cases} I_o = -\frac{V_{C1i} - (\pm V'_o)}{Z_n} \\ \phi = \pi \end{cases} \quad (2.29)$$

### 2.3.2. Segundo ciclo, conducción de $SW_2$ y $D_2$

En el segundo caso, se plantean las ecuaciones del circuito de la Figura 2.6a.

$$v_{C1}(t) + v_{C2}(t) = V_{DC}$$

$$\implies dv_{C2} = -dv_{C1}$$

$$i_{C2}(t) = i_{C1}(t) + i_{L1}(t)$$

$$\implies C_2 \frac{d}{dt} v_{C2}(t) = C_1 \frac{d}{dt} v_{C1}(t) + i_{L1}(t)$$

$$v_{C1}(t) = L_1 \frac{di_{L1}(t)}{dt} + V_{DC} \mp V'_o \quad (2.30)$$

Como las primeras dos ecuaciones son idénticas al caso anterior, la ecuación

diferencial en función de la corriente será la misma:

$$i_{L1}(t) + C_k L_1 \frac{d^2}{dt^2} i_{L1}(t) = 0$$

Sin embargo, la Ecuación (2.30) es distinta debido a la aparición de  $V_{DC}$  y a que  $V_o$  pasa a ser negativa en el primer semiciclo y positiva en el siguiente, inversamente al caso anterior. Así, las soluciones planteadas son:

$$\begin{cases} i_{L1}(t) = I_o \sin(\omega_o t + \phi) \\ v_{C1}(t) = \omega_o L_1 I_o \cos(\omega_o t + \phi) + V_{DC} \mp V_o' \end{cases} \quad (2.31)$$

Las condiciones iniciales para encontrar los valores de  $I_o$  y de  $\phi$  resultan:

$$\begin{cases} i_{L1}(t=0) = 0 \\ v_{C1}(t=0) = V_{C1i} \end{cases}$$

Del mismo modo que en el caso anterior, resultan dos grupos de soluciones posibles:

$$\begin{cases} I_o = \frac{V_{C1i} - (V_{DC} \mp V_o')}{Z_n} \\ \phi = 0 \end{cases} \quad (2.32)$$

$$\begin{cases} I_o = -\frac{V_{C1i} - (V_{DC} \mp V_o')}{Z_n} \\ \phi = \pi \end{cases} \quad (2.33)$$

### 2.3.3. Ecuaciones de ciclo completo

Extendiendo estas soluciones a los 4 intervalos de conducción del circuito, es decir a los correspondientes a  $SW_1$ ,  $D_1$ ,  $SW_2$  y  $D_2$  durante la primer secuencia de llaves, resulta:

$$V_{C1}(t) = \begin{cases} (V_{C1a} - |V'_o|) \cos(w_o t) + |V'_o| & \text{si } 0 < t < \frac{\pi}{w_o} \\ -(V_{C1b} + |V'_o|) \cos(w_o t) - |V'_o| & \text{si } \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{2\pi}{w_o} \\ (V_{C1c} - V_{DC} + |V'_o|) \cos(w_o(t - \frac{T}{2})) + V_{DC} - |V'_o| & \text{si } \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} \\ -(V_{C1d} - V_{DC} - |V'_o|) \cos(w_o(t - \frac{T}{2})) + V_{DC} + |V'_o| & \text{si } \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{T}{2} + \frac{2\pi}{w_o} \end{cases} \quad (2.34)$$

donde  $T$  es el período de conmutación.

Como  $V_{C1}(t)$  representa la tensión en un capacitor, la misma no puede variar instantáneamente, por lo que igualando el valor final de cada intervalo con el valor inicial del siguiente, se deducen los valores siguientes:

$$V_{C1a} = V_{C1i} \quad (2.35)$$

$$V_{C1b} = -V_{C1i} + 2|V'_o| \quad (2.36)$$

$$V_{C1c} = V_{C1i} - 4|V'_o| \quad (2.37)$$

$$V_{C1d} = -V_{C1i} + 2|V'_o| + 2V_{DC} \quad (2.38)$$

De esta manera resulta:

$$V_{C1}(t) = \begin{cases} (V_{C1i} - |V'_o|) \cos(w_o t) + |V'_o| & \text{si } 0 < t < \frac{\pi}{w_o} \\ (V_{C1i} - 3|V'_o|) \cos(w_o t) - |V'_o| & \text{si } \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{2\pi}{w_o} \\ (V_{C1i} - V_{DC} - 3|V'_o|) \cos(w_o(t - \frac{T}{2})) + V_{DC} - |V'_o| & \text{si } \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} \\ (V_{C1i} - V_{DC} - |V'_o|) \cos(w_o(t - \frac{T}{2})) + V_{DC} + |V'_o| & \text{si } \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{T}{2} + \frac{2\pi}{w_o} \end{cases} \quad (2.39)$$

De manera similar se llega a la ecuación de  $V_{C2}$ :

$$V_{C2}(t) = \begin{cases} V_{DC} - (V_{C1i} - |V'_o|) \cos(w_o t) - |V'_o| & \text{si } 0 < t < \frac{\pi}{w_o} \\ V_{DC} - (V_{C1i} - 3|V'_o|) \cos(w_o t) + |V'_o| & \text{si } \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{2\pi}{w_o} \\ -(V_{C1i} - V_{DC} - 3|V'_o|) \cos(w_o(t - \frac{T}{2})) + |V'_o| & \text{si } \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} \\ -(V_{C1i} - V_{DC} - |V'_o|) \cos(w_o(t - \frac{T}{2})) - |V'_o| & \text{si } \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{T}{2} + \frac{2\pi}{w_o} \end{cases} \quad (2.40)$$

En cuanto a la corriente, como el cambio de signo de  $V'_o$  depende del sentido de  $I_{L1}$ , dichas variaciones ocurren a corriente nula (hablando en un sentido ideal) por lo que los valores iniciales y finales de todos los intervalos de corriente son iguales y nulos, lo cual facilita los cálculos.  $I_{L1}$  resulta:

$$I_{L1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{C1a} - |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o t) & \text{si } 0 < t < \frac{\pi}{w_o} \\ -\frac{V_{C1b} + |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o t) & \text{si } \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{2\pi}{w_o} \\ \frac{V_{C1c} - V_{DC} + |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o(t - \frac{T}{2})) & \text{si } \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} \\ -\frac{V_{C1d} - V_{DC} - |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o(t - \frac{T}{2})) & \text{si } \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{T}{2} + \frac{2\pi}{w_o} \end{cases} \quad (2.41)$$

Ahora empleando los valores calculados anteriormente de  $V_{C1a}$ ,  $V_{C1b}$ ,  $V_{C1c}$  y  $V_{C1d}$  queda finalmente:

$$I_{L1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{C1i}-|V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o t) & \text{si } 0 < t < \frac{\pi}{w_o} \\ \frac{V_{C1i}-3|V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o t) & \text{si } \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{2\pi}{w_o} \\ \frac{V_{C1i}-V_{DC}-3|V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o(t - \frac{T}{2})) & \text{si } \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} \\ \frac{V_{C1i}-V_{DC}-|V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o(t - \frac{T}{2})) & \text{si } \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{T}{2} + \frac{2\pi}{w_o} \end{cases} \quad (2.42)$$

Las Ecuaciones (2.39) y (2.42) describen el comportamiento en el tiempo de  $I_{L1}$  y  $V_{C1}$  y se cumplen siempre y cuando se verifique que los términos que multiplican la amplitud de la senoidal de corriente en el primer y cuarto intervalo sean positivos y en el segundo y tercero sean negativos. Si esto no se cumple, en ese intervalo la corriente  $I_{L1}$  será nula, ya que los semiconductores no pueden conducir en inversa, por lo que idealmente  $C_1$  no se descargará y entonces será constante la tensión  $V_{C1}$ .

Para que los ciclos de conducción de llaves sean simétricos, de la misma manera que para los diodos, se puede igualar la amplitud del primer intervalo con el tercero de la Ecuación (2.42) o bien el segundo con el cuarto. De esta manera resulta:

$$V_{C1i} = \frac{V_{DC}}{2} + 2|V'_o| \quad (2.43)$$

$$V_{C2i} = \frac{V_{DC}}{2} - 2|V'_o| \quad (2.44)$$

En estas ecuaciones se presenta el valor de tensión que debieran tener los

capacitores  $C_1$  y  $C_2$  al comienzo de cada ciclo de carga en un funcionamiento simétrico, en función de la tensión de salida.

Luego, reemplazando el valor de la condición inicial de  $V_{C1}$  en la Ecuación (2.42) se obtiene:

$$I_{L1}(t) = \begin{cases} \frac{V_{DC} + |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o t) & \text{si } 0 < t < \frac{\pi}{w_o} \\ \frac{V_{DC} - |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o t) & \text{si } \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{2\pi}{w_o} \\ \frac{-V_{DC} - |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o(t - \frac{T}{2})) & \text{si } \frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} \\ \frac{-V_{DC} + |V'_o|}{w_o L_1} \sin(w_o(t - \frac{T}{2})) & \text{si } \frac{T}{2} + \frac{\pi}{w_o} < t < \frac{T}{2} + \frac{2\pi}{w_o} \end{cases} \quad (2.45)$$

Como se puede observar, la tensión de salida influye en la amplitud de corriente en los distintos intervalos. Tanto en el primer ciclo como en el tercero, correspondientes a los ciclos de conducción de las llaves,  $V_o$  incrementa la amplitud de la senoidal, mientras que en los ciclos restantes correspondientes a la conducción de los diodos,  $V_o$  contribuye disminuyendo las amplitudes.

Además, con los valores iniciales de las Ecuaciones (2.43) y (2.44) se pueden establecer los valores máximos y mínimos de tensión que deberán soportar los capacitores de resonancia. Evaluar el coseno al finalizar el primer intervalo de la Ecuación (2.39) permite hallar el valor mínimo, el cual toma un valor igual a:

$$V_{C1_{MIN}} = -(V_{C1i} - |V'_o|) + |V'_o| = -\left(\frac{V_{DC}}{2} + 2|V'_o| - |V'_o|\right) + |V'_o| = -\frac{V_{DC}}{2} \quad (2.46)$$

Evaluando ahora el coseno al finalizar el tercer intervalo resulta:

$$\begin{aligned} V_{C1_{MAX}} &= -(V_{C1i} - V_{DC} - 3|V'_o|) + V_{DC} - |V'_o| \\ &= -\left(\frac{V_{DC}}{2} + 2|V'_o| - V_{DC} - 3|V'_o|\right) + V_{DC} - |V'_o| = \frac{3V_{DC}}{2} \end{aligned} \quad (2.47)$$

Del mismo modo, se pueden calcular los valores máximos y mínimos del capacitor  $C_2$ , para el cual se obtienen los mismos valores. Es importante notar como estos valores máximos resultan independientes de la tensión de salida  $V_o$ , por lo que son válidos para todo momento de la etapa de carga, cumpliendo la condición de conducción simétrica.

Por otra parte, el análisis de la Ecuación (2.45) permite determinar la máxima tensión que se puede obtener en el capacitor de salida en estas condiciones, cuando el primer ciclo alcanza su amplitud máxima, y el segundo tiene amplitud nula. Entonces, haciendo cero la amplitud de corriente del segundo intervalo resulta:

$$V_{o_{MAX}} = \frac{n_2}{n_1} \cdot V'_{o_{MAX}} = \frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.48)$$

Con este valor de tensión, se puede obtener de la Ecuación (2.45) el valor máximo que presenta la corriente en el momento que se llegue a la tensión máxima  $V_{o_{MAX}}$ . Analizando la amplitud del primer intervalo de  $I_{L1}$  se obtiene:

$$\begin{aligned} I_{L1_{MAX}} &= \frac{V_{C1i} - |V'_o|}{w_o L_1} = \frac{\frac{V_{DC}}{2} + 2|V'_o| - |V'_o|}{w_o L_1} \\ &= \frac{\frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2}}{w_o L_1} = \frac{V_{DC}}{Z_n} \end{aligned} \quad (2.49)$$

El fenómeno de crecimiento y atenuación de la amplitud de los pulsos de corriente de llaves y diodos, permite mantener a lo largo de la carga una corriente promedio constante [1]. Luego de que la corriente a través de los diodos se hace nula, comienza a tener lugar otro fenómeno en el cual también comienza a disminuir la amplitud de corriente durante el ciclo de conducción de las llaves. Aquí ya deja de verificarse la condición de corriente media constante, por lo que esta etapa final no es considerada parte de un ciclo de carga. Este fenómeno será analizado en detalle más adelante. En la Tabla 2.1 se presenta un resumen de los valores máximos y mínimos hasta aquí establecidos.

Corriente $I_{L1}$ máxima	$\frac{V_{DC}}{Z_n}$
Tensión máxima sobre $C_1$ y $C_2$	$\frac{3V_{DC}}{2}$
Tensión mínima sobre $C_1$ y $C_2$	$-\frac{V_{DC}}{2}$
Tensión máxima de carga	$\frac{n_2}{n_1} \cdot \frac{V_{DC}}{2}$

Tabla 2.1: Tensiones y corrientes máximas de funcionamiento del cargador en conducción simétrica

## Capítulo 3

# Estudio del sistema ante distintas situaciones de carga

La operación del cargador puede estar sujeta a distintas condiciones de funcionamiento dependiendo del sistema que se esté alimentando. En el caso de utilizar el cargador como fuente de alimentación del bus de continua de una fuente de corriente pulsada se debe considerar que el capacitor que se está cargando se va a descargar de forma repentina debido a la generación del pulso de corriente. La magnitud y el tiempo de la descarga del capacitor va a depender de las características del pulso. En consecuencia, se debe tener en cuenta que el proceso de carga del capacitor no necesariamente se inicia con las mismas condiciones iniciales en las variables del cargador. Como se verá en este capítulo, esta característica impacta en los requerimientos sobre los elementos resonantes  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$  y el transformador  $T_1$ . Luego, se analizan por medio del plano de fase, distintos casos de carga según

las condiciones iniciales del sistema.

En este caso se consideró como ejemplo práctico de evaluación una tensión de alimentación de 400 V,  $C_1 = C_2 = 36$  nF,  $L_1 = 7$   $\mu$ H y  $C_3$  suficientemente grande para considerar constante su tensión al cabo de un par de ciclos de carga. Se analizan distintas situaciones de forma de estimar los valores máximos de tensión y corriente experimentados. Las variables consideradas serán: la carga de los capacitores de resonancia  $V_{C1i}$  y  $V_{C2i}$ , la carga inicial del condensador de salida  $V_{oi}$ , y el tiempo transcurrido desde la puesta en funcionamiento (a continuación se utilizará  $t_{vmax}$  para indicar el tiempo correspondiente al momento en que el condensador de salida alcanza la tensión  $V_{oMAX}$ ).

### 3.1. Funcionamiento con variaciones suaves en la tensión de salida

En la presente sección se analizarán las situaciones donde la carga del condensador aumenta o disminuye de forma suave, es decir gradualmente, por lo que la misma se considerará prácticamente constante de un ciclo al siguiente.

#### 3.1.1. Carga del condensador de salida desde tensión cero

Inicialmente la tensión de  $C_1$  y  $C_2$  será la misma e igual a  $\frac{V_{DC}}{2}$ , ya que ambos están en serie y conectados a una fuente de alimentación de valor  $V_{DC}$ . Se va a considerar que el capacitor  $C_3$  se comienza a cargar desde tensión cero.

**Período inicial** ( $t = 0$ )

En estas circunstancias, analizando la Ecuación (2.39) se pueden calcular los valores extremos de tensión  $V_{C1}$  como:

$$\hat{V}_{C1}^+ = -\frac{V_{DC}}{2}(-1) + V_{DC} = 3\frac{V_{DC}}{2} \quad (3.1)$$

$$\hat{V}_{C1}^- = -\frac{V_{DC}}{2} \quad (3.2)$$

En consecuencia, durante este período  $C_1$  y  $C_2$  tendrán una tensión mínima de  $-0,5V_{DC}$  y una máxima de  $1,5V_{DC}$ .

Los centros de las semicircunferencias del plano de fase durante este período inicial resultan  $[0\text{ V}, 0\text{ V}, V_{DC}, V_{DC}]$ . La Figura 3.1 muestra el plano de fase correspondiente a un período completo de operación para la fase inicial de carga. En dicha figura se resaltan los dispositivos que se encuentran en conducción durante las distintas fases del período. La gráfica correspondiente a la corriente sobre el inductor  $L_1$  se observa en la Figura 3.2.

Un dato importante es la máxima corriente que circula a través de  $L_1$ . Este valor se puede obtener de dos maneras: sacando del gráfico en el plano de fase el mayor radio de las 4 semicircunferencias del diagrama, y luego dividiéndolo por  $Z_n = 9,86$ , o sacando el valor pico del gráfico de  $I_{L1}$  vs.  $t$ . Como luego se diseñarán los componentes teniendo en cuenta un valor mayor tomando un margen por precaución, no hace falta obtener el valor exacto sino una estimación, por lo que se puede directamente dividir el valor obtenido del gráfico del plano de fase

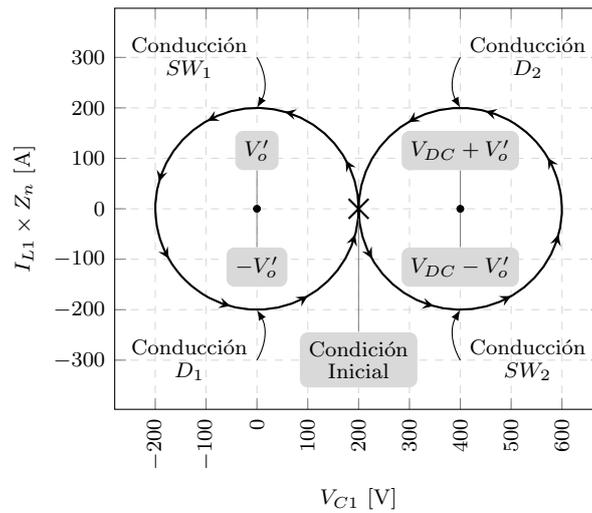


Figura 3.1: Plano de fase  $I_{L1}$  vs.  $V_{Ck}$

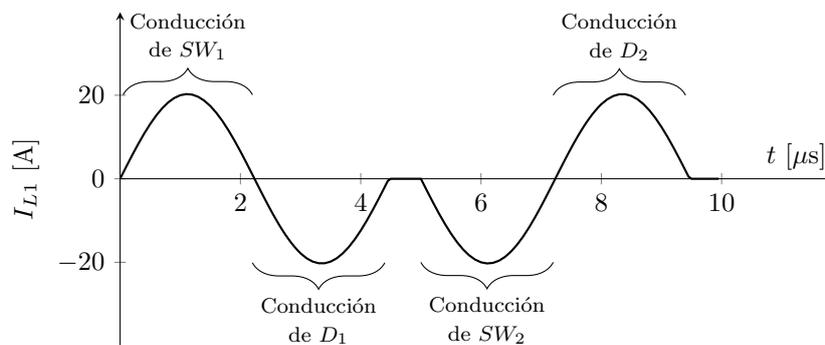


Figura 3.2: Corriente en el inductor  $L_1$

por 10. Se obtiene entonces sobre  $L_1$  un valor máximo de corriente de  $\approx 20$  A.

**Fase intermedia de carga** ( $0 \leq t \leq t_{vmax}$ )

Ahora se verá que a medida que se va cargando el capacitor  $C_3$ , la corriente en  $L_1$  se empieza a hacer mayor durante la conducción de las llaves, y menor durante la conducción del diodo, como se ilustra en la Figura 3.4. Esto se puede verificar observando las amplitudes de los intervalos de corriente  $I_{L1}$  en la Ecuación (2.42),

donde se ve claramente que el valor de tensión  $|V'_o|$  decrementa los intervalos pares. En el plano de fase el fenómeno también se verifica al aumentar el tamaño de las semicircunferencias correspondientes a la conducción de las llaves y la disminución en las dos restantes (Figura 3.3).

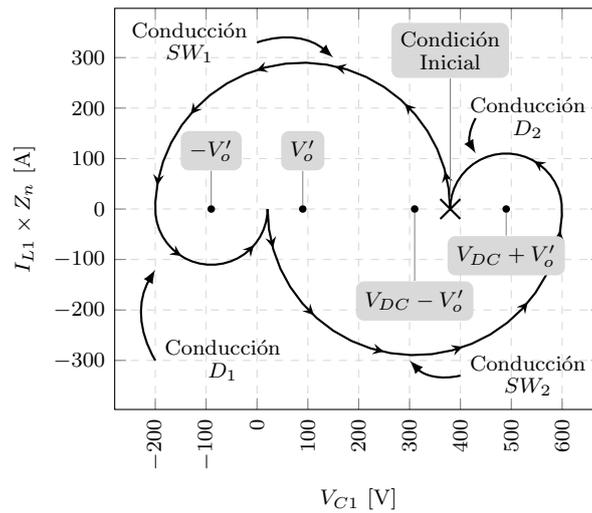


Figura 3.3: Plano de fase  $I_{L1}$  vs.  $V_{Ck}$

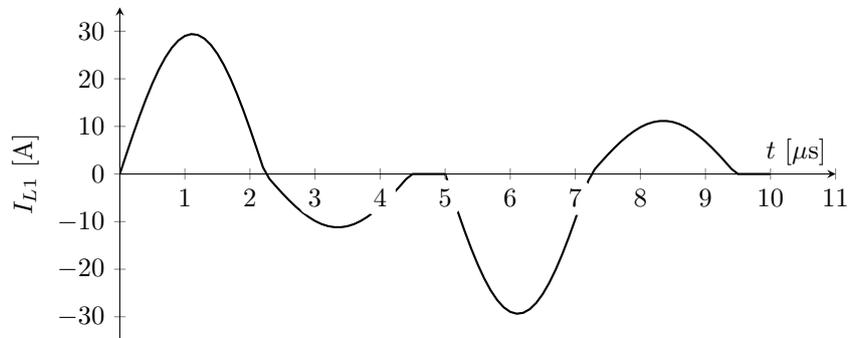


Figura 3.4: Corriente en el inductor  $L_1$

En este caso el rango de tensiones se corresponde con el período inicial pero la corriente presenta un incremento de amplitud durante la fase de conducción de las llaves, resultando en una corriente máxima sobre  $L_1$  de  $\approx 30$  A, como se muestra en la Figura 3.4.

**Tensión de salida cercana a la máxima** ( $t \rightarrow t_{vmax}$ )

Al llegar al fin de carga, se maximizarán los semiciclos de corriente correspondientes a la conducción de las llaves, y se anularán los semiciclos de los diodos, como se ve en la Figura 3.6. En el plano de fase, este efecto se verá reflejado en cuanto a que el círculo conformado por la conducción de llaves es máximo, mientras que el otro es nulo (Figura 3.5).

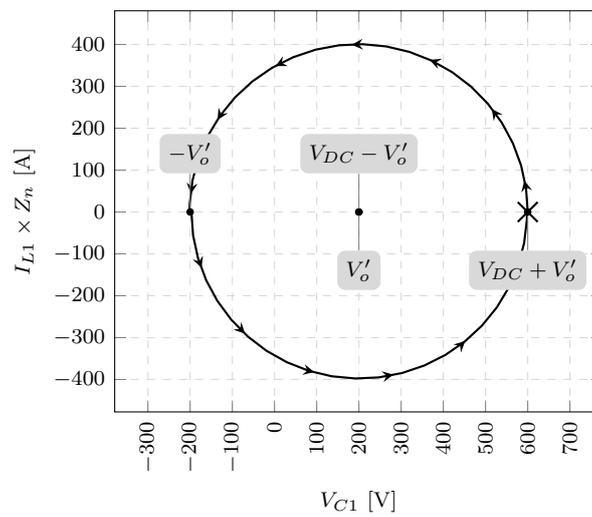


Figura 3.5: Plano de fase  $I_{L1}$  vs.  $V_{Ck}$

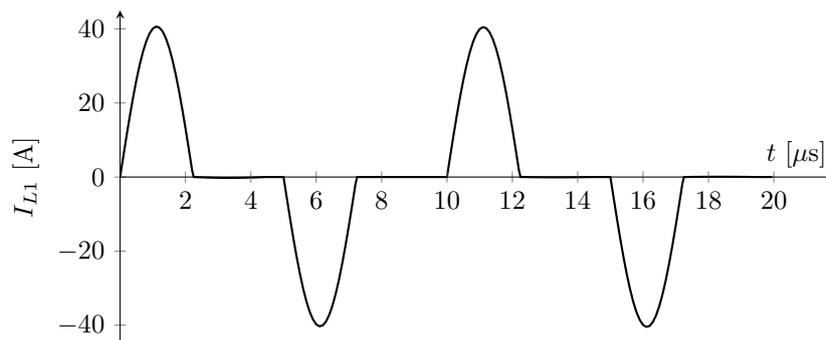


Figura 3.6: Corriente en el inductor  $L_1$

En este caso las tensiones continúan acotadas en el mismo rango que las

situaciones anteriores. En cuanto a la corriente sobre  $L_1$ , ésta alcanza una amplitud máxima de  $\approx 40$  A.

**Fin de carga** ( $t \geq t_{vmax}$ )

En el caso de que el cargador continuase funcionando más allá del tiempo  $t_{vmax}$ , como se mencionó anteriormente, la corriente total comenzará a disminuir observándose en el plano de fase un espiral que tiende al punto  $I_{L1} = 0$  y  $V_{C1} = V_{DC}/2$ . En la Figura 3.7 se muestra esta situación, donde se observa como los pulsos de corriente van disminuyendo en amplitud, hasta anularse completamente.

Lo más importante a destacar de la existencia de este fenómeno es el hecho de que la tensión en  $C_3$  alcanza su valor máximo estimado, es decir  $\frac{n_1}{n_2} \frac{V_{DC}}{2} = 5,5 \cdot 200 \text{ V} = 1100 \text{ V}$ , y recién luego de eso comienza este comportamiento en espiral, por lo que se termina con una tensión final superior a la calculada anteriormente.

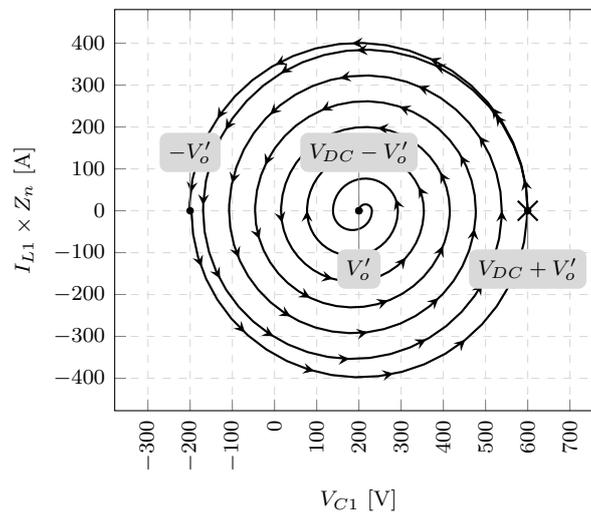


Figura 3.7: Espiral decreciente al llegar al fin de carga

Para este primer caso se estiman los siguientes ratings de tensión y corriente:

Tensión pico máxima sobre $C_1$	$3V_{DC}/2$
Tensión pico mínima sobre $C_2$	$-V_{DC}/2$
Corriente máxima sobre $L_1$	$V_{DC}/Z_n$

Tabla 3.1: Ratings de tensión y corriente del primer caso

### 3.1.2. Carga del capacitor de salida con tensión inicial no nula

A continuación se analizará el caso en que se comience con las mismas condiciones iniciales en  $C_1$  y  $C_2$  que el primer caso estudiado,  $V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{DC}}{2}$  pero el convertidor se conecte a un capacitor  $C_3$  con tensión inicial no nula. Se observará que ante esta situación no se cumple la relación de simetría reflejada en la Ecuación (2.43).

#### *Carga inicial inferior a $N \cdot V_{DC}/6$ ( $t = 0$ )*

Se abordará primero el caso de tener una condición inicial menor a  $N \cdot V_{DC}/6$ , por ejemplo  $V'_o = V_{DC}/8$ . En este caso se puede ver como la corriente y la tensión generada con la conducción de cada llave no son simétricas entre sí, y que esta asimetría se mantiene hasta el final de carga. Algo importante para resaltar, es como el plano de fase se ve ligeramente corrido hacia la derecha, obteniéndose así tensiones pico en los capacitores de resonancia mayores a 1,5 veces  $V_{DC}$ .

En la Figura 3.8 se observan valores de  $V_{C1}$  de  $7V_{DC}/4$  y sobre  $L_1$  una

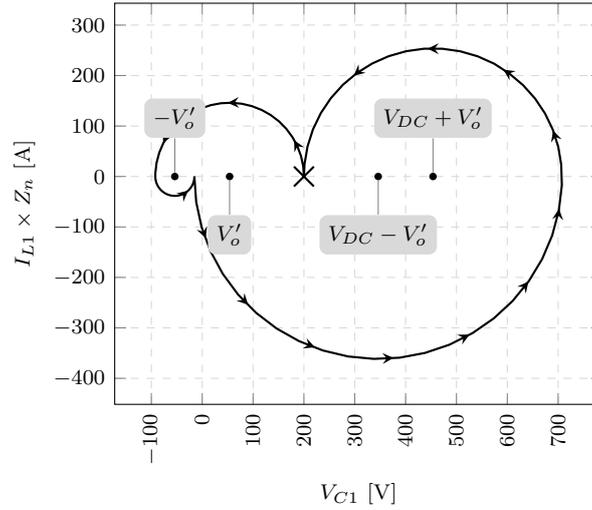


Figura 3.8: Cuatro semiciclos de diferente amplitud

corriente de  $9V_{DC}/10Z_n$ . Esta situación refuerza un fenómeno importante a tener en cuenta en el momento de la selección de componentes, y es el hecho de que como consecuencia de que las tensiones  $V_{C1}$  y  $V_{C2}$  estén relacionadas mediante la Ecuación (2.21), un corrimiento en el plano de fase sobre una de estas variables, genera un corrimiento en sentido contrario de la otra.

**Carga inicial igual a  $N \cdot V_{DC}/6$  ( $t = 0$ )**

El peor caso de corrimiento corresponde al mostrado en la Figura 3.9 para  $V'_o = \frac{V_{C1i}}{3} = V_{DC}/6$ , donde un semiciclo se anula y  $C_1$  experimenta una tensión máxima de  $2V_{DC} - V'_o = 11V_{DC}/6$ .

En este caso la corriente sobre el inductor llega hasta un valor de  $V_{DC}/Z_n$ . Algo interesante a resaltar es como evoluciona lentamente el circuito a medida que corren los ciclos. Se observa un comportamiento que tiende a confinar los valores

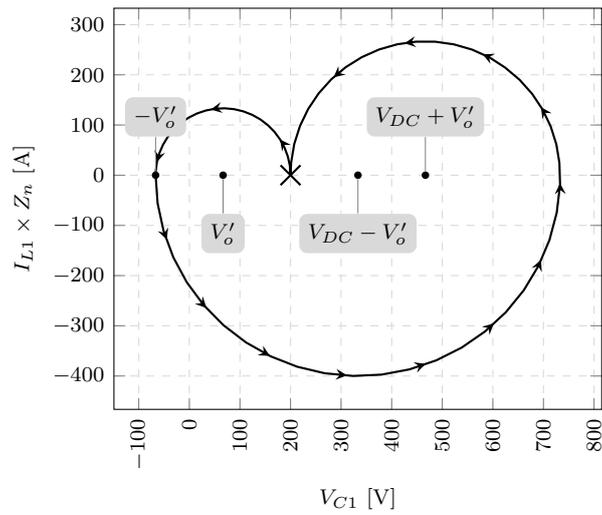


Figura 3.9: Tres semiciclos, uno nulo

de tensión  $V_{C1}$  entre  $-0,5 V_{DC}$  y  $1,5 V_{DC}$ , es decir que se vuelve a correr hacia la izquierda, tendiendo a estabilizarse en dichos valores, sobre el fin de carga. Este comportamiento se ilustra en la Figura 3.10.

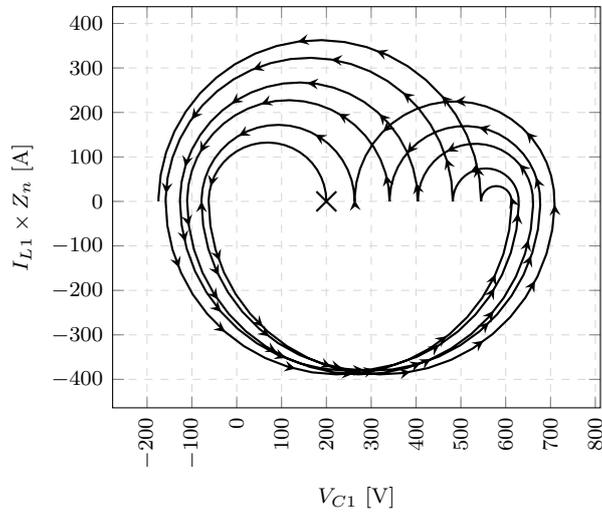


Figura 3.10: Desplazamiento del gráfico hacia la izquierda en el tiempo

*Aparición de intervalos transitorios, carga inicial  $N \cdot V_{DC}/6 < V_{C3} < 3N \cdot V_{DC}/10$  ( $t = 0$ )*

Ahora se supondrá la situación donde el sistema se conecta a un capacitor de salida  $C_3$  con una tensión algo mayor, por ejemplo  $V'_o = 2V_{DC}/9$ .

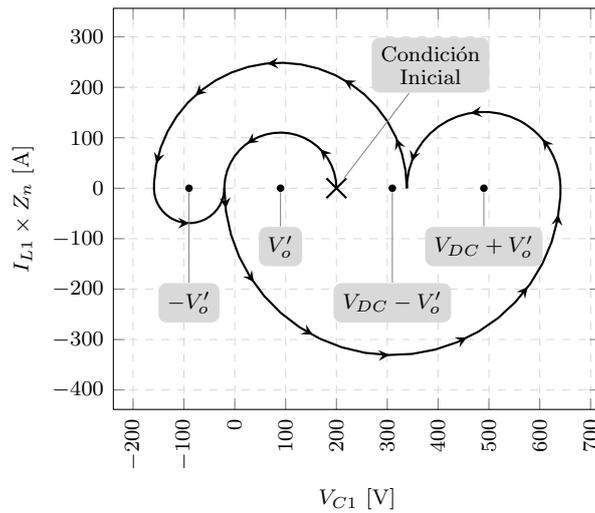


Figura 3.11: Plano de fase  $I_{L1}$  vs.  $V_{Ck}$

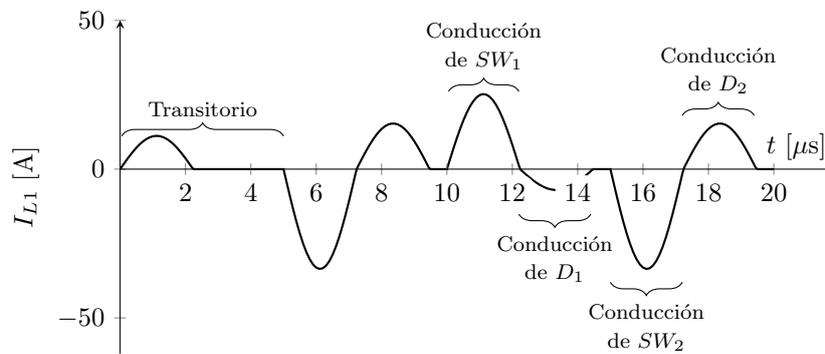


Figura 3.12: Corriente en el inductor  $L_1$

En la Figura 3.11 se observa un semicírculo transitorio recorrido una única vez al comienzo, y de ahí en adelante el sistema permanece oscilando de forma

estable. Esto puede corroborarse mirando la forma de onda de corriente a través de  $L_1$  obtenida en estas circunstancias, mostrada en la Figura 3.12.

Esta situación de intervalos transitorios se comienza a observar para valores de  $V_o' > \frac{V_{C1i}}{3}$ , es decir  $V_o = NV_{DC}/6$ , los cuales se deben a que, según la Ecuación (2.42), luego del semiciclo quedan todos los semiconductores en inversa y no pueden conducir por lo que la corriente en el siguiente intervalo es cero.

En este caso, luego del estado transitorio se observa un corrimiento hacia la derecha menor respecto del caso anterior, donde  $V_{C1}$  llega a  $\approx 16V_{DC}/10$  e  $I_{L1}$  llega a  $5V_{DC}/6Z_n$ .

**Carga inicial**  $N \cdot V_{DC}/6 < V_{C3} < 3N \cdot V_{DC}/10$  ( $0 < t < t_{vmax}$ )

Luego, a medida que aumente la carga de  $C_3$  los centros se irán moviendo hasta llegar a la situación de tener un semiciclo de corriente nulo, el correspondiente a  $D_1$  en este caso para  $\approx V_o = 6V_{DC}/7$  como se ve en la Figura 3.14.

La tensión sobre el capacitor  $C_1$  tiene un máximo de  $\approx 11V_{DC}/7$  mientras que la corriente alcanza un valor pico de  $V_{DC}/Z_n$  (durante el semiciclo negativo).

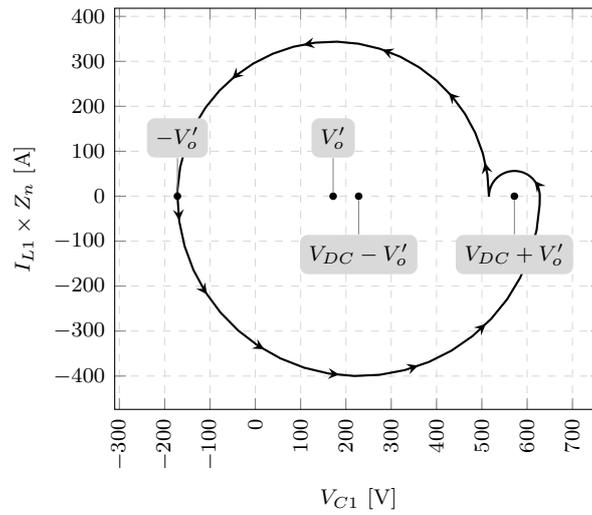


Figura 3.13: Plano de fase  $I_{L1}$  vs.  $V_{Ck}$

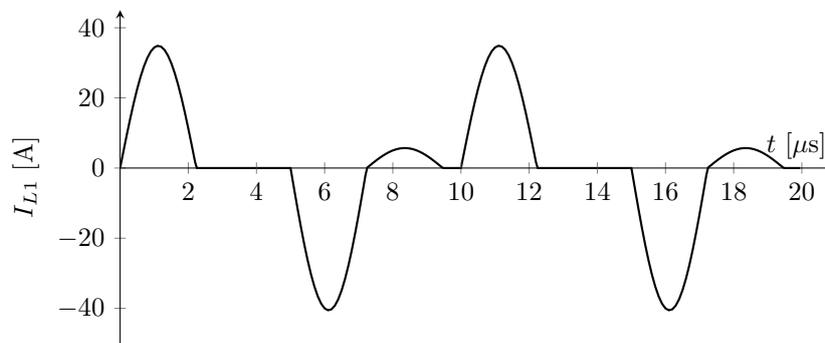


Figura 3.14: Corriente en el inductor  $L_1$

***Carga inicial superior a  $3N \cdot V_{DC}/10$  ( $t = 0$ )***

Este lapso de intervalos transitorios puede prolongarse a medida que se incrementa la tensión de carga inicial sobre el capacitor  $C_3$ . Por ejemplo para valores de  $7V_{DC}/18 < V'_o < 9V_{DC}/22$  se obtienen 4 semiciclos transitorios de una duración de  $20 \mu\text{s}$  hasta alcanzar un comportamiento estable. En la Figura 3.15 se ve el resultado obtenido con  $V_o = 4V_{DC}/10$ . Para valores mayores a  $9V_{DC}/22$  habrá 5 o más semiciclos transitorios.

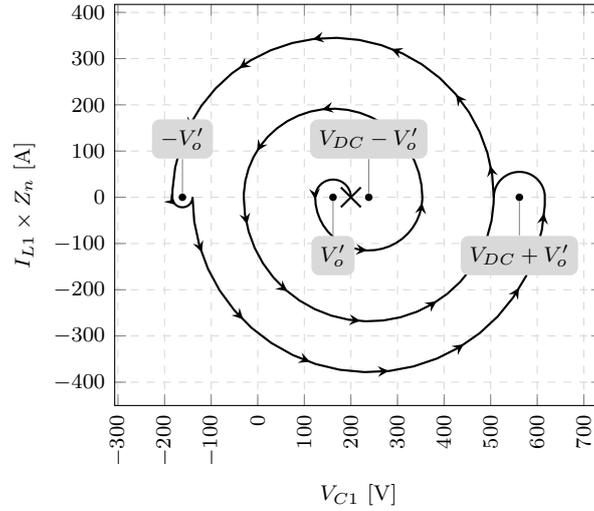


Figura 3.15: Espiral creciente hasta alcanzar un ciclo estable

En estos casos de intervalos transitorios, como las variaciones tanto en tensión como en corriente son en sentido creciente hasta alcanzar el régimen estable, no generan sobretensiones ni valores mayores en corriente respecto de situaciones libres de estos intervalos. En este caso  $V_{C1}$  supera ligeramente los  $1,5V_{DC}$  e  $I_{L1}$  alcanza un valor de  $V_{DC}/Z_n$ .

A medida que el valor de  $V_o$  se acerque a su valor máximo, o lo que es lo mismo, que  $V'_o$  tienda a  $\frac{V_{DC}}{2}$ , se incrementarán cada vez más los semiciclos transitorios y en consecuencia, el tiempo de establecimiento hasta lograr un comportamiento estable. En la Figura 3.16 se observa el caso de  $V_{oi} = 97\%V_{o_{max}}$  donde el tiempo de establecimiento toma un valor de  $130 \mu s$ .

En la Figura 3.17 se observan las curvas temporales de tensión y corriente correspondientes a esta situación.

Del mismo modo que el caso anterior no se generan sobretensiones debido a

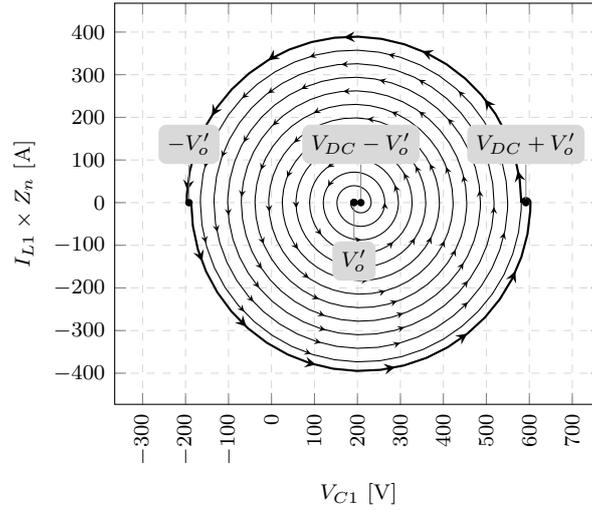


Figura 3.16: Espiral creciente hasta alcanzar un ciclo estable

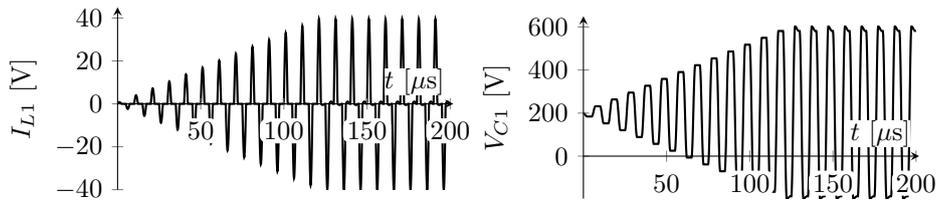


Figura 3.17: Evolución de la tensión y corriente de resonancia

los períodos transitorios, y la tensión y corriente máximas son las experimentadas en el estado permanente y corresponde a una variación de  $-0,5 V_{DC}$  a  $1,5V_{DC}$  sobre  $C_1$  y  $C_2$  y una corriente máxima  $I_{L1} = V_{DC}/Z_n$ .

En situaciones donde se proceda a recargar un capacitor que haya perdido poca energía mediante un pulso de descarga, el tiempo transitorio del espiral observado en el plano de fase se hará muy notorio.

En la Tabla 3.2 se presentan los ratings máximos para las situaciones de tensión inicial no nula analizadas en esta sección.

Tensión pico máxima sobre $C_1$	$11V_{DC}/6$
Tensión pico mínima sobre $C_2$	$-5V_{DC}/6$
Corriente máxima sobre $L_1$	$V_{DC}/Z_n$

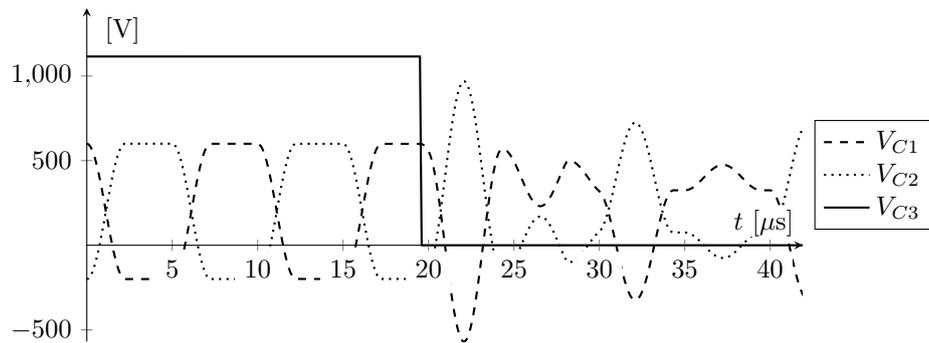
Tabla 3.2: Ratings de tensión y corriente para el caso de tensión inicial no nula en el capacitor de salida

## 3.2. Respuesta ante descargas del condensador de salida

Ahora se considerarán algunas situaciones particulares que podrían darse al operar el convertidor para cargar un condensador empleado como alimentación para una etapa siguiente. Un fenómeno importante a tener en cuenta es la variación de la tensión en el capacitor de salida.

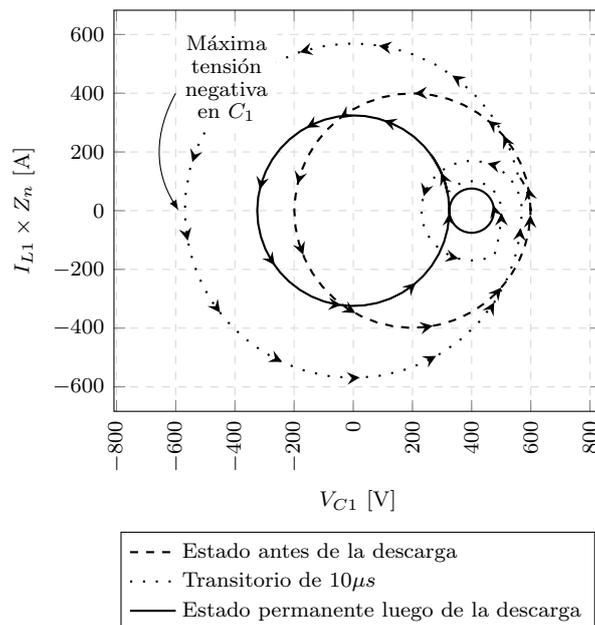
### 3.2.1. Descarga abrupta sobre el fin de carga

Primero se verá el caso de una descarga del capacitor de salida estando cerca del fin de carga, es decir de su valor máximo  $\frac{n_s}{n_p}V_{DC}$ . Estar cerca de la tensión máxima implica que los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  alcanzan su máximo valor en el comienzo de cada ciclo de carga. Por otro lado, una variación de la tensión de salida implica un corrimiento de los centros en el plano de fase. Como las tensiones en los capacitores no pueden variar instantáneamente, esta combinación de factores genera que las semicircunferencias conserven el radio, pero se muevan horizontalmente. El peor caso de corrimiento horizontal se da para una descarga total de  $C_3$ , y será el caso abordado a continuación.

Figura 3.18: Descarga completa de  $C_3$ 

En la Figura 3.18 se ve que en el primer semiciclo de oscilación luego de la descarga completa de  $C_3$ , existe un pico de tensión de alrededor de  $2,5V_{DC}$ , y luego el sistema se establece con oscilaciones en tensión que superan los  $1,8V_{DC}$ , y caen por debajo de los  $-0,8V_{DC}$ , superando ampliamente los  $1,5V_{DC}$  y  $-0,5V_{DC}$  previstos en el primer caso de análisis.

En la Figura 3.19 se presenta el diagrama en el plano de fase correspondiente. Allí se observa que el pico negativo sobre el capacitor  $C_1$  es de  $-1,42V_{DC}$ , lo que establece una tensión pico positiva sobre  $C_2$  de  $V_{C2} = V_{DC} - V_{C1}$ , casi 2,5 veces  $V_{DC}$ . También se experimenta una corriente pico transitoria a través de  $L_1$  de  $\approx 1,5V_{DC}/Z_n$ .

Figura 3.19: Plano de fase  $I_{L1}$  vs.  $V_{Ck}$ 

### 3.2.2. Descarga con pulso de corriente estándar

El caso de descarga abrupta considerado anteriormente constituye una situación extrema de operación equivalente a realizar un corto-circuito sobre el capacitor de salida completamente cargado. Esta condición implica un importante sobredimensionamiento con un consecuente incremento en el costo y el volumen del equipo.

Sin embargo, una descarga más lenta, producto de que el capacitor de salida esté siendo empleado como una fuente, es una situación perfectamente posible. Para el estudio de este último caso se simuló el sistema considerando la conexión del capacitor de salida a una fuente de corriente del tipo pulsada. Una estimación de la corriente de descarga para esta situación se presenta en la Figura 3.20.

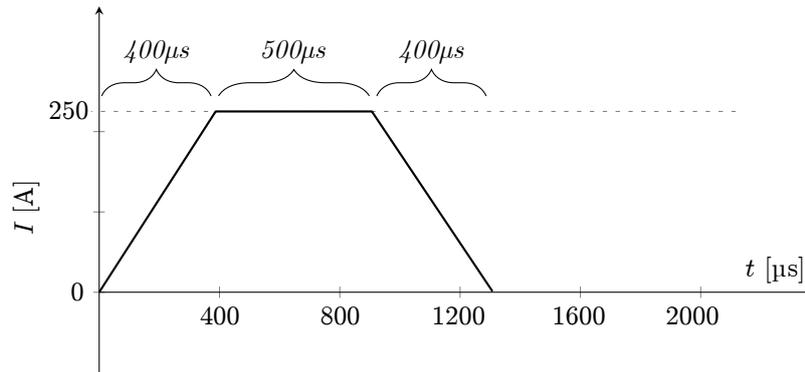


Figura 3.20: Pulso de descarga estimado

En la Figura 3.21 se observa como la desviación del estado estable en el plano de fase es muy leve, y se observa también como el sistema se repone rápidamente y converge al estado anterior, por lo que esta perturbación en el sistema no incrementa los requerimientos sobre el diseño.

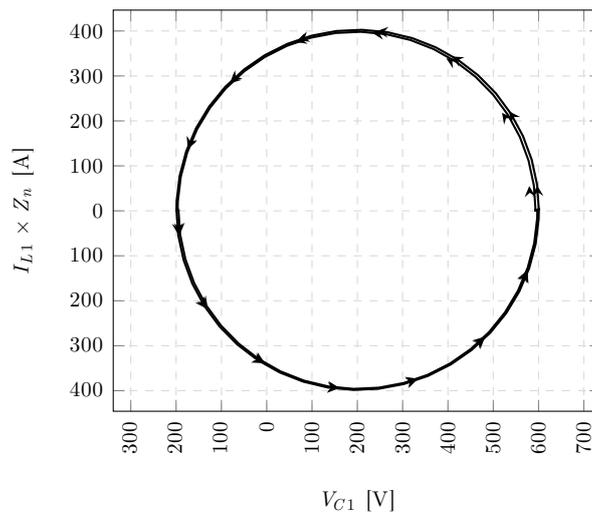


Figura 3.21: Plano de fase  $I_{L1}$  vs.  $V_{Ck}$

En la Tabla 3.3 se se presenta un resumen de los valores máximos de funcionamiento tanto en tensión como en corriente, a partir de los valores de los componentes y alimentaciones estimados, tomando para cada categoría el peor

caso de las situaciones planteadas.

Corriente pico primario	40 A
Corriente RMS primario	19 A
Corriente media primario	$\approx 0$
Corriente pico secundario	7,5 A
Corriente RMS secundario	3,5 A
Corriente media secundario	$\approx 0$
Tensión máxima secundario	1100 V
Tensión máxima en $C_1$ y $C_2$	733 V

Tabla 3.3: Tensiones y corrientes máximas de funcionamiento del cargador

# Capítulo 4

## Diseño de la etapa de potencia

En este capítulo se diseñan los distintos elementos presentes en la etapa de potencia, los cuales son las llaves del circuito primario  $SW_1$  y  $SW_2$ , los diodos del puente rectificador de la corriente de salida  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  y  $D_8$  y los elementos resonantes  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$  y  $T_1$ . Además se plantea una etapa de protección del equipo denominada *carga fantasma*.

### 4.1. Llaves del lado primario

#### 4.1.1. Selección del dispositivo

En función de lo analizado, se van a definir los requerimientos sobre  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L_1$  y el transformador  $T_1$ . En tal sentido, se analizan las tensiones sobre los dispositivos semiconductores del convertidor. Para ello se considera que el circuito

pasa por tres estados diferentes: llave 1 en conducción con la llave 2 abierta, llave 2 en conducción con la llave 1 abierta, y por último, ambas llaves abiertas. El circuito analizado se ilustra en la Figura 4.1.

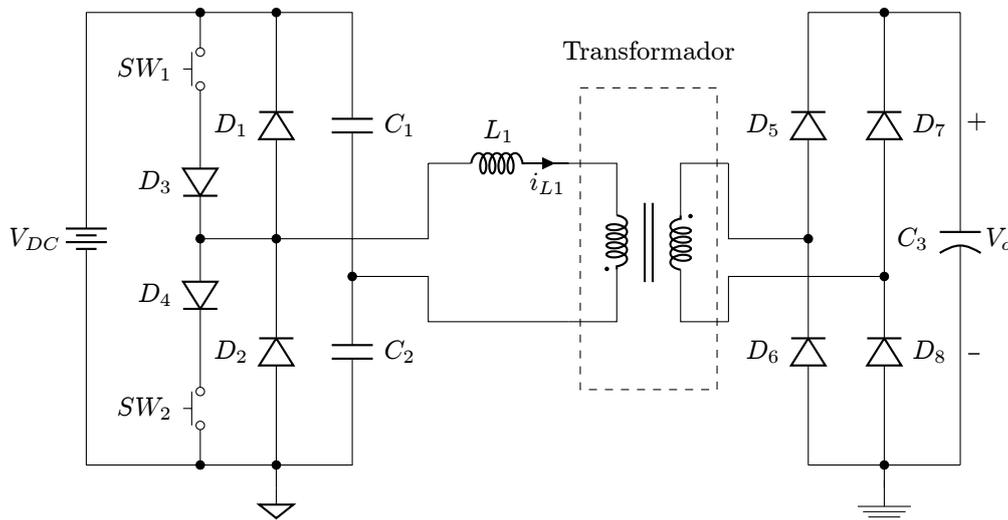


Figura 4.1: Etapa de potencia del cargador

La habilitación de una llave implica luego la conducción de su diodo antiparalelo según el sentido de la corriente durante el ciclo de resonancia. Después de la conducción de  $SW_1$ , viene la conducción de  $D_1$  producto del cambio de sentido de la corriente, y por la misma razón luego de la conducción de  $SW_2$  viene la conducción de  $D_2$ . En la condición de conducción de los diodos se realiza el apagado de las llaves, de modo de realizar una conmutación con corriente nula y tensión muy baja. En la Tabla 4.1 se muestran las tensiones resultantes sobre los dispositivos en las distintas fases de operación.

Otra situación interesante a analizar es lo que ocurre cuando ninguno de los dispositivos está en conducción. Esta situación de bloqueo se corresponde al tiempo muerto entre el fin de la conducción del diodo de rueda libre de una llave,

Estado	$V_{SW_1}$	$V_{SW_2}$	$V_{D_1}$	$V_{D_2}$
Conducción $SW_1$	$V_{sat}$	$V_{DC} - V_{sat}$	$-V_{sat}$	$V_{DC} - V_{sat}$
Conducción $SW_2$	$V_{DC} - V_{sat}$	$V_{sat}$	$V_{DC} - V_{sat}$	$-V_{sat}$
Conducción $D_1$	$V_\gamma$	$V_{DC} + V_\gamma$	$V_\gamma$	$-(V_{DC} + V_\gamma)$
Conducción $D_2$	$V_{DC} + V_\gamma$	$V_\gamma$	$-(V_{DC} + V_\gamma)$	$V_\gamma$

Tabla 4.1: Tensiones máximas de las llaves del circuito primario

y el comienzo del disparo de la siguiente llave. Para que este último estado ocurra, los diodos deben estar en inversa y, en consecuencia, las llaves estarán en directa, pero bloqueadas por el driver. Observando el circuito de la Figura 4.1 se puede ver que la suma de las tensiones en directa de las llaves es siempre constante y está determinada por la fuente  $V_{DC}$ . Como resultado, si ambas tensiones son mayores o iguales a cero, ambas estarán acotadas a un valor máximo de  $V_{DC}$ . De este análisis se desprende que los dispositivos semiconductores del circuito primario  $SW_1$ ,  $SW_2$ ,  $D_1$  y  $D_2$  estarán sujetos a una tensión máxima de bloqueo de valor  $V_{DC} + V_\gamma$ .

Estas llaves podrían ser implementadas mediante MOSFETs o IGBTs. Los dispositivos IGBT son similares a los MOSFET ya que ambos poseen tiempos cortos de conmutación en comparación con un transistor bipolar de juntura. Sin embargo los MOSFET poseen grandes pérdidas de conducción. En realidad, un IGBT es un MOSFET con una juntura adicional que forma un transistor manejado por el MOS, lo cual aumenta su capacidad de corriente [10].

Debido a esto último, se considera la utilización de estos dispositivos. Según el fabricante, pueden conseguirse diversos tipos de IGBT. Uno de ellos posee un diodo monolítico en paralelo con el IGBT, lo cual asegura tener un mejor rendimiento de los mismos ya que están integrados en la misma pastilla. Sin embargo,

en muchos casos este diodo es empleado como rueda-libre, por lo que no tiene la misma capacidad de manejo corriente que el IGBT. Sin embargo, en esta aplicación los requerimientos de corriente tanto para el diodo como la llave son similares, por lo que se optó por emplear dispositivos con “*Reverse Conducting Technology*” de *Infineon*, los cuales están diseñados para soportar la misma potencia en ambos sentidos.

En principio, el modelo seleccionado fue el *IHW4ON6ORF*, sugerido por el fabricante para aplicaciones con topologías de medio puente. Las características más relevantes del mismo se presentan en la Tabla 4.2.

Tensión directa	1,85 V
Tensión máxima de bloqueo	600 V
Corriente pico máxima	40 A
Temperatura máxima	175 °C

Tabla 4.2: Características principales del dispositivo *IHW4ON6ORF*

Sin embargo, el análisis de las formas de onda obtenidas permitió observar importantes oscilaciones durante el tiempo entre pulsos de resonancia (denominado *tiempo muerto*), probablemente como consecuencia de un elevado tiempo de recuperación inversa. Desafortunadamente, la hoja de datos no permitió obtener información suficiente acerca de las características del diodo. En consecuencia, se seleccionó otro modelo del mismo fabricante, el cual también es recomendado para aplicaciones con convertidores resonantes. En este caso, el fabricante provee información más detallada acerca de su funcionamiento. Este dispositivo es el *IKW5ON65H5* y sus características principales se presentan en la Tabla 4.3. Un análisis de las formas de onda obtenidas con este dispositivo se presenta en el

Capítulo 6.

Tensión directa	1,65 V
Tensión máxima de bloqueo	650 V
Corriente pico máxima	50 A
Temperatura máxima	175 °C
Tiempo de recuperación inversa del diodo	57 ns
Carga de recuperación inversa del diodo	0,57 $\mu$ C

Tabla 4.3: Características principales del dispositivo *IKW50N65H5*

#### 4.1.2. Diseño del *driver*

Como los IGBT van a ser conmutados a alta frecuencia, hay un fenómeno importante que hay que tener en cuenta. Estos dispositivos, como se mencionó anteriormente, son un MOSFET con una juntura adicional en el drain, como se muestra en la Figura 4.2. Esta juntura extra forma un transistor bipolar que permite un mayor manejo de corriente; sin embargo el apagado del mismo se produce por recombinación de portadores minoritarios por lo que es más lento que el encendido [10]. La regulación de estos tiempos se realiza mediante la resistencia de gate; a mayor valor de resistencia, más lenta será la conmutación.

En el dimensionamiento de las resistencias de *gate* de estos dispositivos, hay que tener en cuenta varios parámetros [14]. La potencia que se requiere tanto para el encendido como el apagado del dispositivo depende directamente de las capacidades internas del mismo. Un diagrama de las mismas se presenta en la Figura 4.3.

En el diseño del *driver* de un IGBT, es fundamental conocer la carga de gate

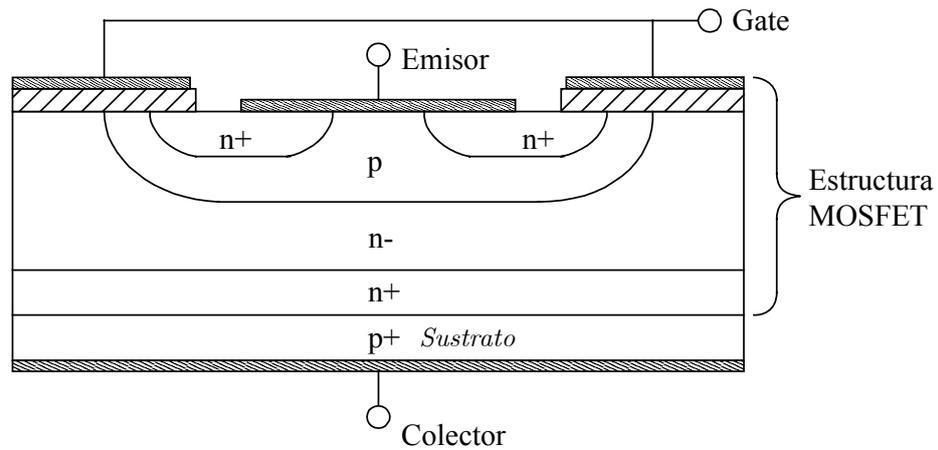


Figura 4.2: Capas presentes en un dispositivo IGBT

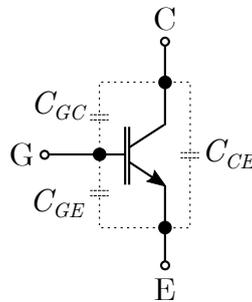


Figura 4.3: Capacidades internas de un IGBT

$Q_G$ . La misma depende de las tensiones de encendido y apagado, por lo que la carga no es la misma para un apagado a tensión cero que respecto del apagado con una tensión negativa. En este caso, se utilizará un apagado a tensión negativa para evitar redisparos ante posibles variaciones abruptas de la tensión colector-emisor. De la hoja de datos del dispositivo se obtiene la curva de carga de gate vs. tensión gate-emisor para tensiones positivas, por lo que hay que realizar una extrapolación para estimar la carga en ambos cuadrantes. Una gráfica de esta situación se presenta en la Figura 4.4, donde se estimó una  $Q_G \approx 440 \text{ nC}$ .

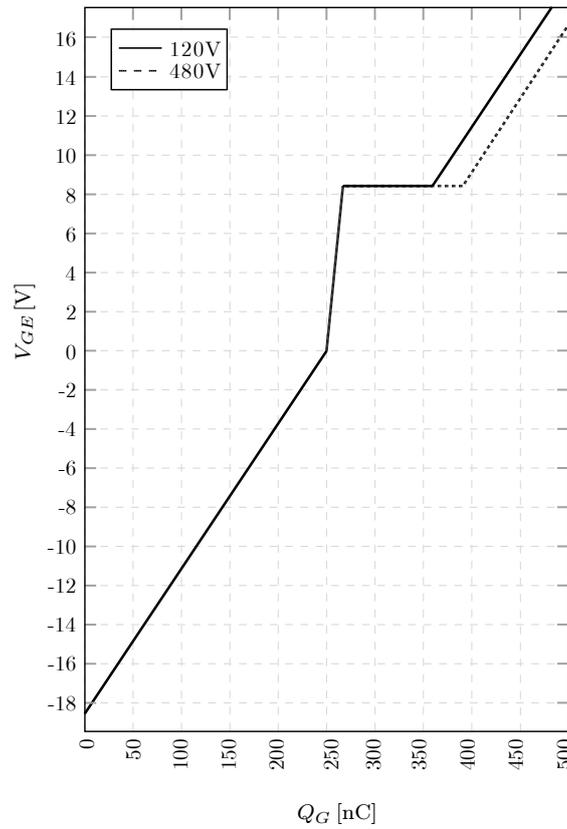


Figura 4.4: Extrapolación de la carga de gate del IGBT

Con estos datos se puede establecer la potencia necesaria en el driver:

$$P_{GD} = Q_G (V_{Gon} - V_{Goff}) f_{sw} \quad (4.1)$$

En este caso:

$$P_{GD} = 440 \text{ nC} \cdot (15 \text{ V} - (-15 \text{ V})) \cdot 100 \text{ kHz} = 1,32 \text{ W} \quad (4.2)$$

Para diseñar la resistencia hay que considerar la entrega de la corriente necesaria en el encendido y apagado del dispositivo. El pulso de corriente tiene

características particulares, relacionadas a la carga de las capacidades internas mencionadas anteriormente. Una característica fundamental a tener presente es la elevada demanda de corriente al comienzo del pulso de carga, como se muestra en la Figura 4.5.

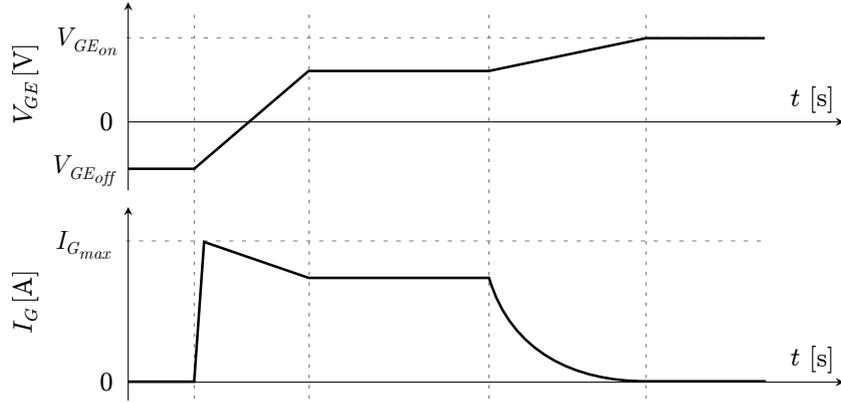


Figura 4.5: Evolución de la tensión y corriente de *gate* de un IGBT durante el encendido

La corriente media, que es la mínima corriente que se necesita que entregue el driver, puede ser calculada como:

$$I_G = Q_G F_{sw} = 440 \text{ nC} \cdot 100 \text{ kHz} = 44 \text{ mA} \quad (4.3)$$

La corriente pico puede ser calculada como:

$$I_{Gpico} = \frac{V_{GEon} - V_{GEoff}}{R_G + R_{Gint}} \quad (4.4)$$

donde  $R_{gint}$  es la resistencia interna de gate presente en el dispositivo.

Controlando el pico de corriente inicial en el pulso de carga, se controlan los tiempos de encendido y apagado del dispositivo. Incrementando el pico de

corriente, se reducen los tiempos y las pérdidas en conmutación.

En función de estos requerimientos se seleccionó el driver *1EDI60N12AF* de *Infineon*. Este dispositivo entrega una corriente máxima de 6 A. Así resulta una resistencia de gate mínima de:

$$R_{G_{min}} = 5 \Omega \quad (4.5)$$

En función de la capacidad de corriente del driver y de los datos del fabricante de la llave, se adopta un  $R_g = 5,6 \Omega$ .

Luego de la implementación, mediante un osciloscopio se midieron los tiempos de retardo desde la señal lógica de comando que ingresa al driver hasta la tensión colector-emisor del IGBT. En la Figura 4.6 se presenta una gráfica de los datos obtenidos correspondientes al retardo del driver junto a un optoacoplador (empleado para adaptar niveles de tensión) el cual posee un retardo de propagación de unos 30 ns según el fabricante. El tiempo medido fue del orden de los 180 ns, y es coherente con la información provista por el fabricante del driver que establece un retardo típico de 120 ns en el encendido.

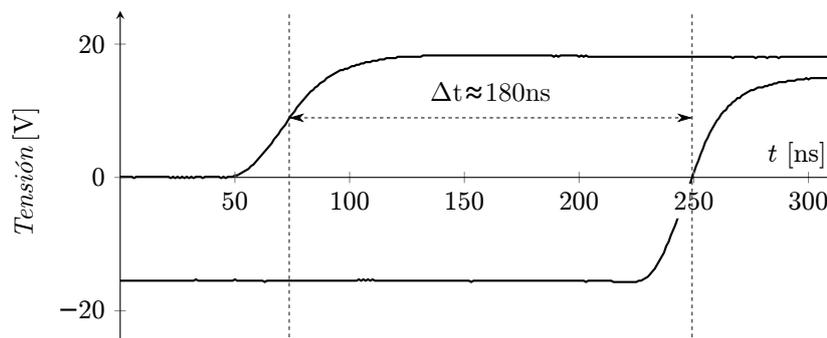


Figura 4.6: Retardo entre las señales de entrada y salida del driver

A su vez, se realizó una medición sobre el IGBT obteniéndose un tiempo de encendido de aproximadamente 120 ns, para  $R_g = 5,6 \Omega$ ,  $V_{GE_{on}} = 15 \text{ V}$  y  $V_{GE_{off}} = -15 \text{ V}$ .

### 4.1.3. Análisis térmico: diseño del disipador

Para el diseño de un disipador lo primero que se debe realizar es un circuito térmico equivalente. En el caso de los IGBT el circuito equivalente es el mostrado en la Figura 4.7, donde  $\theta_{SW\ j-c}$  y  $\theta_{D\ j-c}$  son las resistencias térmicas juntura-carcasa de la llave y del diodo respectivamente.  $\theta_{c-d}$  es la resistencia térmica de una mica y/o grasa,  $\theta_{c-AMB}$  es la resistencia térmica del dispositivo generalmente de un valor muy grande, y  $\theta_{d-AMB}$  es la del disipador, que es el dato que se pretende hallar.

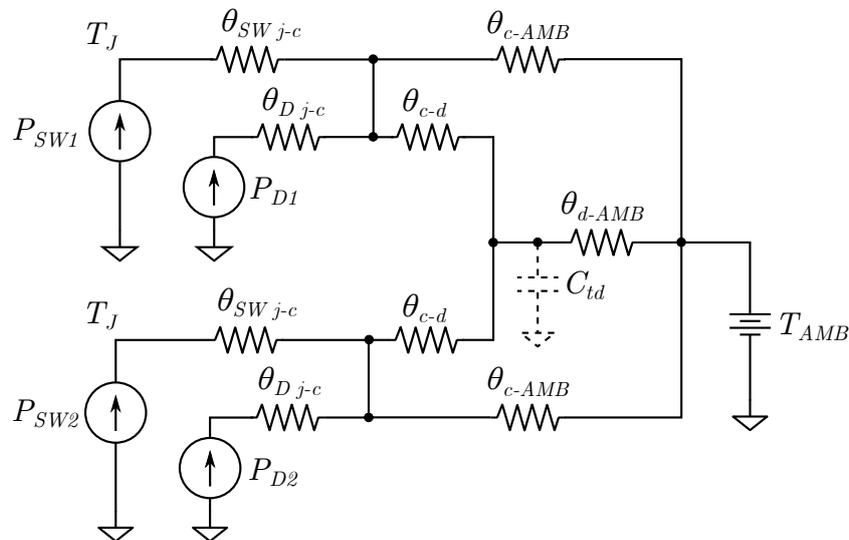


Figura 4.7: Circuito térmico equivalente de los dispositivos IGBT

A partir del circuito de la Figura 4.7 resulta:

$$T_{AMB} + P_{SW} \theta_{SW} + (P_{SW} + P_D)(\theta_{c-AMB} // (\theta_{c-d} + 2\theta_{d-AMB})) \leq T_{Jmax} \quad (4.6)$$

Para el cálculo de la resistencia térmica, se debe establecer la potencia que se disipa tanto en el diodo como en la llave. La misma dependerá de las pérdidas en el dispositivo, las cuales pueden ser por conducción, por conmutación, por corrientes de pérdida en situación de bloqueo, etc. En este convertidor, las llaves son encendidas a corriente cero y apagadas a corriente y tensión nulas. Al ser dicha corriente senoidal, ésta disminuye suavemente a cero favoreciendo la extinción de la carga acumulada y disminuyendo el fenómeno de recuperación inversa. Así las pérdidas debidas a este fenómeno son despreciables para esta aplicación. A su vez, las pérdidas en bloqueo son pequeñas para el dispositivo seleccionado ( $\approx 1$  W), por lo que las pérdidas más importantes serán aquellas que ocurran en conducción. Las mismas se pueden calcular multiplicando la corriente eficaz por la caída de tensión directa de los dispositivos. La máxima potencia se da para el caso de fin de carga, donde la corriente sobre las llaves se maximiza, y sobre los diodos antiparalelos es pequeña. Luego, si se considera una caída de tensión en directa de las llaves de 2,4 V y una corriente eficaz de 13,5 A se obtiene:

$$P_{sw} = 13,5 \text{ A} \cdot 2,4 \text{ V} = 32,4 \text{ W} \quad (4.7)$$

En el caso del diodo, si se considera una caída de tensión en directa de 2,2 V

y una corriente eficaz de 0,1 A se obtiene:

$$P_d = 0,1 \text{ A} \cdot 2,2 \text{ V} = 0,22 \text{ W} \quad (4.8)$$

La resistencia térmica carcasa-disipador se estimó en  $0,4 \text{ }^\circ\text{C/W}$  correspondiente al empleo de una mica y la correspondiente grasa (Mohan, “Power Electronics” p.739). Luego, si se considera una temperatura ambiente de  $50 \text{ }^\circ\text{C}$  y una temperatura de juntura máxima de  $110 \text{ }^\circ\text{C}$  (ver hojas de datos), se obtiene una resistencia térmica para el disipador de:

$$\theta_{d-AMB} \leq 0,990 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (4.9)$$

Este valor de resistencia térmica es muy pequeño, lo que implica un disipador de dimensiones muy grandes. Por tal motivo, se decidió analizar la disipación de potencia de los dispositivos considerando la condición de operación que se ajusta más al funcionamiento real del cargador. Analizando el campo de aplicación se observa que la carga desde tensión cero de un bus de capacitores se planea que ocurra una única vez al comienzo del funcionamiento, y que después se van a producir cargas de menor energía. Esto se debe a que en las fuentes pulsadas, cuando se produce el pulso de corriente, el capacitor de entrada (el cual se pretende cargar) se descarga una fracción de la tensión final. Para saber entonces qué potencia disiparán estos dispositivos, es necesario conocer la potencia de recarga razón por la cual hay que establecer la energía entregada. Para ello, se estimará un pulso de descarga tomando como referencia algunas aplicaciones típicas de un convertidor

de este tipo. La forma de onda considerada se observa en la Figura 4.8.

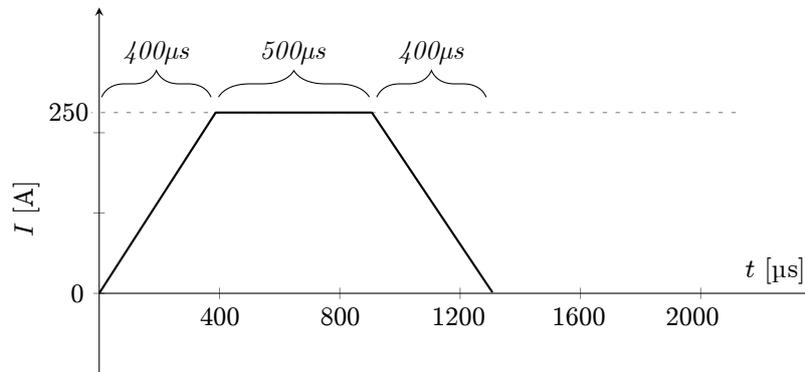


Figura 4.8: Pulso de descarga estimado

Luego de una descarga de este tipo, se logra volver a cargar el condensador de salida a la tensión final tras 110 ms. Suponiendo un pulso de descarga periódico en 1 s, se puede calcular la potencia promediada:

$$P_{promedio} = 32,4 \text{ W} \cdot \frac{110}{1000} = 3,564 \text{ W} \quad (4.10)$$

Si además se plantea un único disipador para cada IGBT, estarán más relajados los requerimientos. De este modo resulta el modelo de la Figura 4.9.

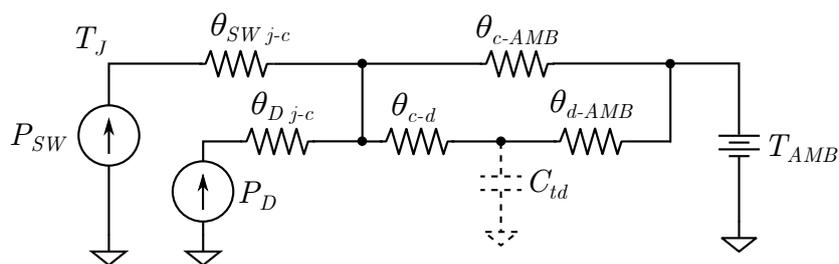


Figura 4.9: Circuito térmico equivalente para un único IGBT

Ahora, el cálculo de la resistencia resulta:

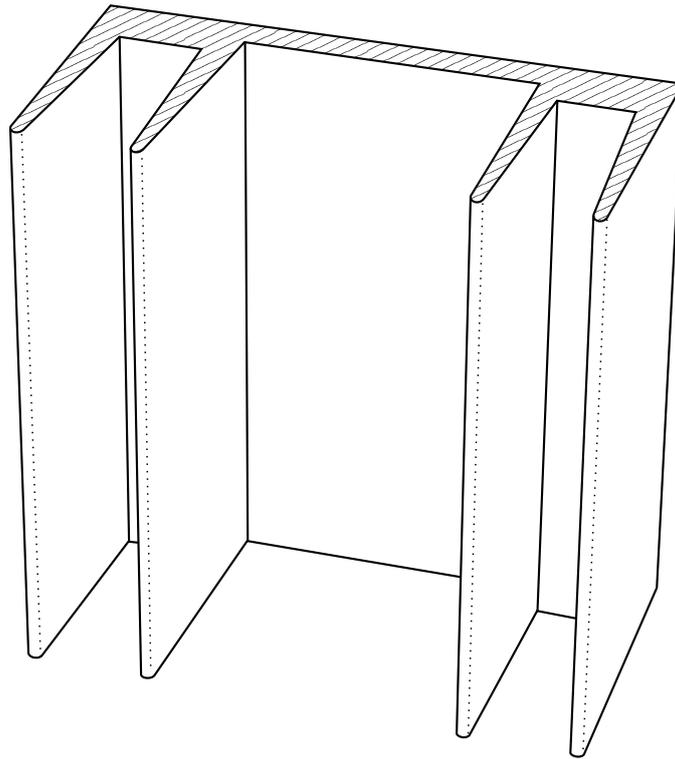
$$T_{AMB} + P_{SW} \theta_{SW} + (P_{SW} + P_D)(\theta_{c-AMB}/(\theta_{c-d} + \theta_{d-AMB})) \leq T_{Jmax} \quad (4.11)$$

Con la potencia de recarga se calcula la resistencia térmica del disipador nuevamente.

$$\theta_{d-AMB} \leq 27,135 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (4.12)$$

Entonces se seleccionaron para esta aplicación dos disipadores de *International Alu-El SRL* modelo *ZD-1* que se observa en la Figura 4.10. Las dimensiones del mismo son  $58 \text{ mm} \times 50 \text{ mm} \times 29 \text{ mm}$  las cuales resultan cómodas para el montaje. Este perfil, para una longitud de  $50 \text{ mm}$  posee una resistencia térmica de  $4,4 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ .

Los cálculos hasta aquí realizados tienen en cuenta la temperatura que van a alcanzar las distintas partes del modelo térmico en estado estacionario, lo cual es de gran utilidad para verificar que no se superen los valores máximos. No obstante, con los datos del disipador seleccionado se puede incorporar al modelo la capacidad térmica del disipador de modo de evaluar la evolución dinámica de las temperaturas. En tal sentido, se puede verificar que la estimación sobre la potencia disipada es válida siempre y cuando la constante de tiempo de calentamiento del disipador sea lo suficientemente lenta como para que, en el comienzo de carga y sometido el dispositivo a una elevada potencia, la temperatura no supere el valor establecido como límite. Para realizar esta verificación se calcula la capacidad

Figura 4.10: Disipador *ZD-1* de *International Alu-El SRL*

térmica del disipador como:

$$C_{td} = \text{Peso por metro} \times \text{Longitud} \times \text{Calor específico} \quad (4.13)$$

En este caso:

$$C_{td} = 1,375 \text{ kg/m} \cdot 0,05 \text{ m} \cdot 900 \text{ J}/(\text{K} \cdot \text{kg}) = 61,875 \text{ J/K} \quad (4.14)$$

Se simuló el circuito equivalente completo, teniendo en cuenta el fenómeno de carga inicial y las sucesivas descargas y recargas del capacitor de salida, estudiando la evolución de la temperatura de juntura. Así se obtuvo que la temperatura

máxima que alcanzará será de  $93^{\circ}\text{C}$ . Un gráfico de esta situación se muestra en la Figura 4.11.

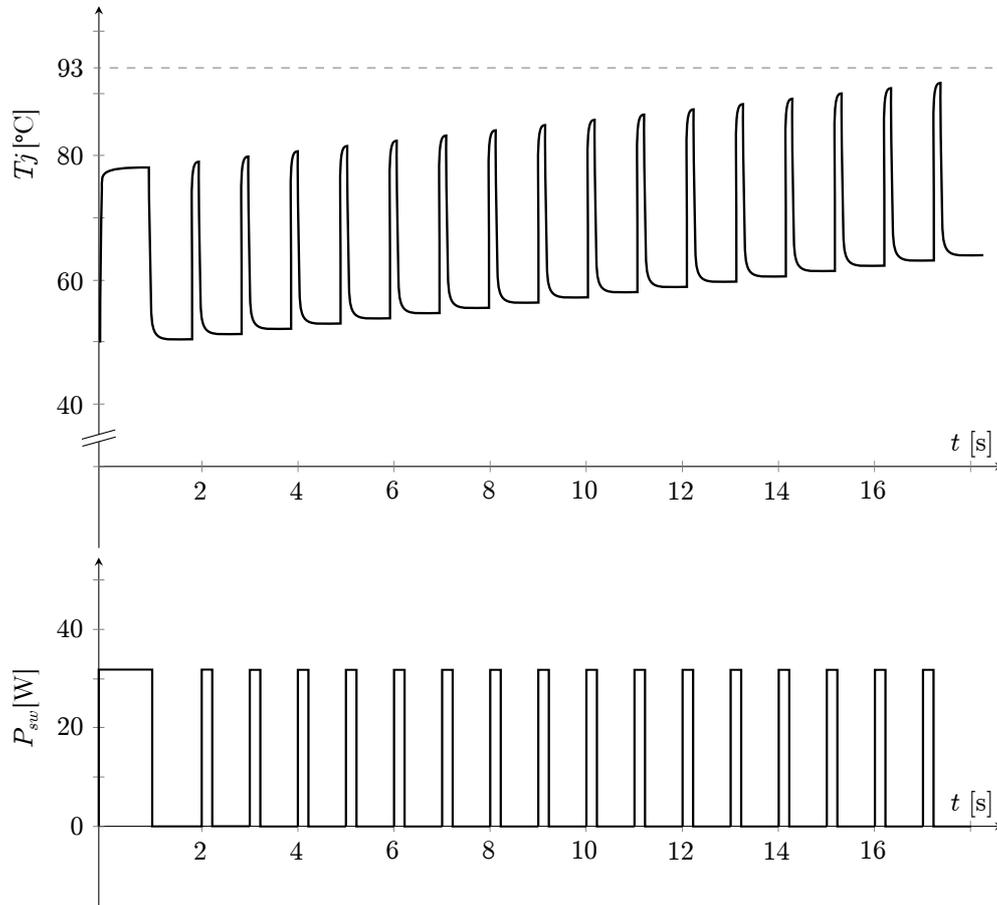


Figura 4.11: Evolución de la temperatura de juntura con disipador

## 4.2. Diodos de salida

### 4.2.1. Selección del dispositivo

Los diodos de salida funcionan en conjunto como un puente rectificador de onda completa. Los valores de tensión de bloqueo entonces dependerán de la tensión de carga del capacitor  $C_3$ . La máxima tensión de carga será  $V_{o_{max}} = \frac{39}{7} \frac{V_{DC}}{2} = 1114,28 \text{ V}$ , por lo que tomando un margen del 15% se adoptó un valor de bloqueo de 1300 V. A su vez, la velocidad de conmutación de los mismos debe ser alta para evitar pérdidas debidas a largos tiempos de recuperación inversa. Para la frecuencia de trabajo de 200 kHz, se pretende que tengan tiempos de recuperación como máximo de unos 50 ns. En la Tabla 4.4 se muestran los requerimientos de las mismas.

Tensión máxima de bloqueo	1300 V
Corriente máxima pico	10 A
Corriente máxima media	5 A
Tiempo de recuperación inversa	~ 50 ns

Tabla 4.4: Ratings mínimos de los diodos del puente rectificador

El modelo seleccionado es el *C3D10170H* de *Cree Inc.*, los cuales son diodos ultra rápidos de alta tensión. Las principales características del mismo se muestran en la Tabla 4.5.

A pesar de ser ultra rápido, este modelo de diodo posee una capacidad total superior a los diodos de otras tecnologías. Este valor elevado puede llegar a hacer importantes las oscilaciones parásitas ocasionadas por su presencia.

Tensión máxima de bloqueo	1700 V
Corriente máxima pico	26 A
Corriente máxima media	14,4 A
Tiempo de recuperación inversa	~ 0 ns
Tensión de encendido	1,7 V
Capacidad total máxima	827 pF
Corriente inversa de fuga	20 $\mu$ A

Tabla 4.5: Características de los diodos rectificadores *C3D10170H* de *Cree Inc.*

#### 4.2.2. Análisis térmico: diseño del disipador

A continuación se calculará el valor de resistencia térmica máximo necesario en el disipador. Se realizarán las mismas consideraciones que se tuvieron en cuenta en el caso de las llaves del circuito primario. Primero se prevee utilizar dos disipadores para los cuatro diodos de salida; es decir, se colocarán dos unidades en cada disipador. Entonces, el circuito térmico equivalente resultante es el de la Figura 4.12. Sabiendo que la resistencia térmica juntura-carcasa de los diodos *C3D10170H* es de  $0,65\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , y que la máxima corriente eficaz es de  $I_{rms} = 3,5\text{ A}$ , se considera el peor caso el cual corresponde al fin de carga. Luego, se obtienen las siguientes pérdidas en conducción:

$$P_1 = P_2 = P_3 = P_4 = 3,5\text{ A} \cdot 3\text{ V} = 10,5\text{ W} \quad (4.15)$$

En este caso los requerimientos son más holgados debido a que las corrientes

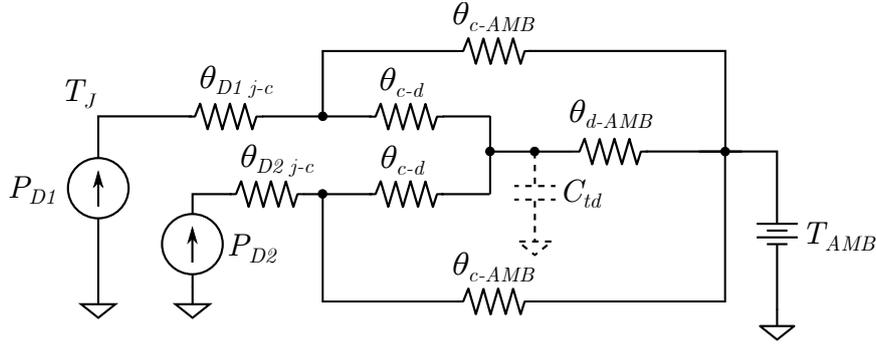


Figura 4.12: Circuito térmico equivalente para dos diodos y un disipador

son mucho menores. La potencia promedio de recarga resulta:

$$P_{promedio} = 10,5 \text{ W} \cdot \frac{110}{1000} = 1,155 \text{ W} \quad (4.16)$$

Del circuito térmico se obtiene la siguiente relación<sup>1</sup>:

$$T_{amb} + P_{prom} \theta_{j-c} + P_{prom} (\theta_{c-AMB} // (\theta_{c-d} + 2 \theta_{d-AMB})) \leq T_{Jmax} \quad (4.17)$$

Considerando una temperatura ambiente de unos  $50^\circ\text{C}$  y una temperatura de juntura máxima de  $110^\circ\text{C}$  (la máxima soportada por el dispositivo según el fabricante es de  $175^\circ\text{C}$ ), resulta:

$$\theta_{d-AMB} \leq 176,650^\circ\text{C/W} \quad (4.18)$$

Se seleccionan entonces dos disipadores idénticos al caso de las llaves, cuya

<sup>1</sup>Si se quisiera utilizar un único disipador para los 4 diodos, sólo se necesita cambiar el coeficiente de  $\theta_{d-AMB}$  por 4.

resistencia térmica es de  $4,4\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{W}$ , ya que por sus dimensiones para el encapsulado *TO-247* de los diodos resulta cómodo para el montaje.

### 4.3. Capacitores resonantes

En esta sección se presenta la selección de los capacitores resonantes. Del análisis realizado previamente en el plano de fase, junto a los resultados correspondientes de las simulaciones, se llega a los requerimientos mostrados en la Tabla 4.6. Se consideró que el peor caso posible es aquél donde el dispositivo presenta mayores tensiones debido a un corrimiento en el plano de fase como consecuencia de la conexión con un capacitor de salida con alguna condición inicial. El caso de descarga abrupta (prácticamente un cortocircuito) representa una situación poco real donde su existencia representaría daños sobre todos los dispositivos involucrados, no solo los capacitores. El valor de capacidad es fundamental para asegurar la frecuencia de resonancia deseada con el valor del inductor fijado previamente.

Capacidad	36 $\mu\text{F}$
Frecuencia de trabajo	100 kHz
Máxima tensión	750 V
Máxima tensión pico-pico	1100 V
Máxima tensión RMS AC	350 V
Máxima corriente pico	20 A

Tabla 4.6: Ratings de los capacitores resonantes

Los capacitores de papel (usualmente llamados de *film*) son la tecnología más adecuada para esta aplicación ya que su característica principal es su estabilidad en el valor de la capacidad ante variaciones de la tensión; es por esto que son ideales

para aplicaciones de tensión alterna. Sin embargo en esta tecnología aparece un fenómeno que hay que tener en cuenta, que es la disminución de la fortaleza del dieléctrico a medida que aumenta la frecuencia de trabajo. Esta disminución, en consecuencia conlleva a que el dispositivo soporte menos potencia de alterna. Por este motivo hay que prestar especial atención al funcionamiento a la frecuencia de trabajo, que en este caso es de 200 kHz. En la hoja de datos de la mayoría de estos dispositivos figura este fenómeno en un gráfico tensión RMS vs. frecuencia. Una figura típica se presenta en la Figura 4.13.

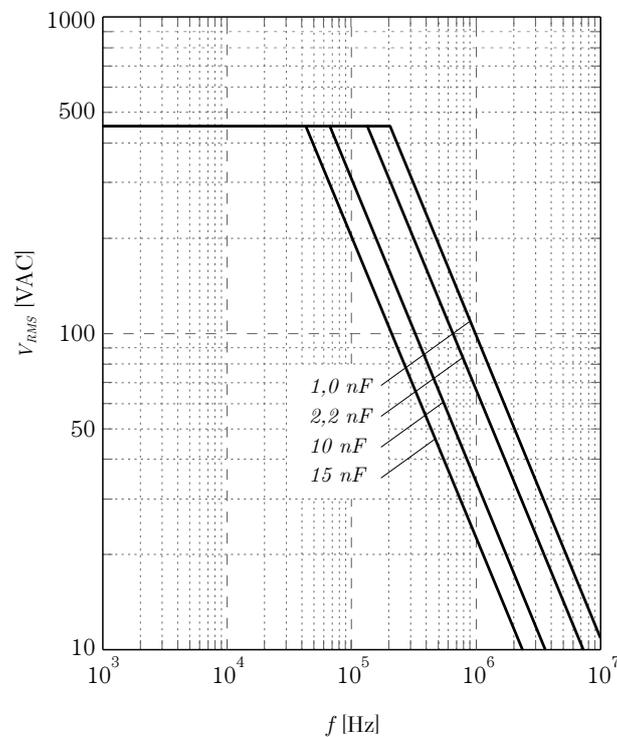


Figura 4.13: Curvas típicas de tensión-frecuencia para capacitores de papel

El modelo de capacitores resonantes seleccionado es el *B32672L1123J* de *EPCOS*, los cuales soportan una variación de tensión a 200 kHz de 400 V [13].

## 4.4. Transformador de potencia

En esta sección se realizará el diseño del transformador de potencia del convertidor. Primero se deben establecer los requerimientos del mismo. Estas características están especificadas en la Tabla 4.7.

Relación de vueltas, $N$	5,5
Máxima tensión RMS del primario	178 V
Máxima corriente RMS del primario	18,5 A
Máxima tensión RMS del secundario	1000 V
Máxima corriente RMS del secundario	3,5 A
Frecuencia de operación, $f_s$	200 kHz

Tabla 4.7: Especificaciones del transformador de potencia

### 4.4.1. Selección del núcleo

En primer lugar se debe seleccionar para el núcleo un material adecuado para la frecuencia de operación  $f_s$ . Los núcleos de hierro-pulverizado (powder cores) son núcleos de gap de aire distribuido, los cuales poseen características tales como alta resistividad, bajas pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault y una excelente estabilidad en la inductancia tanto en alterna como en continua. Este tipo de material es usado fundamentalmente en filtros de interferencia electromagnética y bobinas de baja frecuencia, principalmente en fuentes conmutadas. Por otro lado, núcleos de ferrite son empleados en la mayoría de las aplicaciones de alta frecuencia. Los materiales de ferrite son fundamentalmente cerámicos, por lo que esencialmente son aisladores y previenen las corrientes de Foucault, aunque pueden

presentar pérdidas por histéresis. De estos materiales posibles, el que presenta menores pérdidas en el núcleo es el ferrite [2], por lo que será el material adoptado en el diseño.

Para estimar el tamaño del núcleo, existe una ecuación que facilita el diseño, denominada producto de áreas (ver Apéndice A). Esta expresión tiene en cuenta factores como saturación del núcleo, pérdidas en el cobre, consideraciones geométricas del núcleo y la potencia aparente transferida entre primario y secundario.

$$W_a A_e > \frac{(V_p I_p + V_s I_s) 10^6}{k_u 2 J B_{max} f_s} \quad (4.19)$$

Para poder estimar el producto de áreas, se realizan las siguientes consideraciones  $J = 5 \text{ A/mm}^2$ ,  $B_{max} = 100 \text{ mT}$ ,  $k_u = 0,5$  y  $f_s = 200 \text{ kHz}$ .

Así el núcleo seleccionado deberá tener un producto de áreas mayor a:

$$W_a A_e > \frac{(178 \text{ V} \cdot 18,5 \text{ A} + 1000 \text{ V} \cdot 3,5 \text{ A}) 10^6}{0,5 \cdot 2 \cdot 5 \text{ A/mm}^2 \cdot 100 \text{ mT} \cdot 200 \text{ kHz}} = 67\,930 \text{ mm}^4 \quad (4.20)$$

En base a estos cálculos, se seleccionaron del fabricante *Pryde SRL* dos núcleos *E55/28/21* cuyo valor del producto de áreas es  $W_a A_e = 131\,818 \text{ mm}^4$ .

#### 4.4.2. Diseño de los bobinados

Antes de poder calcular las pérdidas de este transformador y su elevación de temperatura, se necesita conocer las vueltas de los enrollamientos

primario y secundario así como también el tipo de cable empleado. Para aplicaciones de baja frecuencia o de corriente continua, suelen emplearse bobinados de cables de un solo hilo; sin embargo en aplicaciones de más alta frecuencia como este caso, aparece un fenómeno llamado efecto pelicular. Este fenómeno provoca que un conductor circulado por una corriente alterna tenga una sección menor de conducción, ya que los electrones tienden a circular por la zona más externa del mismo en vez de hacerlo por toda su sección, por lo que aumenta la resistencia del mismo. Para evitar este problema, se reemplaza el conductor tradicional por uno llamado hilo de Litz el cual está constituido por varios alambres recubiertos con una película aislante y trenzados, con lo cual se incrementa el área de la superficie conductora y con ello se reduce el efecto pelicular. Luego, se disminuyen las pérdidas de potencia en los conductores en alta frecuencia.

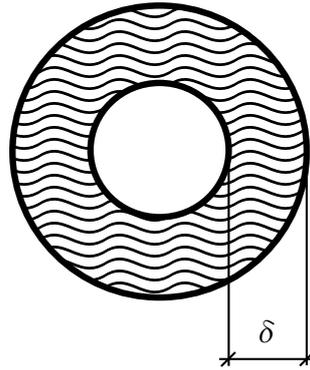
En este caso, lo que se necesita saber para seleccionar el hilo de Litz es lo que se llama profundidad de penetración  $\delta$ , que es la distancia respecto de la superficie del conductor donde ya la densidad de corriente ha descendido un 63 %.

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu_r\mu_0}} \quad (4.21)$$

El cobre presenta una resistividad  $\rho = 16,78 \text{ n}\Omega \text{ m}$  y una permeabilidad relativa de  $\mu_r = 0,999994$ . Luego la profundidad  $\delta$  a la frecuencia  $f_s = 200 \text{ kHz}$  resulta:

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \cdot 16,78 \text{ n}\Omega \text{ m}}{2\pi \cdot 0,999994 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}}} = 0,1457 \text{ mm} \quad (4.22)$$

Con este valor de  $\delta$ , para el enrollamiento primario se requerirán  $k_p$  alambres

Figura 4.14: Profundidad de penetración  $\delta$ 

para obtener el mismo área efectiva de conducción  $A_w$  establecida originalmente.

$$A_{wp} = \frac{18,5 \text{ A}}{5 \text{ A/mm}^2} = 3,7 \text{ mm}^2 = k_p \cdot \pi \cdot \delta^2 \quad (4.23)$$

$$k_p = \frac{3,7 \text{ mm}^2}{\pi \cdot \delta^2} = 55,4799 \quad (4.24)$$

$$A_{ws} = \frac{3,5 \text{ A}}{5 \text{ A/mm}^2} = 0,7 \text{ mm}^2 = k_s \cdot \pi \cdot \delta^2 \quad (4.25)$$

$$k_s = \frac{0,7 \text{ mm}^2}{\pi \cdot \delta^2} = 10,4962 \quad (4.26)$$

Por cuestiones prácticas se seleccionará un número de alambres menor, ya que el número elevado obtenido de la cuenta anterior hubiese incrementado innecesariamente la complejidad del diseño. Es importante recordar que el precio que se paga al emplear un número de cables menor al calculado teóricamente, es un incremento de la resistencia en alterna ya que el área disponible será menor en alta frecuencia.

El fenómeno de profundidad de penetración, indica la distancia respecto de la superficie a partir de la cual se puede considerar despreciable la densidad

de corriente. Sin embargo, esto no indica que sea imperativo utilizar conductores cuyo radio sea igual a esta distancia  $\delta$ . Si este fuese el caso, serían conductores de área efectiva menor  $A_{walt} = \pi \cdot \delta^2$ . Este caso corresponde a intentar mantener lo más similares posibles las resistencias tanto en alterna como en continua, al asumir una misma sección de conducción. Pero si se emplearan conductores de mayor sección, como el área efectiva de conducción depende del radio, la misma será entonces mayor para cada unidad  $A_{walt} = \pi \cdot (r^2 - (r - \delta)^2)$ , lográndose emplear una menor cantidad de hilos. Lo que sucede aquí es que se está diseñando en función la resistencia de alterna, relajando la resistencia en continua ya que en este caso estaría disponible mayor superficie, por lo que en alterna se estaría desperdiciando cobre.

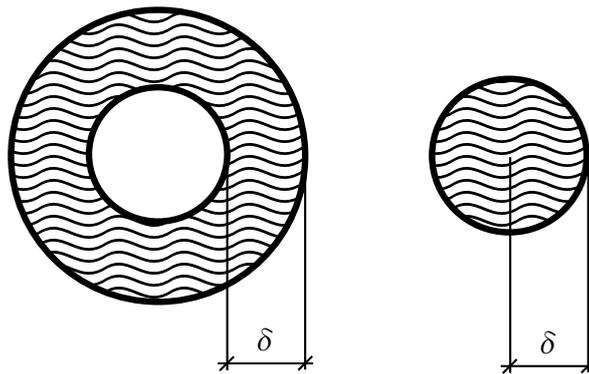


Figura 4.15: Mayor área de conducción con una misma profundidad de penetración  $\delta$

Entonces para el bobinado primario, teniendo en cuenta la profundidad de penetración  $\delta$  y fijando un número de hilos de Litz en 15, se obtienen conductores cuyo radio es:

$$3,7 \text{ mm}^2 = 15 \cdot \pi \cdot (r^2 - (r - \delta)^2) \quad (4.27)$$

$$r = \left( \frac{3,7 \text{ mm}^2}{15 \cdot \pi \cdot 2 \cdot \delta} + \frac{\delta}{2} \right) = 0,3367 \text{ mm} \quad (4.28)$$

Así resultan 15 alambres de diámetro 0,6734 mm. A modo de comparación, si no existiese el fenómeno pelicular, se requerirían 10 cables de estas dimensiones para lograr un área de conducción en continua de 3,7 mm<sup>2</sup>.

En este caso se disponía previamente de alambre de diámetro de 0,5 mm. Empleando este mismo resultan 23 hilos de Litz.

$$k_p = \frac{3,7 \text{ mm}^2}{\pi(2 \cdot 0,5/2 \cdot \delta - \delta^2)} = 22,43 \quad (4.29)$$

Haciendo el mismo análisis para el enrollamiento secundario, se requerirán 10 hilos Litz considerando el tamaño mínimo, es decir, conductores de radio igual a  $\delta$ . Sin embargo, del mismo modo que en el caso del enrollamiento primario, se pueden relajar las consideraciones de resistencia en continua, utilizando menos conductores cada uno de una sección mayor. Empleando hilos de 0,4 mm, se obtiene

$$k_s = \frac{0,7 \text{ mm}^2}{\pi(2 \cdot 0,4/2 \cdot \delta - \delta^2)} = 5,94 \quad (4.30)$$

Se requerirán entonces 6 hilos de 0,4 mm de diámetro.

Para seleccionar el número de vueltas hay que tener en cuenta dos factores: la saturación del núcleo y el espacio disponible para los enrollamientos. El primero de estos factores establece el número mínimo de vueltas, mientras que el último establece un máximo para el diseño.

$$N_p > \frac{V_p \cdot 10^6}{A_{min} \cdot B_{sat} \cdot 2 \cdot f_s} = \frac{178 \text{ V}}{349 \text{ mm}^2 \cdot 0,25 \text{ T} \cdot 2 \cdot 200 \text{ kHz}} = 5,1 \quad (4.31)$$

Entonces resulta  $N_{pmin} = 6$ . Por otro lado

$$N_p < \frac{W_a \cdot k_u}{A_{wp} + 5,5 \cdot A_{ws}} = \frac{375,55 \text{ mm}^2 \cdot 0,5}{A_{wp} + 5,5 \cdot A_{ws}} = 24,87 \quad (4.32)$$

se obtiene un máximo de 24 vueltas para el enrollamiento primario. A su vez, de esta ecuación se puede obtener el número máximo de vueltas del enrollamiento secundario, que será de  $N_s < 5,5 \cdot N_{pmax} = 136,79$ . Entonces  $N_{smax} = 136$ . Luego se calcula el valor mínimo de vueltas del bobinado secundario:

$$N_s > \frac{V_s \cdot 10^6}{A_{min} \cdot B_{sat} \cdot 2 \cdot f_s} = \frac{1000 \text{ V} \cdot 10^6}{349 \text{ mm}^2 \cdot 0,25 \text{ T} \cdot 2 \cdot 200 \text{ kHz}} = 28,65 \quad (4.33)$$

Entonces resulta  $N_{smin} = 29$ .

Teniendo en cuenta estos valores se seleccionó para el enrollamiento primario un número de vueltas igual a 8, por lo que resultan 44 vueltas en el secundario para obtener la relación  $\frac{N_s}{N_p} = 5,5$  deseada.

#### 4.4.3. Cálculo de pérdidas y elevación de temperatura

La resistencia del bobinado primario depende del coeficiente en  $\Omega/\text{m}$  y de su longitud total. Para estimar la longitud total, se utiliza un dato obtenido del fabricante del carrete donde provee una aproximación del valor de una vuelta promedio (MLT). En el caso del carrete para núcleos E55/28/21 de *Pryde SRL*

resulta:

$$R_p = \rho \cdot \frac{MLT \cdot N_p}{A_{efp} \cdot nl_p} = 1,71 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot \frac{0,119 \text{ m} \cdot 8}{0,165 \text{ mm}^2 \cdot 23} = 4,29 \text{ m}\Omega \quad (4.34)$$

donde  $\rho$  es la resistividad del cobre,  $A_{ef}$  es el área efectiva de conducción teniendo en cuenta el efecto pelicular, y  $N_p$  y  $nl_p$  son el número de vueltas del enrollamiento primario y el número de hilos de Litz del mismo respectivamente.

Entonces las pérdidas en el cobre serán de:

$$P_{cu_p} = i_{prms}^2 \cdot R_p = (18,5 \text{ A})^2 \cdot 5,90 \text{ m}\Omega \approx 1,47 \text{ W} \quad (4.35)$$

Para el caso del secundario, la resistencia del bobinado secundario es:

$$R_s = \rho \cdot \frac{MLT_s \cdot N_s}{A_{efs} \cdot nl_s} = 1,71 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot \frac{(0,119 \text{ m} \cdot 22 + 0,121 \text{ m} \cdot 22)}{0,118 \text{ mm}^2 \cdot 6} = 127,53 \text{ m}\Omega \quad (4.36)$$

Notar que el  $MLT$  es distinto al caso anterior, denotado aquí como  $MLT_s$ . Esto se debe a que al ser 44 vueltas, se pretende hacer un diseño de 2 capas de aproximadamente 22 vueltas (el ancho disponible en el carrete es de 39 mm y se estimó un diámetro de 1,5 mm para cada grupo de 6 hilos). Entonces se calculó la resistencia tomando dos longitudes de vuelta promedio distintas para cada capa, que resulta de  $MLT_s = MLT_1 + MLT_2 = 0,119 \text{ m} \cdot 22 + 0,121 \text{ m} \cdot 22$ .

Así la potencia disipada en el cobre será de:

$$P_{cu_s} = i_{srms}^2 \cdot R_p = (3,5 \text{ A})^2 \cdot 131,78 \text{ m}\Omega \approx 1,562 \text{ W} \quad (4.37)$$

A continuación, se determinan las pérdidas en el núcleo debido a la histéresis magnética. Primero se determina el valor máximo de la componente de alterna de la inducción magnética.

$$B_{AC} = \frac{V_p}{4 \cdot f_s \cdot A_{min} \cdot N_p} = \frac{178 \text{ V}}{4 \cdot 200 \text{ kHz} \cdot 349 \text{ mm}^2 \cdot 8} = 79,692 \text{ mT} \quad (4.38)$$

Para el calculo de las pérdidas se debe tener en cuenta el material de ferrite utilizado, el cual es el **3C92** de *Ferroxcube*. El cálculo se realiza multiplicando el valor de potencia por metro cubico por el volumen magnético efectivo del nucleo:

$$P_h = P_v \cdot V_e \approx 150 \text{ kW/m}^3 \cdot 43\,400 \text{ mm}^3 = 6,51 \text{ W} \quad (4.39)$$

Finalmente se puede calcular la sobreelevación de temperatura que tendrá, respecto de la emperatura ambiente, debido a las pérdidas totales que en este caso son  $P_T \approx 10 \text{ W}$ . Para ello se utiliza la siguiente expresión[18]:

$$\Delta T = \left( \frac{P_T [\text{mW}]}{S_{exp} [\text{cm}^2]} \right)^{0,833} = \left( \frac{10\,000 \text{ mW}}{231,168 \text{ cm}^2} \right)^{0,833} \approx 23 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.40)$$

Esta fórmula tiene en cuenta tanto las pérdidas en el cobre como en el núcleo y asume que el calor se disipa uniformemente en la superficie del núcleo y el bobinado, independientemente de la temperatura ambiente.

#### 4.4.4. Inductancia de pérdidas

Un factor importante en el diseño es la inductancia de pérdidas, ya que este valor afectará la inductancia total del sistema de la cual depende la frecuencia de resonancia.

A partir de una expresión simplificada, se puede calcular la inductancia de pérdidas serie del bobinado primario [9]. Luego, se tiene que:

$$L_{leak} \approx \frac{\mu_0 (N_p)^2 l_w b_w}{3 h_w} = 0,9465 \mu\text{H} \quad (4.41)$$

donde  $l_w = MLT = 119 \text{ mm}$ ,  $h_w = 3,32 \text{ mm}$  y  $b_w = 0,985 \text{ mm}$ .

La Tabla 4.8 resume las características más importantes del transformador diseñado.

Tensión máx. primario	178 V	Inductancia de pérdidas	1 $\mu\text{H}$
Tensión máx. secundario	1000 V	Resistencia del primario	4,29 m $\Omega$
Corriente máx. primario	18,5 A	Resistencia secundario	127,53 m $\Omega$
Corriente máx. secundario	3,5 A	Pérdidas en el primario	1,47 W
Potencia máx. aparente	3,5 kVA	Pérdidas en secundario	1,562 W
Vueltas del primario	8	Pérdidas en el núcleo	26,04 W
Vueltas del secundario	44	Pérdidas totales	$\approx 29 \text{ W}$
Inductancia de magnetización	450 $\mu\text{H}$	Temp. máxima estimada	$\approx 50 \text{ }^\circ\text{C}$

Tabla 4.8: Características del transformador de potencia

## 4.5. Inductor resonante

A continuación se presenta el diseño del inductor  $L_1$ . El valor es un parámetro fundamental ya que se necesita fijar una frecuencia de resonancia dada. Sin embargo hay que tener en cuenta que en el circuito resonante LC aparece en serie la inductancia de pérdidas del transformador. Es por este motivo que la suma total de ambos valores deberá ser igual al valor de inductancia requerido para la resonancia. En este caso se quiere tener una  $L = 10 \mu\text{H}$ , entonces el valor de  $L_1$  deberá ser  $9 \mu\text{H}$  ya que, como se calculó en la unidad anterior,  $L_{leak} \approx 1 \mu\text{H}$ .

Inductancia	9 $\mu\text{H}$
Corriente RMS máxima	19 A
Máxima corriente pico	40 A
Frecuencia de trabajo	200 kHz

Tabla 4.9: Especificaciones del inductor resonante

### 4.5.1. Selección del núcleo

Del mismo modo que para el transformador se emplean dos núcleos  $E$  de ferrite. Luego, empleando la expresión *producto de áreas* se obtiene:

$$W_a A_e > \frac{L \cdot \hat{I}_L \cdot I_{L_{rms}}}{K_{cu} \cdot J \cdot B_{max}} = \frac{6 \mu\text{H} \cdot 41 \text{ A} \cdot 18,5 \text{ A}}{0,5 \cdot 5 \text{ A/mm}^2 \cdot 0,1 \text{ T}} = 18\,204 \text{ mm}^4 \quad (4.42)$$

Con este valor, se pueden seleccionar dos núcleos E de menor tamaño al caso del transformador; sin embargo, como las pérdidas en el núcleo aumentan

al disminuir el área efectiva (ver más adelante), un núcleo muy pequeño, como el caso del *E47/20/16* tendrá grandes pérdidas y en consecuencia, una muy alta sobreelevación de temperatura.

Entonces se seleccionan dos núcleos *E55/28/21* cuyo producto de áreas es de  $131\,818\text{ mm}^4$ .

#### 4.5.2. Diseño del bobinado

Teniendo en cuenta nuevamente el efecto pelicular se utiliza un enrollamiento de Litz con las mismas características que el enrollamiento primario. Luego, se calcula el número de vueltas mínimo y máximo:

$$N > \frac{L \cdot \hat{I}_L}{A_{e_{min}} \cdot B_{max}} = \frac{6\ \mu\text{H} \cdot 41\ \text{A}}{349\ \text{mm}^2 \cdot 0,25\ \text{T}} = 2,82 \quad (4.43)$$

$$N < \frac{W_a \cdot K_{cu}}{A_w} = \frac{375,55\ \text{mm}^2 \cdot 0,5}{6,50\ \text{mm}^2} = 28,89 \quad (4.44)$$

De este modo se adoptan 8 vueltas.

Para asegurar la estabilidad del valor del inductor ante variaciones de corriente, se realizará un diseño con entrehierro de aire. Esto permite que el valor de inductancia dependa principalmente de la separación entre núcleos y no del valor de corriente. Analizando el circuito magnético de la Figura 4.16, resulta:

$$L = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_m + \mathfrak{R}_g} \quad (4.45)$$

donde  $\mathfrak{R}_m$  es la reluctancia del medio magnético y  $\mathfrak{R}_g$  es la reluctancia del entrehierro. Sabiendo a su vez que:

$$\mathfrak{R}_i = \frac{L_i}{\mu_i \cdot A_e} \quad (4.46)$$

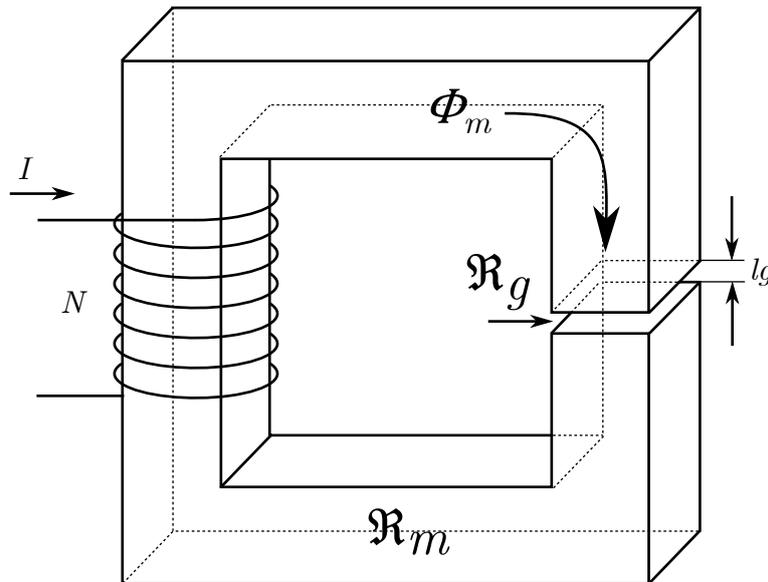


Figura 4.16: Circuito magnético con entrehierro

Reemplazando se obtiene la siguiente relación:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{l_g \left(1 + \frac{l_m}{l_g \cdot \mu_r}\right)} \quad (4.47)$$

donde  $l_m$  es la longitud que recorre el flujo magnético dentro del núcleo, y  $l_g$  es la longitud del entrehierro.

Sabiendo que la permeabilidad relativa del medio es mucho mayor que 1, la expresión anterior se puede simplificar a:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot N^2 \cdot A_e}{l_g} \quad (4.48)$$

donde se observa que el valor de inductancia depende exclusivamente de la reluctancia del entrehierro.

Un fenómeno importante a tener en cuenta al diseñar bobinados con entrehierro, es que las líneas de flujo magnético se curvan al salir del núcleo. Este efecto se observa en la Figura 4.17.

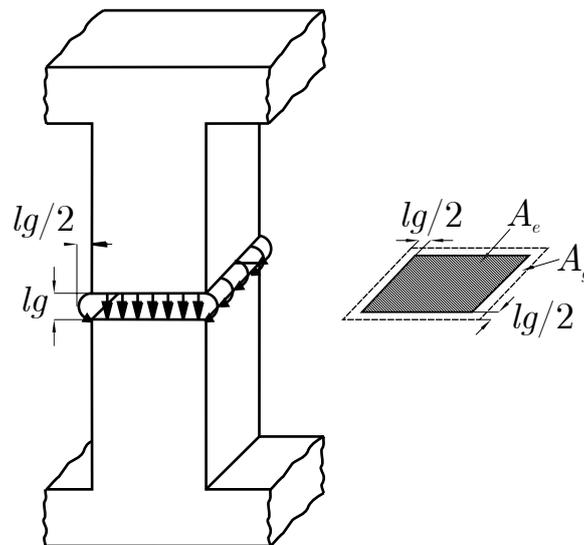


Figura 4.17: Esquema de núcleo con entrehierro

Considerando el peor caso donde las líneas de flujo se cierran formando un semicírculo, el área efectiva atravesada por el flujo magnético será:

$$A_g = (L_a + 2\Delta L_a)(L_b + 2\Delta L_b) = (L_a + l_g)(L_b + l_g) \quad (4.49)$$

Entonces la inductancia estará definida por:

$$L_1 = L_0 \frac{A_g}{A_e} = \frac{\mu_0 \cdot N^2 [(L_a + l_g)(L_b + l_g)]}{2 \cdot l_g} \quad (4.50)$$

La resolución numérica de esta ecuación lleva a dos valores posibles, de los cuales solo uno tiene sentido físico. Como se observa en la Figura 4.18, solo la primera solución es la correcta, donde se ve claramente que una disminución del valor del entrehierro conlleva un incremento de la inductancia, mientras que la otra solución implica un razonamiento no realista.

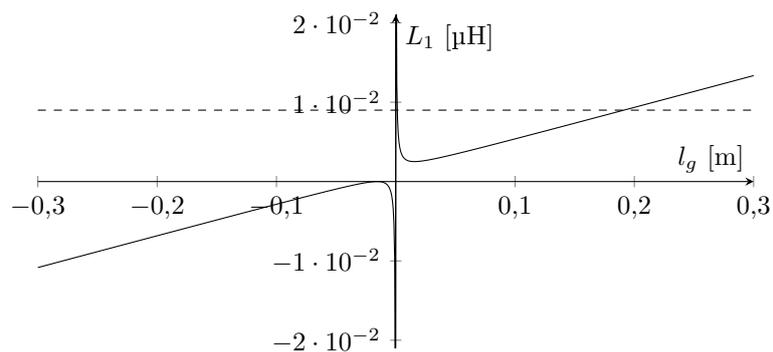


Figura 4.18: Gráfica de la Ecuación (4.50) en función del entrehierro  $l_g$

Sin embargo, antes de calcular el valor real del entrehierro hay otro factor a tener en cuenta: el flujo magnético que circula a través del aire en el espacio generado por el carrete entre el bobinado de cobre y el núcleo. Esto genera una inductancia adicional, dada por:

$$L_{kc} = \frac{\mu_0 \cdot N (A_c - A_e)}{\phi_{Cu}} \quad (4.51)$$

donde  $A_c$  es el área total de flujo debido al carrete, y  $\phi_{Cu}$  es el diámetro del cobre.

En este caso particular con el núcleo y carrete seleccionado este valor es de:

$$L_{kc} = \frac{\mu_0 \cdot 8 \cdot (476 \text{ mm}^2 - 349 \text{ mm}^2)}{2,3 \text{ mm}} \approx 0,56 \text{ μH} \quad (4.52)$$

Entonces, para el núcleo seleccionado y con  $L = 9 \mu\text{H} - L_{kc} = 8,44 \mu\text{H}$ ,  $N = 8$  vueltas,  $l_g$  resulta:

$$l_g = 2,13 \text{ mm} \quad (4.53)$$

### 4.5.3. Cálculo de pérdidas y elevación de temperatura

Para calcular las pérdidas en el cobre se debe recurrir al valor  $MLT$  en función del carrete seleccionado.

$$R_l = \rho \cdot \frac{MLT \cdot N}{A_{efs} \cdot nl_s} = 1,71 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m} \cdot \frac{0,087 \text{ m} \cdot 8}{0,165 \text{ mm}^2 \cdot 23} = 3,14 \text{ m}\Omega \quad (4.54)$$

Las pérdidas asociadas serán:

$$P_{cu} = i_{rms}^2 \cdot R_l = (18,5 \text{ A})^2 \cdot 3,14 \text{ m}\Omega \approx 1,075 \text{ W} \quad (4.55)$$

Como en el caso del transformador, para calcular las pérdidas en el núcleo, es necesario determinar el valor máximo de variación de la inducción magnética.

$$B_{AC} \approx \frac{L \cdot \hat{I}_l}{N \cdot A_{min}} = \frac{8,56 \mu\text{H} \cdot 40 \text{ A}}{8 \cdot 349 \text{ mm}^2} = 122,636 \text{ mT} \quad (4.56)$$

Para este valor y el material del núcleo seleccionado **CF139**[12], resulta una potencia por metro cúbico de  $P_v = 70 \text{ kW/m}^3$ . Entonces las pérdidas en el núcleo serán de:

$$P_h = P_v \cdot V_e \approx 70 \text{ kW/m}^3 \cdot 21 \text{ 169 mm}^3 = 1,482 \text{ W} \quad (4.57)$$

Las pérdidas totales serán de  $P_T \approx 2,5 \text{ W}$ , con lo cual la sobreelevación de temperatura se estima en:

$$\Delta T = \left( \frac{2500 \text{ mW}}{231,168 \text{ cm}^2} \right)^{0,833} \approx 7,3 \text{ }^\circ\text{C} \quad (4.58)$$

En resumen, las características principales del inductor resonante se presentan en la Tabla 4.10

Valor de la inductancia	8,56 $\mu\text{H}$	Pérdidas en el cobre	1,075 W
Corriente máxima RMS	18,5 A	Pérdidas en el núcleo	16,935 W
Número de vueltas	8	Pérdidas totales	$\approx 18 \text{ W}$
Longitud del entrehierro	1,36 mm	Máxima temperatura	$\approx 33 \text{ }^\circ\text{C}$
Resistencia serie	3,14 m $\Omega$		

Tabla 4.10: Características del inductor resonante

#### 4.5.4. Medición experimental de los elementos magnéticos

Para la medición del valor real se realizaron dos procedimientos a modo de verificar los resultados obtenidos. El primer método consistió en ensayar al inductor con un convertidor *buck* con la salida en cortocircuito. El segundo método consistió en el empleo de un *Q-metro Hewlett-Packard 4342A*.

Un *Q-metro* es un instrumento que mide  $Q$ , el factor de calidad de un circuito, que es cuantificado en la relación entre la energía almacenada y la energía disipada por ciclo en el mismo.

$$Q = 2\pi \frac{\text{Energía pico almacenada}}{\text{Energía disipada por ciclo}} \quad (4.59)$$

En el primer método, se empleó un osciloscopio para visualizar la información y muestrear la señal. Como resultado de este ensayo se obtuvo una corriente en el inductor en forma de rampa. Teniendo en cuenta que se operó al convertidor en modo de conducción continua, existe una relación entre el ripple de corriente, el valor del inductor y la tensión aplicada. De aquí se obtuvieron los datos de tiempos y tensión de unos 50 ciclos de esta señal y se almacenaron en memoria. Mediante un programa en *MATLab* se estimó el valor de inductancia a partir de las pendientes de ascenso y descenso de la corriente, obteniendo un valor de  $L = 14,99 \mu\text{H}$ .

En el segundo método se realizaron dos mediciones. En la primer medición se conectó el inductor en los bornes del instrumento de modo de realizar lo que se denomina “medición directa” (ver Figura 4.19). En este caso la medición consiste en ubicar la frecuencia del oscilador interno en una frecuencia de referencia llamada  $L$ , conociendo el orden del valor del inductor a medir. Luego se varía el valor del capacitor interno con el control  $L/C$  hasta obtener un máximo en  $Q$ . Entonces del indicador  $L/C$  se puede leer directamente el valor de  $L$ . En esta medición se obtuvo un  $L \approx 22 \mu\text{H}$ .

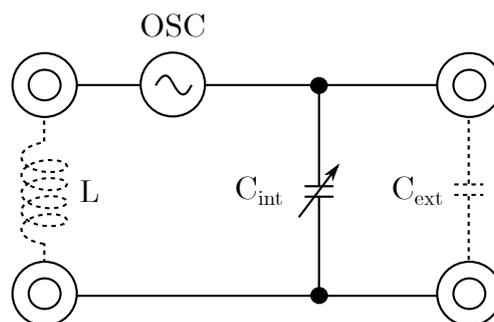


Figura 4.19: Diagrama de medición del Q-metro

Este valor es ampliamente superior al estimado en el primer procedimiento.

Esto puede deberse principalmente a que el instrumento realiza la medición a una frecuencia fija de referencia que no tiene relación alguna con la frecuencia de resonancia del inductor en el cargador. Para este instrumento, la frecuencia de referencia para inductores en el rango de los 10  $\mu\text{H}$ , es de 2,5 MHz. Entonces se optó por realizar una medición diferente aprovechando toda la información que se puede obtener del instrumento.

La segunda medición tuvo como objetivo hallar la frecuencia de resonancia que tendrá el inductor dentro del convertidor, es decir con una capacidad de 60 nF. Esta medición se pudo realizar gracias a que el instrumento permite colocar una capacidad en paralelo a su capacitor interno, y reducir el valor de este último hasta los 25 pF, un valor prácticamente despreciable. De esta manera se barrió en frecuencia en búsqueda del máximo  $Q$ . De este modo se obtuvo un valor de  $Q = 70$  a una frecuencia de 166 kHz.

De este valor se deduce que, considerando una capacidad de 60 nF, el inductor diseñado posee una inductancia cercana a los 15  $\mu\text{H}$ . Así se puede asegurar que la frecuencia de resonancia estará alrededor de los 160 kHz, ya que la inductancia total será algo mayor, cercana a los 16  $\mu\text{H}$  debido a la inductancia de pérdidas del transformador.

## 4.6. Carga fantasma

Debido a que el cargador funciona como un generador de corriente, se deben instrumentar medidas de seguridad que prevean la desconexión eventual de la

carga. Por tal motivo, se conecta en paralelo con los bornes de salida la denominada *carga fantasma* con el objetivo de simular una carga eléctrica.

La misma está compuesta por dos elementos: uno resistivo y uno capacitivo, como se ilustra en la Figura 4.20. La parte resistiva tiene como objetivo la limitación de la corriente que circulará a través de la carga artificial; mientras que la parte capacitiva es la parte que se comportará como una carga real.

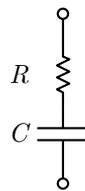


Figura 4.20: Carga fantasma

Cuando se produce una desconexión del capacitor de salida, con el cargador en funcionamiento, la corriente de carga es derivada hacia la carga fantasma. Debido a que la capacidad de esta carga es pequeña en comparación con el capacitor previsto para cargar, la pendiente de la tensión en la salida resultará mucho más elevada. Esto hace que la salida del cargador alcance la tensión final rápidamente y que con un adecuado circuito de detección se deshabilite la operación del cargador.

En la Figura 4.21 se muestra el circuito implementado de la carga fantasma. La misma se compone de 4 resistencias W22 de *Welwyn* y dos capacitores B32672L1103J de *TDK*. Las características de los dispositivos mencionados se presenta en la Tabla 4.11.

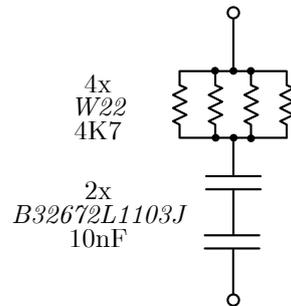


Figura 4.21: Circuito implementado de la carga fantasma

Componente	Valor	Características	Aplicaciones
W22 de <i>Welwyn</i>	4,7 k $\Omega$	200 V, 7 W	Alta disipación de potencia
B32672L1103J de <i>TDK</i>	10 nF	1600 V <sub>DC</sub> , 600 V <sub>AC</sub>	Rápidas variaciones de tensión

Tabla 4.11: Componentes del circuito de carga artificial

# Capítulo 5

## Control del convertidor

En este capítulo se presenta la estructura utilizada para el sistema de control del cargador de capacitores. Esta estructura contempla:

- Estrategia de carga
- Protecciones
- Generación de señales de disparo para las llaves

La Figura 5.1 muestra un esquema del sistema de control implementado, donde se pueden observar las tres etapas que realizan las tareas previamente mencionadas. La etapa de fin de carga implementa una estrategia necesaria para minimizar el error en la tensión final del capacitor de carga. Por otra parte, la etapa de protecciones se encarga de generar señales para bloquear en forma segura el funcionamiento del equipo ante diferentes fallas (sobretensiones, temperatura, etc). Finalmente, la etapa del controlador se encarga de generar las señales de comando

de las llaves, utilizando como bloque fundamental el circuito integrado *UC3865*. En dicha figura se omitió por simplicidad la alimentación de la etapa de potencia, la cual corresponde a un bus de 400 V.

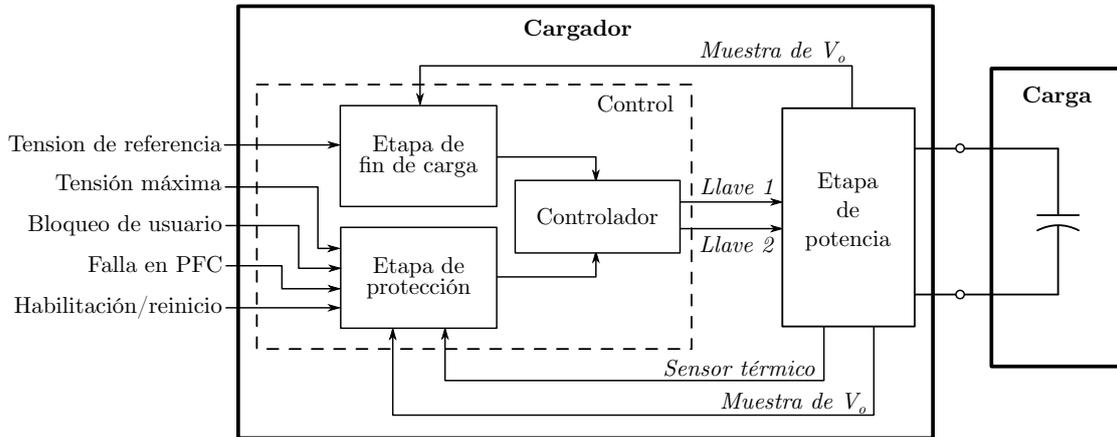


Figura 5.1: Diagrama simplificado del control

La *muestra de  $V_o$*  es tomada a través de un dispositivo aislado. En particular se empleó el integrado *ISO122P* el cual es un amplificador con una aislación de 1500 Vrms típicamente empleado en aplicaciones de monitoreo de señales de potencia, como en el caso presentado en este informe.

A continuación se realiza una descripción de la implementación de las etapas del sistema de control.

## 5.1. Medición de la tensión de carga

El dispositivo aislado *ISO122P* empleado para la medición posee un offset de 20 mV en la salida, lo cual representa un error en la medición de la tensión de salida de 2 V ya que la relación entre la muestra y la tensión  $V_o$  se estableció en 1:100

mediante un divisor resistivo. Sobre una carga de 1000 V este error representa un 0,2%, lo cual es aceptable.

Además se implementó a la salida un filtro activo en configuración Sallen-Key de tipo pasabajos. El mismo es un filtro simple de segundo orden conformado por dos resistencias, dos capacitores y un amplificador operacional en configuración de seguidor (ganancia unitaria), como se observa en la Figura 5.2. El dispositivo seleccionado como amplificador fue el OPA227U de *Texas Instruments*. La finalidad de este filtro es eliminar las componentes de conmutación generadas por la operación del amplificador aislado *ISO122P*, el cual tiene un ancho de banda de pequeña señal de 50 kHz[19].

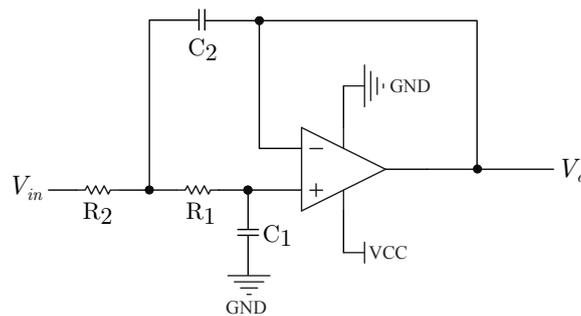


Figura 5.2: Filtro Sallen-Key pasabajos

Este tipo de filtro, posee una frecuencia de corte y un factor  $Q$  dados por:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (5.1)$$

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_1(R_1 + R_2)} \quad (5.2)$$

Con  $R_1 = 9,76 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4,75 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 220 \text{ pF}$  y  $C_2 = 1000 \text{ pF}$  resulta una frecuencia de corte de  $f_c = 49,8 \text{ kHz}$  y un  $Q = 1,0004$

El retardo que introduce esta etapa fue medido en 14  $\mu$ s.

## 5.2. Etapa de fin de carga

Este bloque está compuesto por la entrada de referencia y la tensión de salida del convertidor, ambas acompañadas de circuitos de acondicionamiento. Las salidas de dichos circuitos están conectadas a dos etapas de comparación, una para detectar e iniciar el proceso de finalización suave de carga (alrededor del 90 % de la tensión final) y la otra para detectar el fin de carga. Este proceso de detección no tiene tiempos de espera como en el caso de las fallas, por lo que al disminuir la tensión por debajo del umbral, continúa el proceso de carga normalmente. En consecuencia, para evitar cruces falsos se implementa una comparación con histéresis. En la Figura 5.3 se presenta un esquema del circuito.

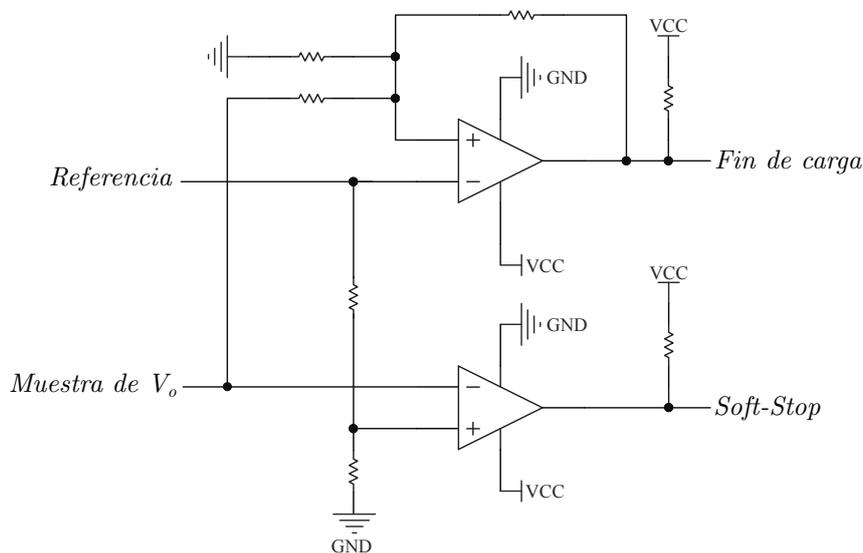


Figura 5.3: Diagrama simplificado de la etapa de finalización de carga

El proceso de finalización suave comienza cuando la tensión de salida supera

el umbral establecido (por debajo del nivel de fin de carga) que en este caso se estableció en el 90 % de la tensión de referencia. Lo que sucede en esta situación es que el controlador disminuye la frecuencia de conmutación espaciando los pulsos de carga y de esta manera disminuyendo la corriente promedio de salida.

La finalización del proceso de carga se implementó enviando la señal del comparador de histéresis al circuito de detección de fallas, donde se detiene el funcionamiento del dispositivo. Esta señal no se encuentra *latcheada* (ver la siguiente sección) por lo que al caer la tensión por el nivel inferior de histéresis, se reanuda la operación del cargador.

Luego de la implementación, se midieron los tiempos de respuesta ante un escalón de tensión en la salida. Como se mencionó anteriormente, esto ocurriría si se desconectara el capacitor de salida mientras el cargador se encuentra en funcionamiento. Con una tensión de referencia de 8 V y un escalón de 20 V el retardo hasta que el dispositivo responde inhabilitando las llaves fue registrado en 20  $\mu\text{s}$ . Este tiempo representa 2 ciclos de carga que continúan circulando hacia la carga artificial hasta que el dispositivo se detiene. Los 20  $\mu\text{s}$  de retardo son generados por las sucesivas etapas de filtrado del circuito. El filtro Sallen-Key de frecuencia de corte de 50 kHz genera un retardo de 14  $\mu\text{s}$ , mientras que el filtro  $RC$  de 132 kHz a la entrada de los comparadores proporciona los restantes 6  $\mu\text{s}$ . En la Figura 5.4 se presenta un diagrama de las señales mencionadas.

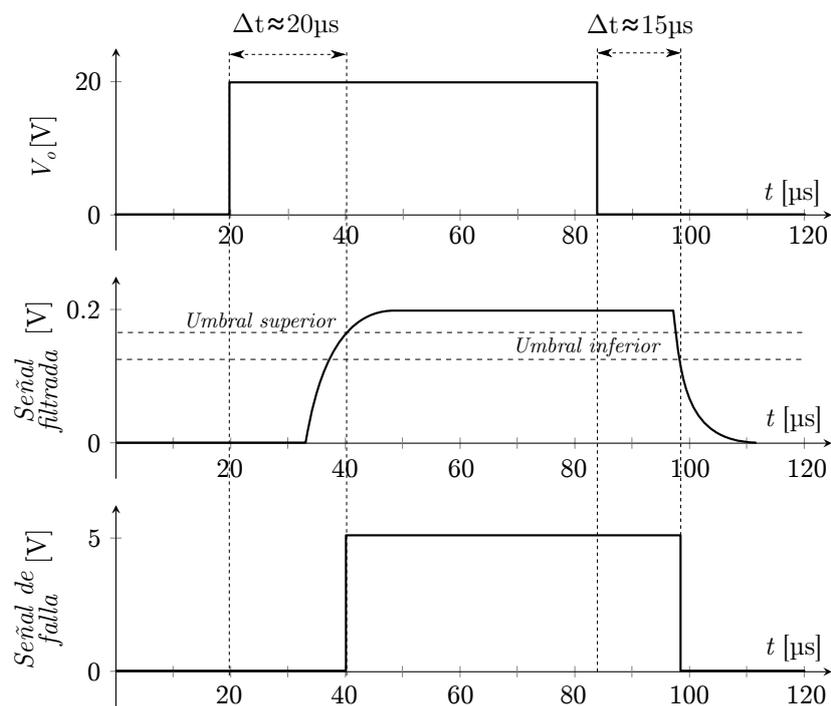


Figura 5.4: Diagrama temporal de las tensiones involucradas en la detección de fin de carga

### 5.3. Etapa de protección

Esta etapa genera una señal que detiene el funcionamiento del cargador al detectar condiciones anormales. Esta señal está *latcheada*, es decir que (siendo una señal binaria) permanece en *alto* luego de que se haya salido de la situación de falla, y el cargador solo vuelve a operar mediante un reinicio externo.

En la Figura 5.5 se presenta un diagrama de la generación de la señal de falla que será enviada al controlador a partir de la detección de las fallas individuales.

La señal *Falla térmica/bloqueo de usuario* está compuesta por dos señales: un pulsador que le permite al usuario bloquear el funcionamiento del cargador, y

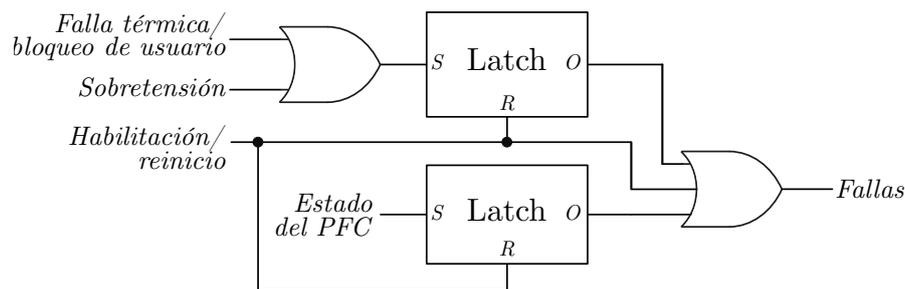


Figura 5.5: Esquema de las señales de falla

una señal de falla ante un calentamiento por encima de lo permitido de las llaves (IGBT). Esto se implementó colocando en el PCB la señal de bloqueo de usuario en serie con dos sensores *67L100* de *Airpax* colocados sobre cada disipador de las llaves. Los mismos operan abriéndose al superar los  $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

Luego se colocó un circuito de protección de sobretensión, el cual tiene como objetivo fijar la tensión máxima a la salida del cargador, independientemente de la tensión de referencia. El mismo fue implementado con un comparador entre la señal de salida y un nivel ajustable que corresponde a la máxima tensión de salida permitida. Cuando la salida supera en nivel de tensión establecido, genera la señal de falla.

Esta falla por sobretensión se encuentra latcheada como se observa en la Figura 5.5 a diferencia de la señal de fin de carga, por lo que siempre es necesario un reinicio para volver a operar.

Ante una situación en donde accidentalmente se desconecte el capacitor de salida durante el funcionamiento, la carga fantasma recibirá toda la corriente de carga y, debido a su baja capacidad la tensión se elevará rápidamente sobre la misma. Por tal motivo se pretende que esta protección actúe lo más rápido posible,

inhabilitando el funcionamiento del cargador. Se diseñó un filtro presente a la entrada del comparador, con el objetivo de filtrar la señal ante la presencia de ruido, pero añadiendo el mínimo retardo posible. El mismo se conformó por una resistencia de  $1,2\text{k}\Omega$  y un capacitor de  $1\text{nF}$  resultando un ancho de banda de  $132,6\text{kHz}$ .

El retardo teórico ante una entrada en forma de escalón será de  $5\tau = 5 \cdot R \cdot C = 6\mu\text{s}$ . En la Figura 5.6 se presenta una medición tomada mediante un osciloscopio donde se trabajó directamente sobre la muestra de  $V_o$  y se configuró el umbral de sobretensión cercano al valor alto del escalón de tensión, a modo de obtener el máximo retardo, el cual se registró en  $6,4\mu\text{s}$ .

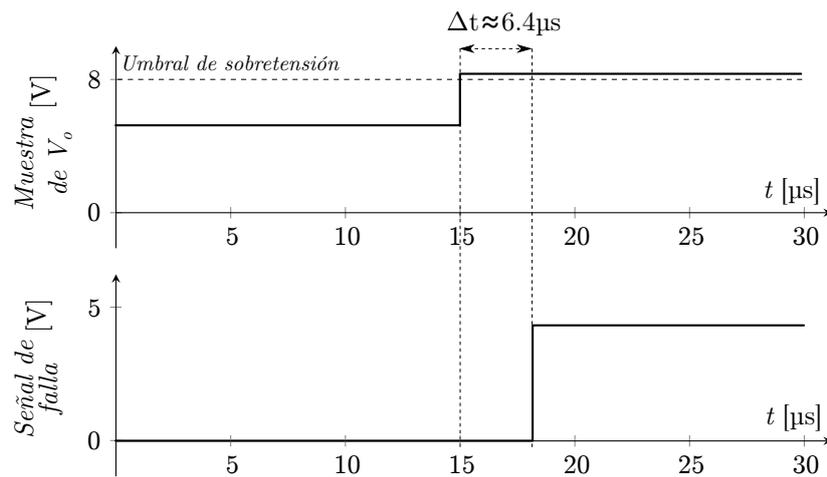


Figura 5.6: Retardo de la señal de falla por sobretensión

La etapa de protección también contempla la entrada de una señal de falla proveniente del circuito de carga del capacitor de entrada al circuito resonante. En general, esta etapa está conformada por un *PFC* (por sus siglas en inglés *Power Factor Corrector*). Finalmente, la señal de *Habilitación/reinicio* permite al

usuario reiniciar la detección de fallas y habilitar nuevamente el funcionamiento del cargador.

## 5.4. Controlador

El dispositivo empleado como controlador es el integrado *UC3865* de *Texas Instruments*. La disposición de entradas y salidas junto a un diagrama en bloques resumido del mismo se muestran en la Figura 5.7.

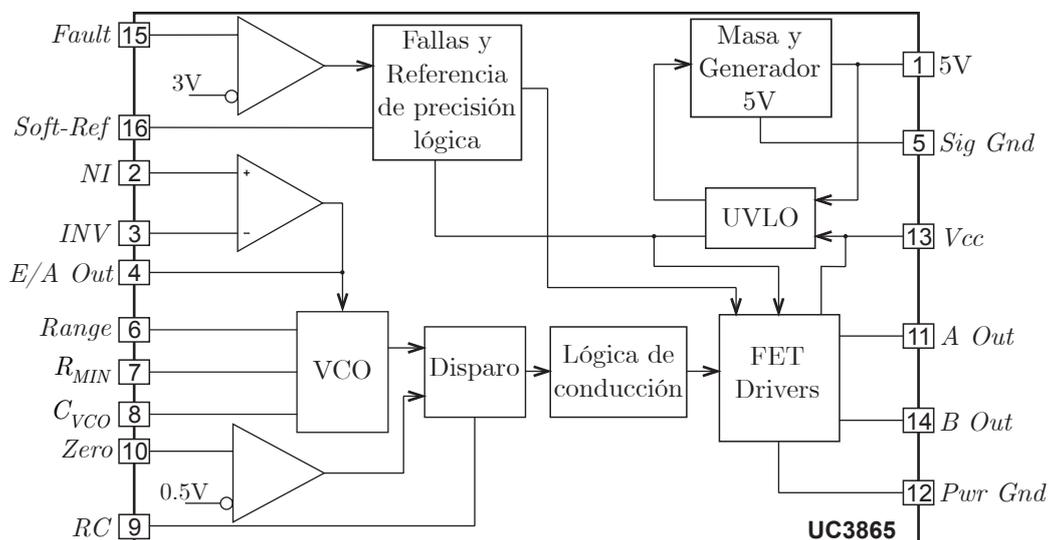


Figura 5.7: Diagrama en bloques del UC3865

### *Fallas y referencia de precisión lógica*

Este bloque realiza dos acciones fundamentales: desactiva el controlador cuando ocurre una falla y provee la referencia para el sistema de control. La inhibición del controlador se realiza poniendo las salidas A y B en estado bajo (cero

lógico), permaneciendo en este estado un cierto tiempo esperando a que la falla deje de existir.

En el caso de la generación de la referencia, este bloque provee dicha señal al controlador como entrada del oscilador controlado por tensión (*VCO*). Esta referencia, llamada *Soft-Ref* varía entre 0 y 5 V y al comenzar el funcionamiento se va cargando suavemente hasta su valor final, lo que provoca que el VCO incremente suavemente su frecuencia y en consecuencia ocurre lo mismo con la corriente de salida, lo que se observa como un inicio suave de carga.

### ***Oscilador controlado por tensión***

Este bloque controla la frecuencia de conmutación del sistema. Un diagrama del amplificador de error y el oscilador controlado por tensión se presenta en la Figura 5.8 [5].

El oscilador está conformado básicamente por un amplificador no realimentado con una referencia con una histéresis de 1 V. La tensión de  $C_{vco}$  guiará la conmutación del amplificador al variar su tensión entre 3 V y 2 V. La carga de este capacitor será a través de dos corrientes denominadas  $I_{min}$  e  $I_{Range}$ . La primera es una réplica de la corriente (constante) a través de  $R_{min}$  y la otra es una réplica de la corriente (variable) a través de  $R_{Range}$ .

$$I_{min} = \frac{V_{min}}{R_{min}} \quad (5.3)$$

$$I_{Range} = \frac{V_{Range}}{R_{Range}} \quad (5.4)$$

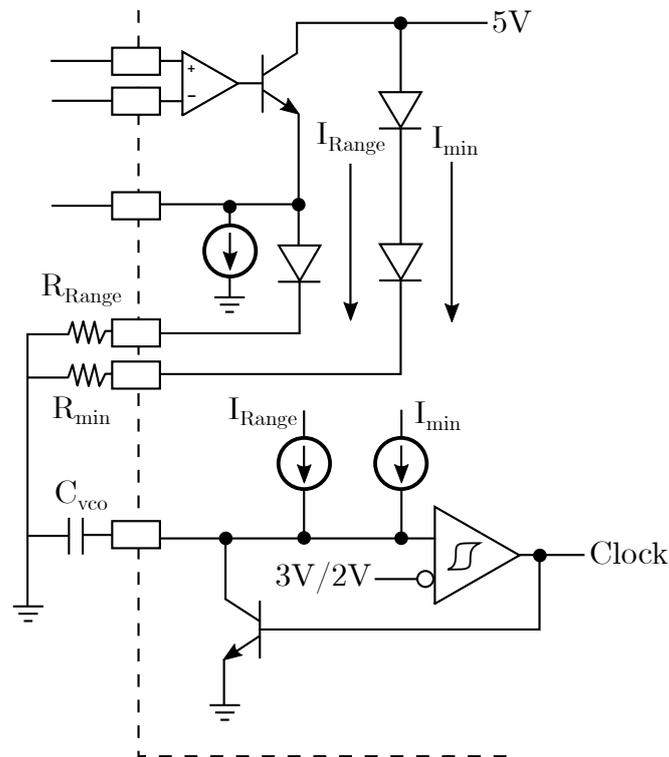


Figura 5.8: Amplificador de error y oscilador controlado por tensión del *UC3865*

Se observa que  $V_{min} = 3,6\text{V}$  debido a la caída de tensión en dos diodos respecto de los  $5\text{V}$  de alimentación. Por otro lado,  $V_{Range}$  varía entre  $0\text{V}$  y  $3,6\text{V}$  en función de la salida del amplificador de error. De la ecuación general de carga de un capacitor a corriente constante:

$$\Delta V = \frac{1}{C} I \Delta t \quad (5.5)$$

y de la relación<sup>1</sup>:

$$f \approx \frac{1}{\Delta t} \quad (5.6)$$

<sup>1</sup>Esta aproximación es válida ya que el tiempo de descarga es prácticamente nulo.

se obtienen las siguientes ecuaciones para la frecuencia de conmutación del controlador:

$$f_{min} = \frac{3,6}{R_{min} \cdot C_{vco}} \quad (5.7)$$

$$f_{max} = \frac{3,6}{(R_{min}/R_{Range}) \cdot C_{vco}} \quad (5.8)$$

### ***Generador de tiempos de disparo***

Este bloque genera los pulsos de control de los IGBT. Su funcionamiento admite dos modos de operación: ajustando el tiempo de encendido de las llaves a un valor fijo, o controlando el apagado mediante alguna señal externa (por ejemplo para poder sincronizar el apagado con el momento en que la corriente llega a cero). En este caso como se sabe que la corriente se hace nula y permanece en ese estado, no es necesario un sincronismo preciso en el apagado, por lo que se empleó el modo de ancho de pulso fijo, diseñándolo para que sea entre el 50 % y el 100 % del período resonante con el objetivo de que la llave se apague siempre durante la conducción del diodo. Así, el ancho de pulso está definido por:

$$t_{pw} = 0,12 \cdot RC \quad (5.9)$$

donde R y C serán la resistencia y capacitor colocados en el pin 9 del controlador.

### ***UVLO y generador de 5 V***

La señal más importante de este bloque es la llamada *UVLO* del inglés “*Undervoltage Lockout*” que representa un apagado y bloqueo ante una situación de baja tensión en la alimentación del dispositivo. Cuando la alimentación  $V_{CC}$  es menor que este umbral, el bloque generador de 5 V es inhibido y las salidas son puestas en estado bajo.

### ***Lógica de conducción***

Este bloque toma las señales lógicas del bloque de disparo y genera un tren de pulsos alternados necesario para la conducción de las llaves. Está diseñado para trabajar en sistemas de dos llaves con conmutación a corriente cero.

En la Figura 5.9 se muestra la implementación del controlador con los elementos necesarios, junto a las señales de las etapas de protección y finalización.

Los circuitos esquemáticos correspondientes a la placa de control y la placa de potencia se presentan en el Apéndice B.

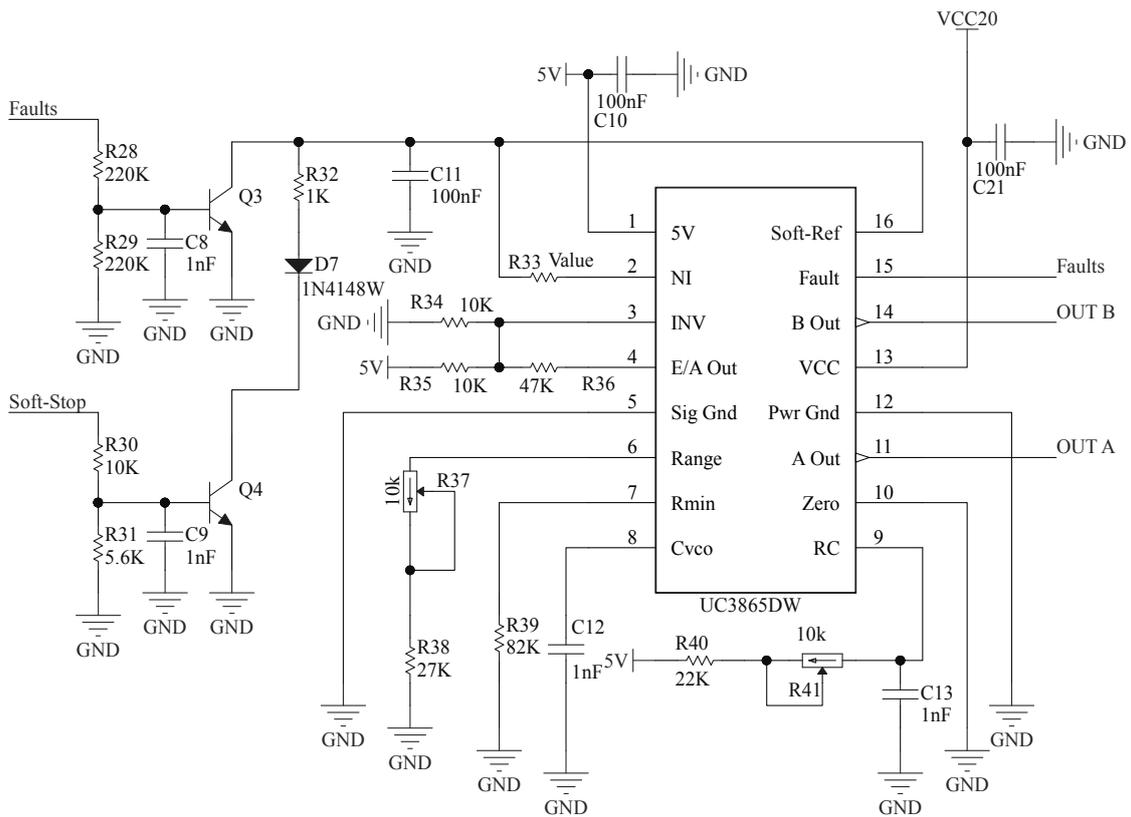


Figura 5.9: Implementación del controlador

# Capítulo 6

## Resultados experimentales

En este capítulo se presentan las mediciones y ensayos realizados para verificar el correcto funcionamiento del dispositivo diseñado. Se incluye el estudio de los fenómenos parásitos no deseados y el planteo de las soluciones correspondientes.

El banco de medición utilizado consistió en una fuente de alimentación programable TWINTEX *TPW-6015*, un osciloscopio TEKTRONIX *MSO4034B* y el cargador en cuestión. Para la medición de las distintas señales, se utilizaron puntas diferenciales de tensión y una sonda de corriente. Además se implementó un sistema de descarga, para disipar en forma segura la carga del capacitor. Un diagrama completo del banco de medición se presenta en la Figura 6.1.

El sistema de descarga se presenta en la Figura 6.2. El mismo consiste de una resistencia de potencia de  $100\ \Omega$  conectada en paralelo al capacitor mediante un relé. Al activar el relé, se permite disipar la energía del capacitor a través de

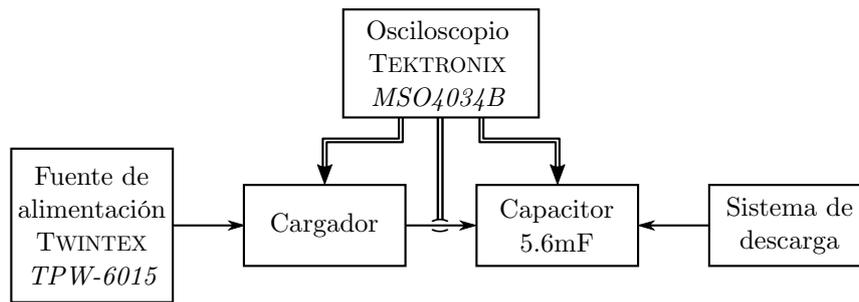


Figura 6.1: Diagrama del banco de medición empleado

la resistencia. Para poner en funcionamiento el sistema de descarga, es necesario detener previamente el funcionamiento del cargador, para lo cual se emplea la señal de *Bloqueo de usuario* disponible en la etapa de control.

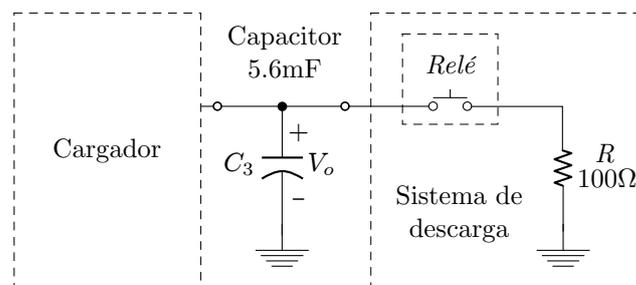


Figura 6.2: Sistema de descarga instrumentado para los ensayos

Las pruebas de verificación de funcionamiento fueron realizadas a una tensión menor a la prevista en el diseño. Luego, el bus de continua empleado para alimentar la etapa de potencia se configuró en 60 V, obteniéndose así una corriente promedio de salida de 300 mA. Además el capacitor empleado para estas mediciones fue de 5,6 mF.

A continuación se presentan los ensayos realizados, los cuales fueron divididos en tres etapas. La primer etapa se encuentra enfocada a obtener un modelo del circuito completo añadiendo los elementos parásitos más importantes, lo cual

permitirá un mayor entendimiento del comportamiento de las distintas formas de onda del cargador obtenidas experimentalmente. La segunda sección pretende corroborar lo estudiado en el Capítulo 3, referido a distintas situaciones de carga. Por último, se presentan los ensayos de operación del cargador.

## 6.1. Caracterización de fenómenos parásitos

A continuación se caracterizan los distintos elementos parásitos del circuito, con el objetivo de tener un modelo que represente mejor el comportamiento real del equipo. Algunos elementos ya fueron estimados previamente, como son las inductancias de pérdida del transformador de los bobinados primario y secundario y las resistencias de los mismos bobinados, como también la inductancia de magnetización del mismo. En la Tabla 6.1 se presentan los valores que se establecieron para estos elementos de dispersión.

Elemento parásito	Valor
Inductancia de pérdidas del primario, $L_{kp}$	1 $\mu\text{H}$
Inductancia de pérdidas del secundario, $L_{ks}$	30,25 $\mu\text{H}$
Resistencia de pérdidas del primario, $R_{wp}$	4,29 $\text{m}\Omega$
Resistencia de pérdidas del secundario, $R_{ws}$	127,53 $\text{m}\Omega$
Inductancia de magnetización, $L_{mag}$	450 $\mu\text{H}$

Tabla 6.1: Resumen de los elementos de dispersión previamente analizados

Para establecer un modelo de simulación más completo, se tuvieron en cuenta otros elementos parásitos que tienen relevancia en el funcionamiento del equipo.

Entre ellos se encuentran las capacidades parásitas de los elementos semiconductores, las inductancias debido al encapsulado y trazos sobre la plaqueta e inductancias por cableados y resistencias de los mismos. También se añadió al modelo una red de ayuda a la conmutación o *snubber*  $RC$  para los dispositivos IGBT.

El modelo completo de simulación se presenta en la Figura 6.3. En el mismo se agruparon todas las resistencias en una sola, denominada  $R_o$ , en donde se tiene en cuenta tanto la resistencia del cableado y trazos de PCB como la resistencia serie del capacitor (llamada *ESR*).

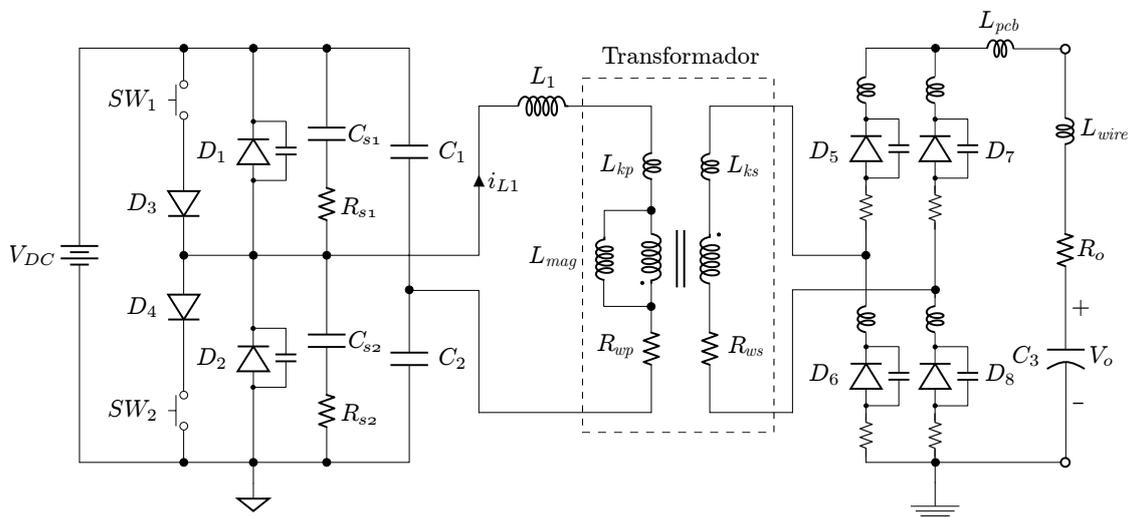


Figura 6.3: Circuito de simulación con inclusión de elementos parásitos

A continuación se presenta un análisis de los fenómenos observados experimentalmente que permitieron hacer una estimación de los elementos parásitos de los distintos dispositivos.

### 6.1.1. Capacidad parásita de las llaves y *snubber*

En la Figura 6.4 se muestra lo observado en la pantalla del osciloscopio en una primera medición de la corriente de salida  $I_o$  y la tensión colector-emisor  $V_{SW1}$  en una de las llaves, cuando no se utiliza ninguna red de amortiguamiento.

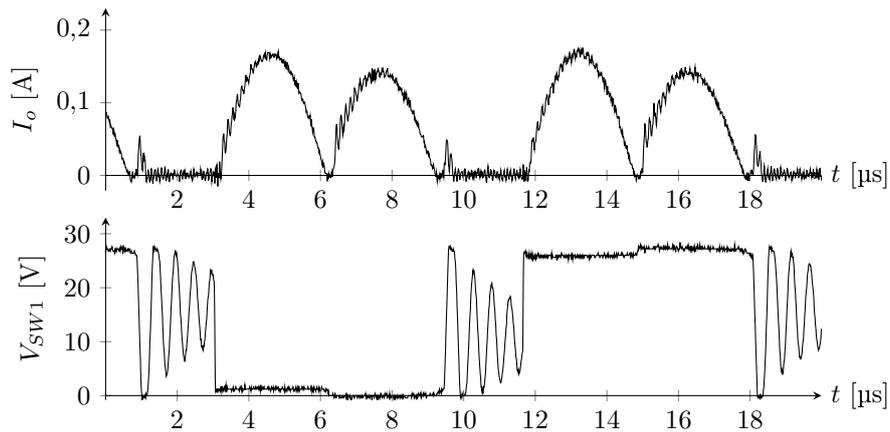


Figura 6.4: Resonancia debida a la presencia de una capacidad parásita en las llaves

El fenómeno más notable es la oscilación de gran amplitud en la curva de tensión que aparece durante el tiempo muerto de carga. Esto es causado por las capacidades parásitas de los diodos de los dispositivos IGBT seleccionados, los cuales al finalizar la conducción cambian abruptamente su tensión y excitan las frecuencias naturales asociadas a estas oscilaciones. Midiendo la frecuencia de las mismas, se estimó la capacidad parásita en 220 pF, asumiendo que se produce una resonancia con el inductor  $L_1$ . En la Figura 6.5 se presentan las curvas obtenidas mediante simulación del circuito incorporando las capacidades parásitas, modeladas como un capacitor en paralelo con cada llave IGBT.

Debido a que estas oscilaciones presentan gran amplitud, se implementó una

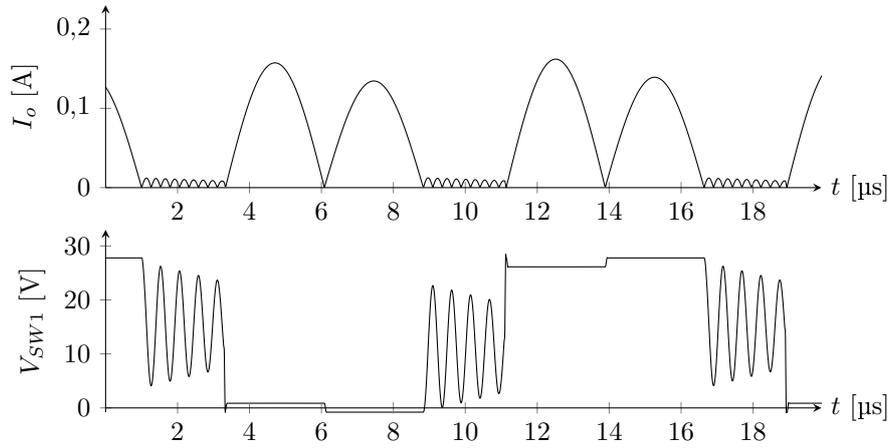


Figura 6.5: Modelo de simulación de la resonancia parasita

red de ayuda a la conmutación o *snubber* del tipo  $RC$ , con el objetivo de amortiguar este fenómeno. En este caso, el criterio de diseño del snubber no es eliminar la componente inductiva que genera la oscilación, sino disminuir la excitación sobre la capacidad.

En la Figura 6.6 se observan las curvas de tensión y corriente tomadas mediante un osciloscopio, luego de implementar un circuito *snubber*  $RC$  en paralelo con cada llave, con  $R = 220 \Omega$  y  $C = 1 \text{ nF}$ . Allí se puede observar la secuencia de variación en forma de escalón de la tensión en la llave:  $V_\gamma$  durante la conducción de la llave,  $-V_d$  durante la conducción del diodo antiparalelo, y los valores medios sobre los cuales tiene lugar la oscilación,  $V_{DC} - V'_o$  y  $V'_o$ . Al aumentar el valor de  $V_o$ , el salto de tensión se hace menor y la excitación que provoca esta resonancia también, por lo que este fenómeno disminuye al aumentar la tensión de carga.

Se podría emplear un capacitor de *snubber* con una mayor capacidad con el objetivo de incrementar el amortiguamiento de las oscilaciones. Sin embargo, un incremento en la capacidad implica una mayor energía disipada en la resistencia. La

potencia disipada por el *snubber* diseñado se puede estimar mediante la siguiente ecuación:

$$P_{sn} = C_s V_{sn}^2 f_s = 1 \text{ nF} \left( \frac{V_{DC}}{2} \right)^2 100 \text{ kHz} = 4 \text{ W} \quad (6.1)$$

por lo que se emplearon resistencias de 5 W para la implementación de este circuito amortiguador.

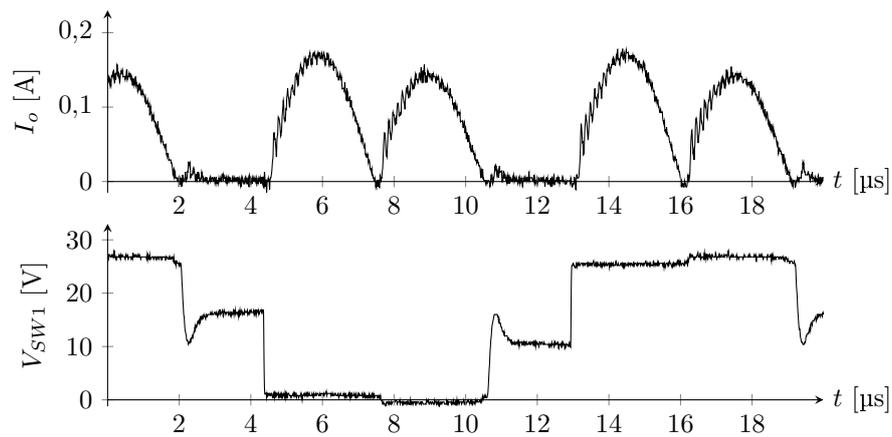


Figura 6.6: Resonancia mitigada con la presencia de un circuito *snubber*

### 6.1.2. Capacidad parásita de los diodos del puente rectificador

El siguiente fenómeno estudiado fue el de las oscilaciones de alta frecuencia del orden de los 10 MHz, que se observan en las curvas de corriente presentadas anteriormente.

Para analizar bien este fenómeno, además de la corriente de salida se estudiaron las tensiones antes y después del puente de diodos. En la Figura 6.7 se presentan las curvas más relevantes para este estudio, obtenidas durante el co-

mienzo de carga del capacitor ( $V_o \approx 3\text{ V}$ ).  $V_{T_{sec}}$  representa la tensión medida sobre el transformador del lado del bobinado secundario y  $V_{o^*}$  es la tensión a la salida del puente, es decir sobre los bornes de salida del cargador, no sobre el capacitor a cargar.

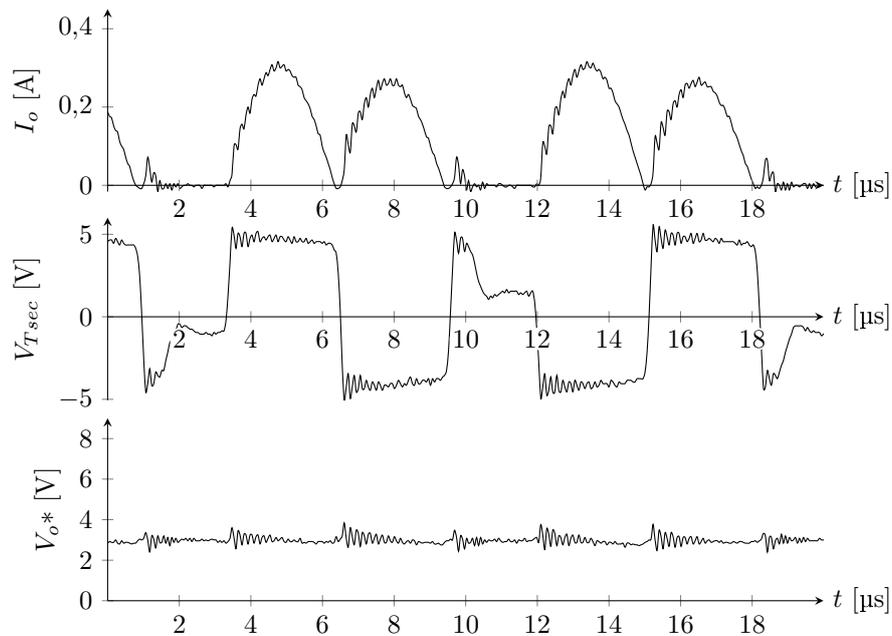


Figura 6.7: Fenómenos ocasionados por la presencia de elementos parásitos

Estas oscilaciones podrían estar relacionadas con un comportamiento capacitivo del inductor ya que la frecuencia de autoresonancia se encuentra en el rango de los MHz. Sin embargo, al observar la tensión medida sobre el inductor, presentada en la Figura 6.8, no se aprecian estas oscilaciones.

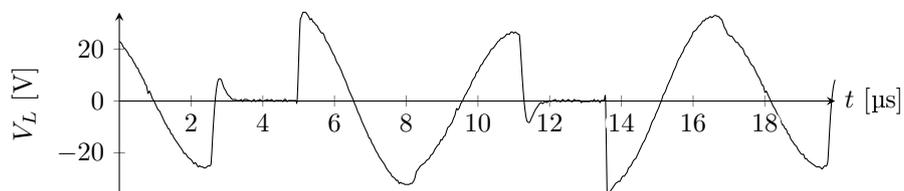


Figura 6.8: Curva de tensión sobre el inductor

Como se puede observar en la Figura 6.7, la excitación de estas oscilaciones se produce al mismo tiempo en todas las curvas, y son coincidentes con los cambios abruptos sobre la tensión del transformador. Estas variaciones corresponden al cambio de sentido de la corriente, donde dos de los diodos de salida pasan de conducción a bloqueo, y los otros dos de bloqueo a conducción. Esto genera que las capacidades parásitas de estos diodos pasen de la tensión de bloqueo  $V_{blk} = V_o - V_d$  a la tensión de encendido  $V_d$  en un breve lapso de tiempo.

En la Figura 6.9 se presenta el modelo de simulación de los diodos de salida. Este modelo está conformado por un diodo ideal  $D$ , la resistencia serie del diodo  $R_s$ , la capacidad parásita  $C_{par}$  y la inductancia parásita  $L_{par}$ . De la hoja de datos del fabricante, se obtiene una  $C_{par} = 827$  pF (tomando el peor caso ya que esta capacidad depende de la tensión) una resistencia serie  $R_d = 80$  m $\Omega$  y una tensión de encendido de los mismos de  $V_d = 1,7$  V. A su vez, se estimó una inductancia para el encapsulado  $TO-247$  en  $L_{par} = 10$  nH.

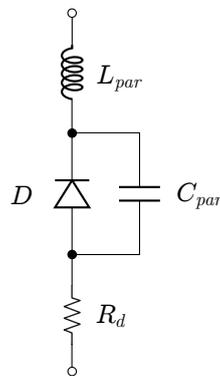


Figura 6.9: Modelo circuital de los diodos rectificadores

Además de las capacidades parásitas, las oscilaciones son provocadas por la existencia de inductancias parásitas, las cuales se analizan a continuación.

### 6.1.3. Inductancias de dispersión

Luego, se estimó experimentalmente el valor de las inductancias parásitas restantes. Para determinar  $L_{pcb}$ , es decir la inductancia proveniente del montaje y trazos de la plaqueta, se midió experimentalmente la caída de tensión a la salida del puente rectificador junto a la corriente, manteniendo la salida en corto. Considerando un comportamiento puramente inductivo del trazo, se obtiene:

$$i(t) = \hat{I} \text{sen}(\omega_{osc} t) \quad (6.2)$$

$$v(t) = -L \frac{di}{dt} = -L \omega_{osc} \hat{I} \cos(\omega_{osc} t) = \hat{V} \cos(\omega_{osc} t + 180^\circ) \quad (6.3)$$

Midiendo las amplitudes se puede establecer la siguiente relación:

$$L = \frac{\hat{V}}{\hat{I} 2 \pi f_{osc}} \quad (6.4)$$

De esta manera el valor estimado de  $L_{pcb}$  fue de 140 nH. Con el valor de frecuencia de oscilación aquí empleado puede obtenerse a su vez una estimación de la inductancia total. Con una frecuencia de oscilación de 10,04 MHz resulta una  $L_{tot} = 152$  nH, lo cual es consistente con una inductancia del encapsulado de  $L_{par} \approx 10$  nH.

Del mismo modo, se midió también de forma indirecta el valor de la inductancia debido al conexionado del capacitor al equipo,  $L_{wire}$ , conectando el capacitor a cargar y midiendo la oscilación en los primeros pulsos de carga ( $V_o \approx 0$ ). Esta

condición es importante ya que la capacidad de los diodos disminuye a medida que aumenta la tensión de bloqueo. En este caso, resultó una  $L_{tot} = 547$  nH por lo que se estimó  $L_{wire} \approx 400$  nH.

También se estimó un valor de  $R_o \approx 1 \Omega$  para obtener la amortiguación observada experimentalmente. Como se mencionó anteriormente, este valor concentra todas las componentes resistivas de dispersión en el camino de la corriente de salida, entre ellas la resistencia del cableado y la resistencia serie equivalente del capacitor. En la Tabla 6.2 se presentan los valores de los elementos parásitos caracterizados en esta sección.

Elemento parásito	Valor
Capacidad parásita de los dispositivos IGBT, $C_k$	220 pF
Capacitor de snubber, $C_s$	1 nF
Resistencia de snubber, $R_s$	220 $\Omega$
Capacidad parásita de los diodos de salida, $C_{par}$	827 pF
Inductancia del encapsulado <i>TO-247</i> , $L_{par}$	10 nH
Inductancia del trazado en PCB, $L_{pcb}$	140 nH
Inductancia del cableado de conexión, $L_{wire}$	400 nH
Resistencia de salida, $R_o$	1 $\Omega$

Tabla 6.2: Resumen de los elementos de dispersión caracterizados en esta sección

### 6.1.4. Validación experimental del modelo con elementos parásitos

Con el modelo aquí presentado se logró replicar de manera muy precisa el comportamiento de las curvas de tensión y corriente medidas experimentalmente. El resultado de la implementación de este modelo en el simulador se presenta en la Figura 6.10a, donde se simuló una carga a 3 V. Aquí también se modeló la capacidad parásita de los diodos del puente rectificador, de forma dinámica disminuyendo su valor a medida que aumenta la tensión de bloqueo, de acuerdo a la información provista por la hoja de datos del fabricante.

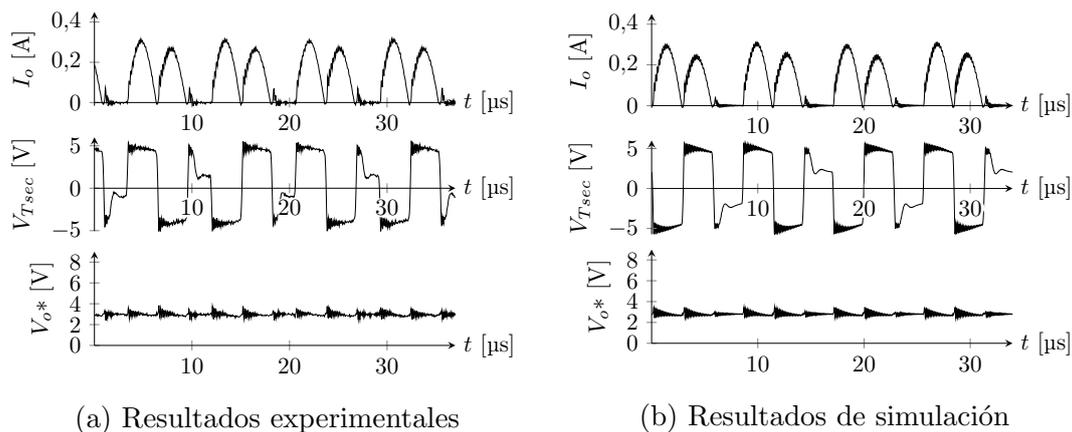


Figura 6.10: Tensión y corriente para  $V_o \sim 0$  V

Como se observa en la figura, con la introducción de estos elementos parásitos en el modelo no solo se logra reproducir la resonancia de alta frecuencia sino también otros fenómenos presentes en las curvas medidas experimentalmente. Un resumen de los mismos se presenta a continuación.

### *Oscilaciones de alta frecuencia*

En la Figura 6.11 se presenta la curva de corriente obtenida por simulación del modelo completo, donde se observan fenómenos indeseados como consecuencia de los elementos parásitos de los diodos del puente rectificador.

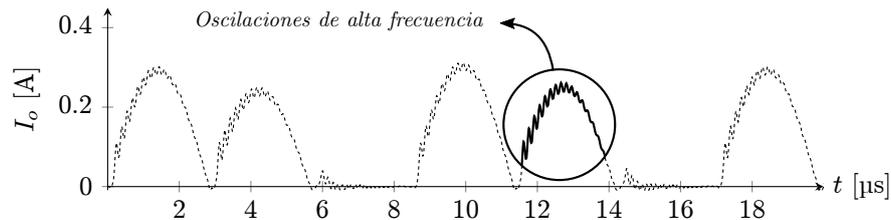


Figura 6.11: Fenómenos observados sobre la corriente de salida

Estas oscilaciones, como se mencionó anteriormente, son resultado de la resonancia de la capacidad parásita de los diodos del puente rectificador, en conjunto con una inductancia. La misma corresponde a la inductancia debido al encapsulado de dos diodos, en serie con una inductancia debida al ruteado del PCB, los conectores y el cableado de conexión del capacitor al equipo. El circuito equivalente de resonancia se muestra en la Figura 6.12. La frecuencia de oscilación del mismo está determinada por:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2C_{par}L_{total}}} \quad (6.5)$$

Como se observa en la hoja de datos del fabricante del diodo, la capacidad parásita disminuye con la tensión de bloqueo. En la Tabla 6.3 se presentan los resultados de las mediciones de frecuencia realizadas en función de la tensión  $V_o$ .

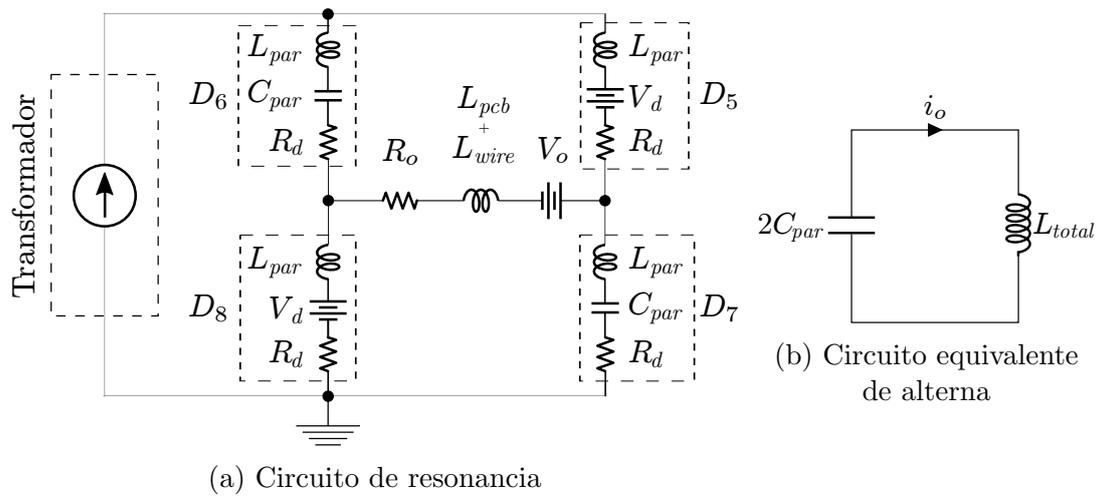


Figura 6.12: Circuito resonante de alta frecuencia

Tensión de salida $V_o$	Frecuencia de resonancia
0 V	5,291 MHz
2 V	5,734 MHz
10 V	6,809 MHz
25 V	7,389 MHz
50 V	7,576 MHz
100 V	7,937 MHz

Tabla 6.3: Variación de la frecuencia de oscilación con  $V_o$

### Retardo de conducción

Existe una demora en el inicio de conducción de los diodos de salida debida a su capacidad parásita. En la Figura 6.13 se vuelve a presentar la curva de corriente de salida, señalando el fenómeno de retardo mencionado. Esto se debe a que los diodos solo entran en conducción una vez que su capacidad parásita se carga a la tensión de encendido de los mismos,  $V_d$ . Cuando esto ocurre, entran en conducción los diodos y toda la corriente circula a través de ellos. Esto se puede apreciar

claramente en el comienzo de cada medio ciclo de la corriente de carga.

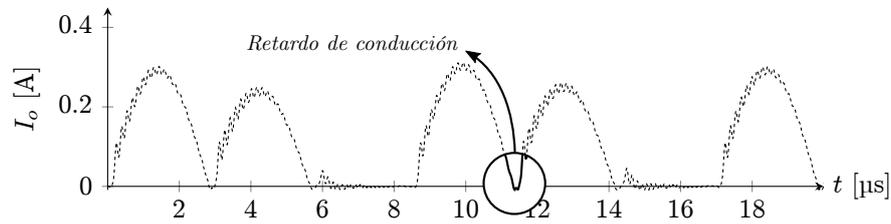


Figura 6.13: Fenómenos observados sobre la corriente de salida

Como se mencionó anteriormente, se modeló el valor de capacidad considerando su variación con la tensión. Este comportamiento genera que se suavice el comienzo de conducción, en vez de apreciarse un salto abrupto de corriente. Además, este comportamiento dinámico del elemento parásito permite que el tiempo de retardo no se incremente de manera desmedida con la disminución de la amplitud del pulso corriente con el crecimiento de  $V_o$ , ya que simultáneamente disminuye esta capacidad parásita.

### ***Variación en la tensión del transformador***

Un fenómeno interesante es el que ocurre durante el denominado *tiempo muerto*. En la Figura 6.14 se presenta el efecto de los elementos parásitos sobre la tensión en los bornes del bobinado secundario del transformador.

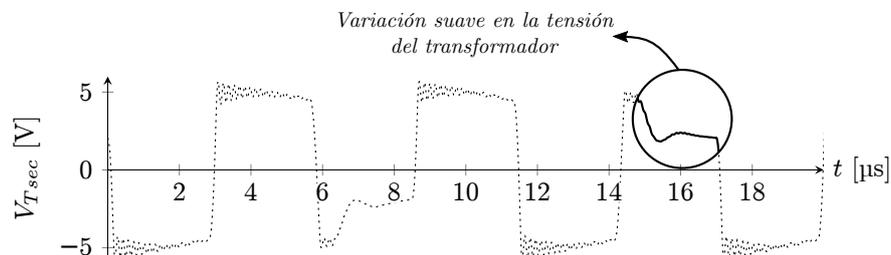


Figura 6.14: Fenómenos observados en la tensión del transformador

En teoría, en este intervalo las tensiones sobre los diodos permanecen en un valor constante, con lo cual, la tensión en el transformador también sería constante. Esta situación se muestra en la Figura 6.15.

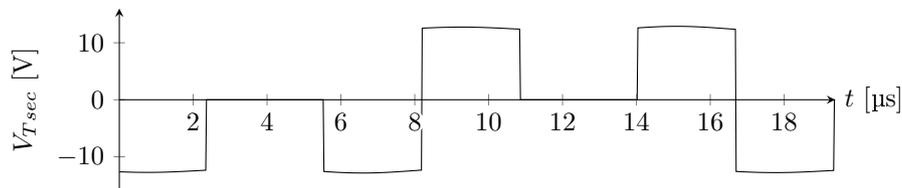


Figura 6.15: Curva ideal de la tensión en el bobinado secundario

Sin embargo esto difiere del comportamiento real. Como se observó en la sección anterior, las oscilaciones debido a las capacidades de las llaves generan pulsos pequeños en la corriente de salida durante el tiempo muerto (ver Figura 6.5). Con la implementación del snubber se logra amortiguar este efecto, pero no se puede eliminar completamente. Estos pulsos resonantes, si bien atenuados, son enviados por el transformador al circuito secundario hacia el puente de diodos. Debido a que la amplitud es decreciente a causa del amortiguamiento, los diodos de salida entran en conducción solo en el primer ciclo de esta resonancia. Los siguientes ciclos de resonancia no llegan a cargar ningún capacitor parásito a la tensión de encendido  $V_d$  y los diodos no entrarán en conducción. Por este motivo este fenómeno parece mucho menor observando solamente la corriente de salida.

Mediante simulación, se obtuvo la curva de corriente a la salida del transformador. La misma se presenta en la Figura 6.16, donde se observa claramente el pulso de corriente de baja amplitud que tiene lugar durante el *tiempo muerto*.

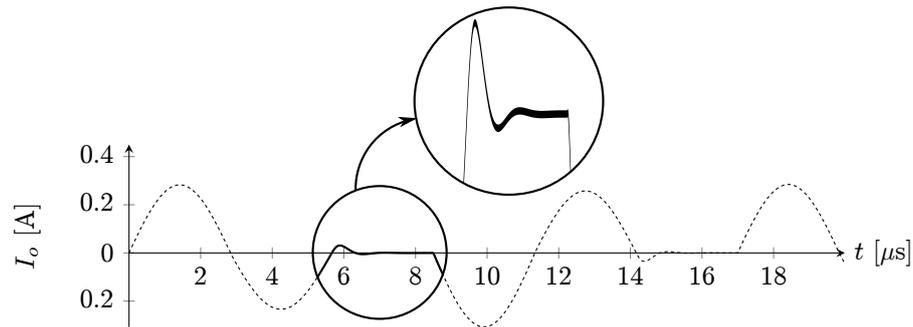


Figura 6.16: Corriente que circula a través del bobinado secundario

### *Oscilación sobre los bornes de salida del cargador*

En la Figura 6.17 se presenta la tensión de salida afectada por la presencia de elementos parásitos. Este fenómeno se debe principalmente a la presencia de una inductancia de dispersión en el cableado que interconecta el capacitor a los bornes del cargador. Sin embargo, las oscilaciones no existirían si no estuviera presente la capacidad parásita de los diodos. Esta inductancia, como se ve en el modelo circuital, aparece en serie con la componente inductiva del diodo y del PCB, modificando así la frecuencia de resonancia.

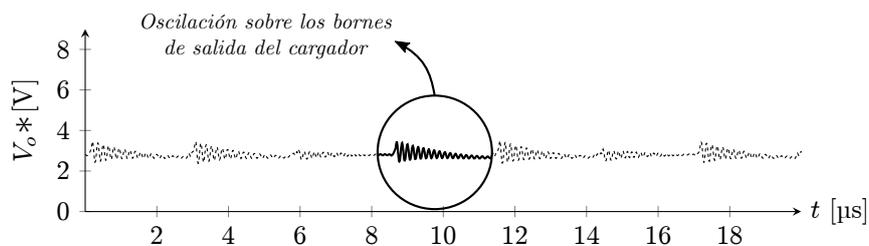


Figura 6.17: Fenómenos observados en la tensión de salida

Al medir la tensión directamente sobre el capacitor de salida, no se observaron estas oscilaciones, ya que la inductancia se debe principalmente al cableado de conexión. Según el fabricante, la inductancia para el capacitor de aluminio

E37F501CPN562MEE3M de *Chemi-Con* es de 25 nH a 1 MHz.

### *Variación de la amplitud de la oscilación con la tensión $V_o$*

Al aumentar la tensión de salida, es decir, a medida que evoluciona la carga del capacitor durante el funcionamiento normal del cargador, comienzan a verse otros fenómenos. En la Figura 6.18 se presentan las curvas de tensión y corriente al cargar el capacitor de salida a una tensión cercana a 40 V.

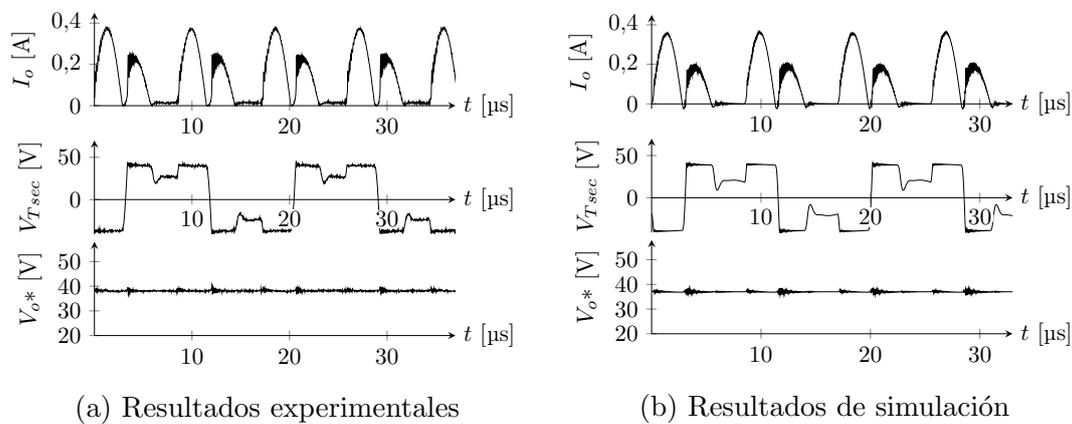


Figura 6.18: Tensión y corriente para  $V_o = 40$  V

Como se observa en la figura, el incremento en el valor de  $V_o$  determina que las oscilaciones en el primer pulso de corriente se vean más atenuadas que en el caso de  $V_o \approx 0$  V, mientras que las oscilaciones en el segundo pulso aumentan. Esto se debe a que el salto de tensión del fin del tiempo muerto al comienzo del primer pulso se va haciendo cada vez más pequeño, como resultado de que la excitación sobre las capacidades de los IGBT disminuye, y en consecuencia lo hace el pulso de corriente enviado a través del transformador. Por otro lado, durante el segundo pulso de corriente la amplitud de la oscilación aumenta al aumentar la tensión

de salida  $V_o$ , ya que se incrementan los saltos de tensión en el transformador al invertirse el sentido de la corriente.

En la Figura 6.19 se presentan las curvas de tensión y corriente para una tensión de  $V_o$  cercana a la tensión final, en este caso 93 V. En la misma se puede apreciar una gran deformación de los pulsos de corriente correspondientes a la conducción a través de los diodos, lo cual se debe a la presencia de los elementos parásitos detallados anteriormente, como se puede comprobar en los resultados de simulación de la Figura 6.19b.

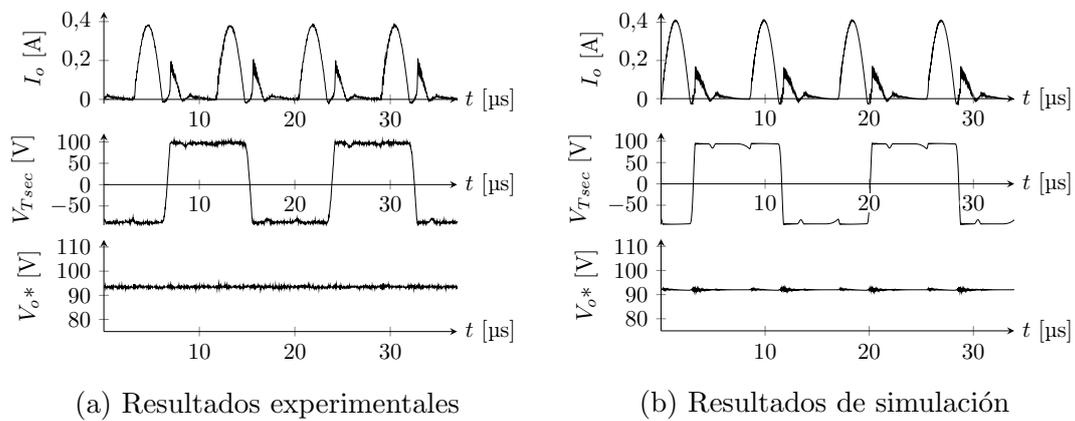


Figura 6.19: Tensión y corriente para  $V_o = 93$  V

## 6.2. Análisis de las formas de onda internas de resonancia

Aquí se presenta un análisis de las curvas de tensión en los capacitores de resonancia y la corriente de salida, con el objetivo de estudiar los fenómenos analizados en el Capítulo 3. A diferencia de lo presentado en dicha sección donde se

estudió la corriente a través del inductor, aquí se presenta un estudio de la corriente de salida por una cuestión práctica de la medición. Si bien existen diferencias entre ambas curvas, la corriente de salida depende directamente de la corriente del inductor por lo que se puede analizar los fenómenos directamente sobre la salida, teniendo en cuenta que la amplitud se ve afectada por la relación de conversión del transformador  $N = \frac{n_s}{n_p} = 5,5$ .

### 6.2.1. Evolución de las condiciones iniciales de resonancia

Como se observó en el análisis teórico, en el caso de conducción simétrica en ambas llaves las condiciones iniciales de tensión de cada ciclo quedan definidas por las Ecuaciones (2.43) y (2.44) (despreciando las caídas de tensión en el resto de los dispositivos):

$$V_{C1i} = \frac{V_{DC}}{2} + 2|V'_o|$$
$$V_{C2i} = \frac{V_{DC}}{2} - 2|V'_o|$$

En la Figura 6.20 se presentan las curvas de tensión en ambos capacitores durante el comienzo de carga. Al ser el período inicial, los ciclos de resonancia comienzan y terminan aproximadamente en el mismo valor.

De las expresiones anteriores se desprende que a medida que aumenta la tensión de salida, las condiciones iniciales se van alejando del valor medio  $V_{DC}/2$  en sentidos opuestos. Es decir, que al evolucionar la carga del capacitor de salida, la diferencia en las tensiones de los capacitores durante el tiempo muerto se va haciendo cada vez mayor, como se observa en la Figura 6.21.

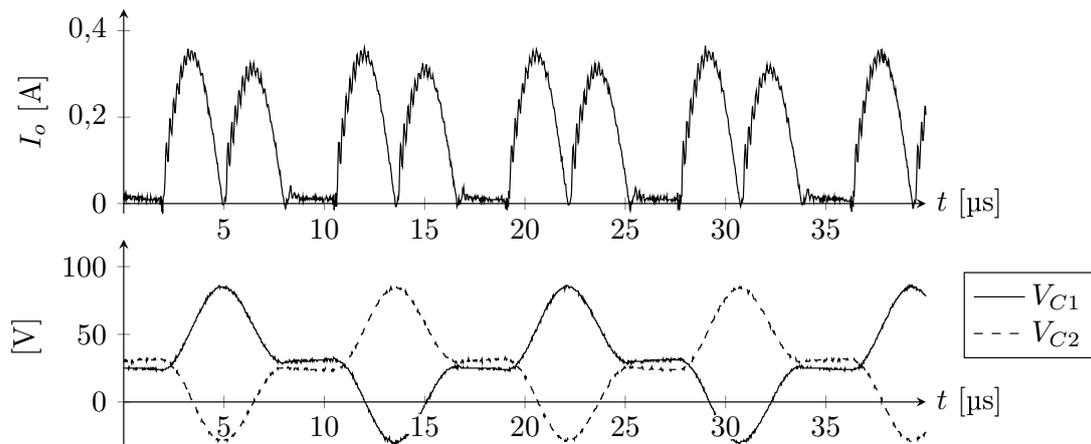


Figura 6.20: Resonancia durante el comienzo de carga

En esta figura también puede observarse claramente el efecto que esta separación tiene sobre la corriente: la amplitud del primer pulso se incrementa notablemente mientras que la amplitud del segundo va tomando un valor cada vez menor. Esto fue analizado en la Sección 3.1.1, donde se observó en el plano de fase un incremento en el radio de las semicircunferencias impares, y una disminución en las otras con el incremento de  $V_o$ .

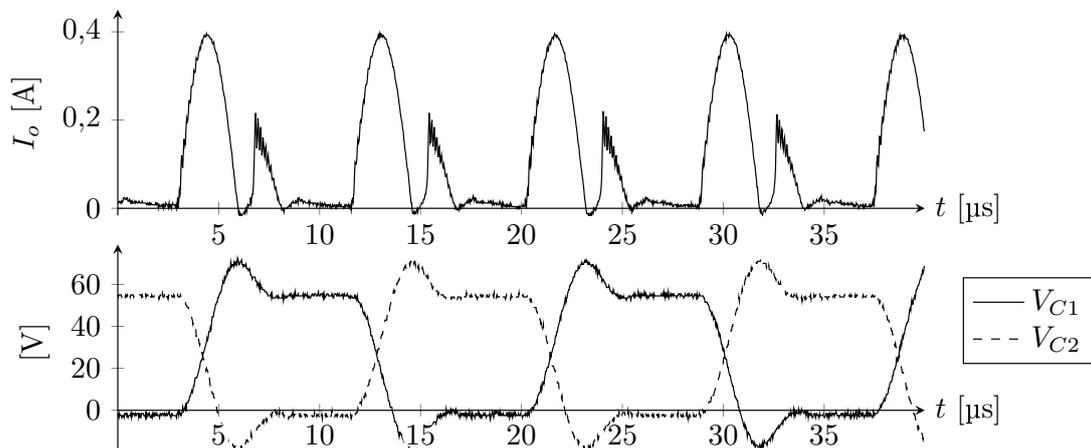


Figura 6.21: Resonancia con  $V_o = 100$  V

### 6.2.2. Situación transitoria de carga: Condiciones iniciales no ecualizadas y capacitor descargado

En la Sección 3.2.1 se analizó una situación en donde el capacitor de salida se descarga de forma abrupta y luego el cargador continúa funcionando. Allí se observó como se desbalanceaban las semicircunferencias en el plano de fase, donde dos ciclos consecutivos se agrandaban y los dos restantes se volvían más pequeños.

En el laboratorio, se ensayó esta situación de forma controlada y se obtuvo la curva de corriente presentada en la Figura 6.22. Allí se observa como claramente dos pulsos de corriente consecutivos, es decir a través de la llave y luego del diodo antiparalelo, superan la corriente máxima esperada para una situación de comienzo de carga.

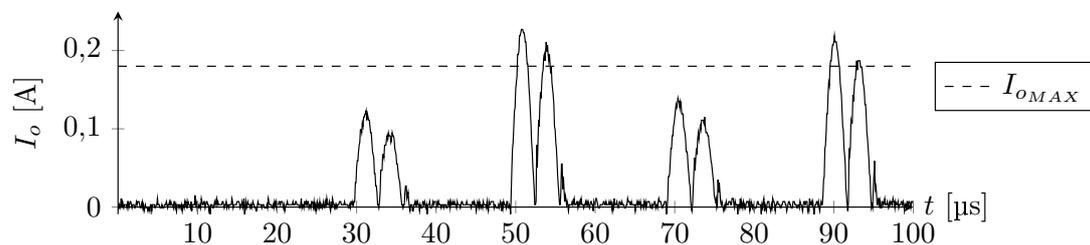


Figura 6.22: Comienzo desbalanceado de carga

Esta situación no se sostiene en el tiempo, debido a que los diferentes elementos parásitos del sistema tienden a ecualizar las tensiones en los capacitores hacia un valor estable y de funcionamiento normal. El inicio de carga en esta condición se ilustra en la Figura 6.23, donde se puede observar el fenómeno mencionado.

Como se puede observar, este fenómeno transitorio solo tiene lugar durante un breve intervalo y luego se extingue ya, que al cabo de 400  $\mu$ s el funcionamiento

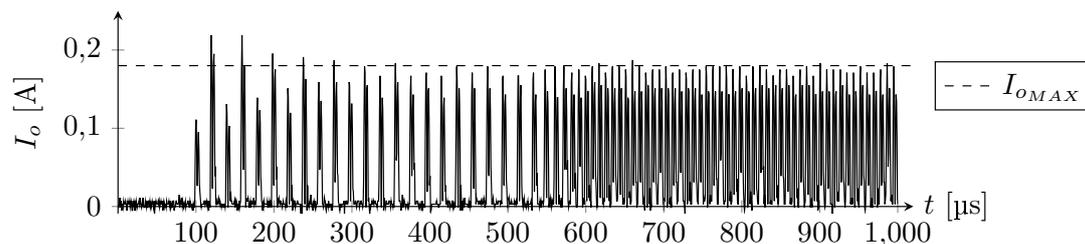


Figura 6.23: Ecuación de las condiciones iniciales de los ciclos de resonancia

se normaliza.

### 6.2.3. Situación transitoria de carga: Condiciones iniciales ecualizadas y $V_o \neq 0$

Otra situación analizada en el Capítulo 3, fue aquella donde el cargador comenzaba a funcionar con un capacitor de salida previamente cargado.

El ensayo realizado consistió en cargar el capacitor hasta una tensión dada (en este caso 100 V) y observar los pulsos generados para mantener la tensión del capacitor en dicho valor. En esta condición, los capacitores de resonancia comenzarán cada ciclo de recarga con una tensión inicial distinta de la normal. En la Figura 6.24 se presenta un pulso de recarga donde ocurre esta situación, la cual genera que las tensiones de los capacitores de resonancia superen los  $1,5 V_{DC}$  planteados idealmente, tal como se analizó en la Sección 3.1.2.

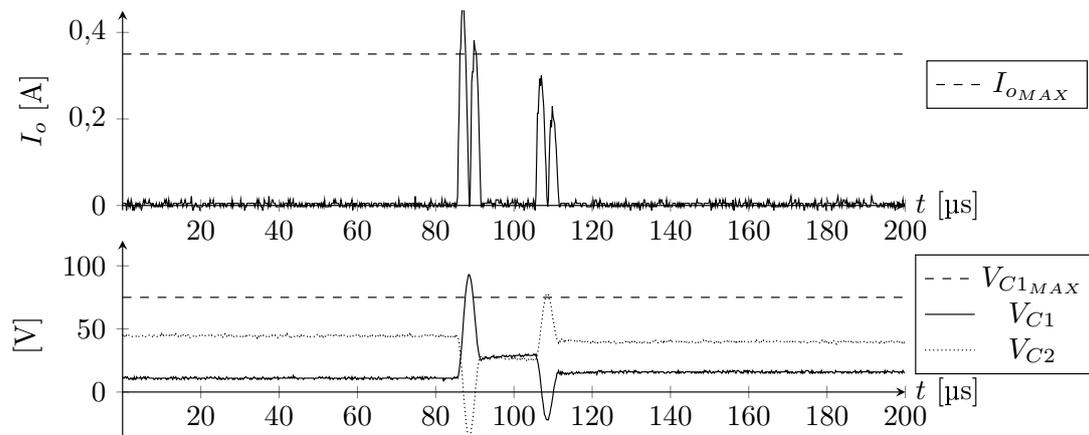


Figura 6.24: Puesta en funcionamiento con condiciones iniciales no ideales

### 6.3. Ensayos de operación de carga

Aquí se presentan los ensayos finales realizados con el equipo para verificar el correcto funcionamiento de los elementos de control y carga en conjunto.

#### 6.3.1. Carga completa desde tensión cero

La primer prueba de funcionamiento del cargador consistió en una carga a 100 V a un capacitor completamente descargado. Las curvas de tensión y corriente de salida de este ensayo se presentan en la Figura 6.25.

En la misma se observa como la amplitud pico de corriente se va incrementando a medida que avanza la carga. Este fenómeno corresponde con el incremento de la amplitud del primer pulso de corriente (y la correspondiente disminución del segundo) con el aumento de la tensión  $V_o$ .

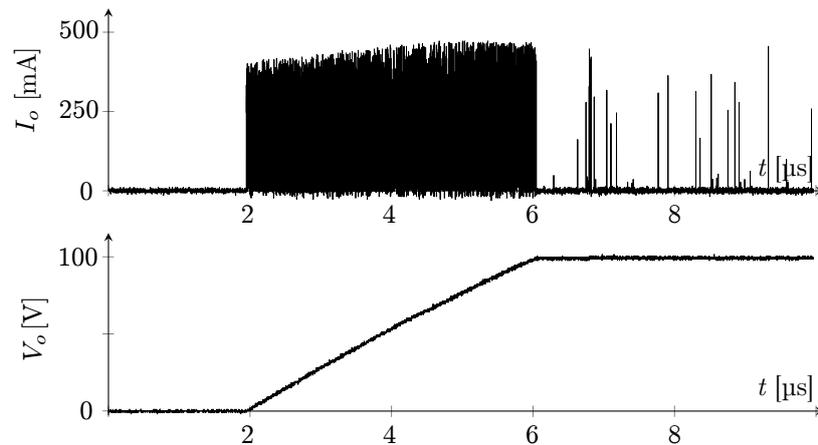


Figura 6.25: Ciclo completo de carga a 100V

Además, se observa el fenómeno analizado en la Sección 3.1.1 sobre la etapa de fin de carga, en el cual la corriente promedio de salida comienza a disminuir su valor al disminuir la amplitud de la resonancia. Este fenómeno ocurre antes de lo esperado ( $N \cdot \frac{V_{DC}}{2}$ ) debido que el estudio matemático realizado no tuvo en cuenta las distintas caídas de tensión de los dispositivos ni los elementos parásitos.

Luego de alcanzar la tensión final de carga, el capacitor se comienza a descargar lentamente debido a la existencia inevitable de resistencias de pérdidas. En tal sentido, Cuando la tensión del mismo cae por debajo del nivel inferior de histéresis, comienza un ciclo de recarga hasta elevar la tensión por encima del nivel superior. En la imagen de carga completa presentada anteriormente, se observan los distintos pulsos de recarga que el dispositivo va realizando para mantener la tensión en un alrededor del valor pretendido.

### 6.3.2. Inicio suave de carga

Como se explicó en la sección del controlador, este equipo cuenta con una funcionalidad denominada *carga suave* al comienzo de la puesta en marcha. La misma consiste simplemente en una disminución momentánea de la corriente media de salida regulada a través la frecuencia de conmutación de las llaves. El proceso comienza con una frecuencia baja, incrementándola hasta llegar a la frecuencia establecida para el proceso de carga.

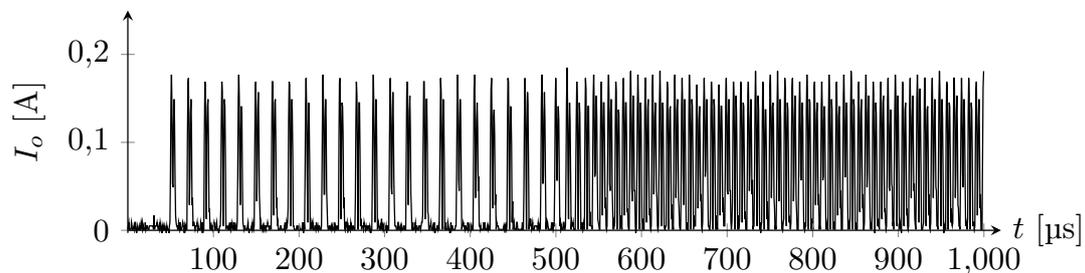


Figura 6.26: Etapa de carga suave al comienzo del funcionamiento del equipo

Esta etapa tiene una duración de 450  $\mu\text{s}$  aproximadamente, antes del comienzo de la secuencia de carga normal. En la Figura 6.26 se muestra la corriente de salida durante el inicio de carga de un capacitor, donde se observa la carga suave y la transición hacia la carga normal. Como la frecuencia de resonancia continúa siendo la misma, lo que se observa es un incremento en el tiempo muerto entre pulsos de corriente.

### 6.3.3. Finalización suave de carga

Del mismo modo que el comienzo suave de carga, también se configuró el controlador para realizar una finalización suave de carga. El nivel a partir del cual comienza este proceso corresponde a una tensión de salida cercana al 99 % del valor final pretendido. Como el comparador de histéresis se configuró al mismo valor, el período de recarga siempre se encuentra en el período de finalización suave. Por este motivo, se midió la finalización suave de carga durante el proceso de recarga.

En la Figura 6.27 se presenta una secuencia de pulsos de recarga, que ocurre durante el período de tiempo en que la tensión de salida está por debajo del valor de histéresis. En la misma se observa un incremento del tiempo muerto entre los ciclos de carga.

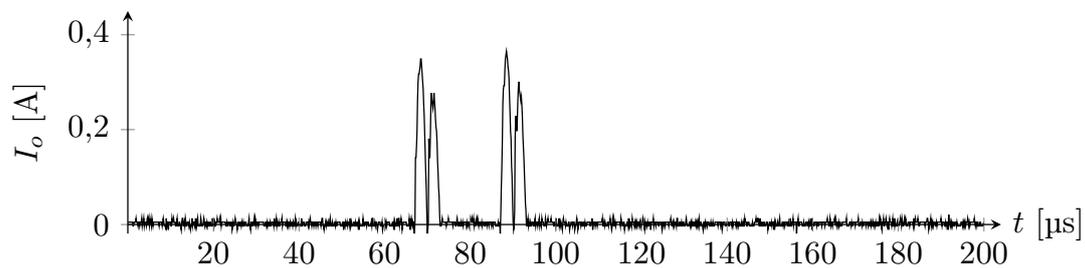


Figura 6.27: Etapa de carga suave durante la recarga

# Capítulo 7

## Conclusiones

El presente trabajo fue realizado dentro del laboratorio de Instrumentación y Control presentado como proyecto final de la carrera de ingeniería electrónica en la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Mar del Plata. A continuación se presentan las principales conclusiones obtenidas a partir de esta tesis.

Primero se realizó un estudio matemático del comportamiento del convertidor asumiendo componentes ideales sin elementos parásitos, el cual permitió entender el comportamiento de las formas de onda de tensión y corriente de resonancia. Este análisis permitió detectar la importancia de las condiciones iniciales de los elementos reactivos en la operación del convertidor.

Luego se planteó un estudio mediante simulaciones del circuito, proponiendo distintas situaciones generales de funcionamiento. Entre ellas se planteó la carga de un capacitor desde tensión cero, como también desde una tensión inicial, se estudió

la respuesta del sistema ante diferentes descargas, y se estudiaron las formas de onda durante las distintas etapas de carga. Este estudio permitió establecer los requerimientos sobre los dispositivos involucrados en la resonancia. Se resalta la importancia del estudio aquí realizado, ya que la bibliografía consultada sobre esta topología no cubría varias de las situaciones de funcionamiento. Esto permitió determinar que los ratings de los dispositivos encargados de realizar la resonancia se encuentran por encima de los valores reportados en la literatura específica.

A continuación, en función de los requerimientos establecidos, se realizó un diseño del equipo, prestando especial atención a los elementos de la etapa de potencia. En los casos necesarios, se realizó un análisis térmico para evaluar que las distintas temperaturas de trabajo no dañen los componentes. A su vez, los elementos magnéticos fueron diseñados y armados específicamente para esta aplicación, lo que permitió tener un mejor entendimiento del funcionamiento y los fenómenos que trae aparejado el trabajo en alta frecuencia. Este diseño permitió afianzar los criterios prácticos de diseño de este tipo de componentes.

Además se diseñó la etapa de control del convertidor, basándose en un controlador comercial. Se tomó ventaja de las distintas funcionalidades del mismo, implementando etapas de protección tanto térmicas como de sobretensión.

Luego se realizaron distintas mediciones experimentales, que permitieron refinar el modelo del convertidor y ajustar el diseño de modo de mitigar efectos no deseados debido a la presencia de elementos parásitos. Estos ensayos permitieron dar cierre al estudio del presente trabajo, ya que no solo se logró observar el equipo armado y en funcionamiento, sino que se consiguió verificar el estudio teórico,

tanto de las señales internas como externas. Adicionalmente, se identificaron los efectos generados por diferentes elementos parásitos, obteniéndose un modelo de simulación que replica los fenómenos más representativos.

Finalmente, el desarrollo de este trabajo permitió integrar una gran cantidad de conceptos y conocimientos teóricos permitiendo también un gran aprendizaje y un desarrollo de habilidades de diseño práctico valioso a nivel profesional.



# Apéndices

# Apéndice A

## Ecuación “*producto de áreas*”

En este apéndice se presenta el método de deducción de la ecuación denominada “producto de áreas” [7], empleada en el diseño de un transformador como el de la Figura A.1.

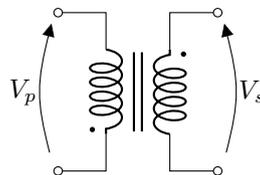


Figura A.1: Transformador ideal

Recordando la ley de Faraday, donde  $v$  es la tensión en el enrollamiento,  $N$  es el número de vueltas y  $\phi$  es el flujo en el mismo:

$$v = -N \frac{d\phi}{dt} \implies N = -\frac{v}{\frac{d\phi}{dt}} \quad (\text{A.1})$$

La sección del cable se relaciona con la densidad de corriente según:

$$A_w = \frac{I}{J} \quad (\text{A.2})$$

La ventana  $W_a$  disponible estará ocupada por los enrollamientos primario y secundario:

$$k_u W_a = N_p A_{wp} + N_s A_{ws} \quad (\text{A.3})$$

Operando con las Ecuaciones (A.2) y (A.3) resulta:

$$k_u W_a = N_p \frac{I_p}{J} + N_s \frac{I_s}{J} \quad (\text{A.4})$$

Empleando la ley de Faraday en la expresión anterior:

$$k_u W_a = \left( -\frac{V_p}{\frac{d\phi}{dt}} \right) \frac{I_p}{J} + \left( -\frac{V_s}{\frac{d\phi}{dt}} \right) \frac{I_s}{J} \quad (\text{A.5})$$

Calculando la derivada del flujo magnético para el caso del convertidor analizado, se observa que la derivada será una constante debido a que el flujo magnético tiene una forma triangular (Figura A.2).

Así se puede expresar esta derivada en función del área efectiva del núcleo  $A_e$ , el campo máximo  $B_{max}$  y la frecuencia de trabajo  $f_s$ :

$$\frac{d\phi}{dt} = \pm \frac{A_e B_{max} 2 f_s}{10^6} \quad (\text{A.6})$$

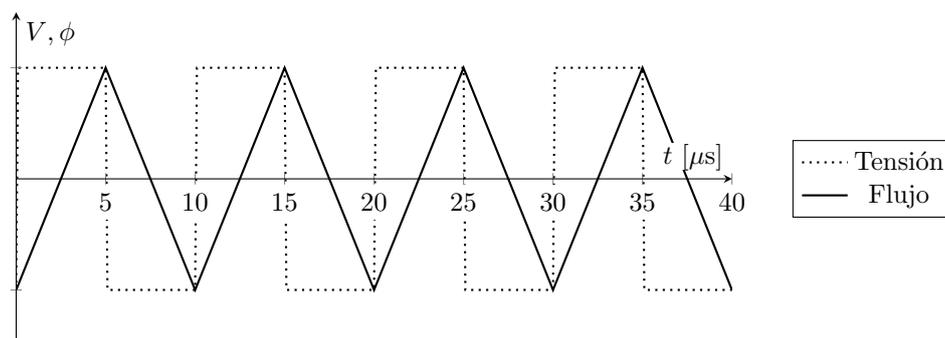


Figura A.2: Flujo magnético en el núcleo

Entonces volviendo a la ecuación de ocupación de ventana se obtiene:

$$k_u W_a = \frac{V_p \cdot 10^6}{A_e B_{max} 2 f_s} \frac{I_p}{J} + \frac{V_s \cdot 10^6}{A_e B_{ac} 2 f_s} \frac{I_s}{J} \quad (\text{A.7})$$

donde  $V_p$  y  $V_s$  son tomados en valor absoluto.

Reordenando se obtiene:

$$W_a A_e \geq \frac{(V_p I_p + V_s I_s) \cdot 10^6}{k_u B_{max} 2 f_s} \quad (\text{A.8})$$

A esta ecuación se la denomina producto de áreas y es una medida del tamaño requerido del transformador en función de ciertos requerimientos, como son el flujo magnético máximo, la densidad de corriente, la potencia aparente y la frecuencia de trabajo.

Análogamente se puede deducir una ecuación similar para ayudar al diseño de inductores [8]. Partiendo de la relación entre intensidad de corriente eléctrica e inducción magnética:

$$L i = N B A_e \quad (\text{A.9})$$

---

se llega a la ecuación producto de áreas de un inductor:

$$A_e A_w \geq \frac{L \hat{i} I_{RMS}}{k_u J B_{max}} \quad (\text{A.10})$$

# Apéndice B

## Esquemáticos del convertidor

Aquí se presentan los esquemáticos pertenecientes a las plaquetas del convertidor: parte de potencia en la Figura B.2 y el control del mismo en la Figura B.1. Algunas partes como las fuentes de alimentación se omitieron para una mayor simplicidad de presentación.

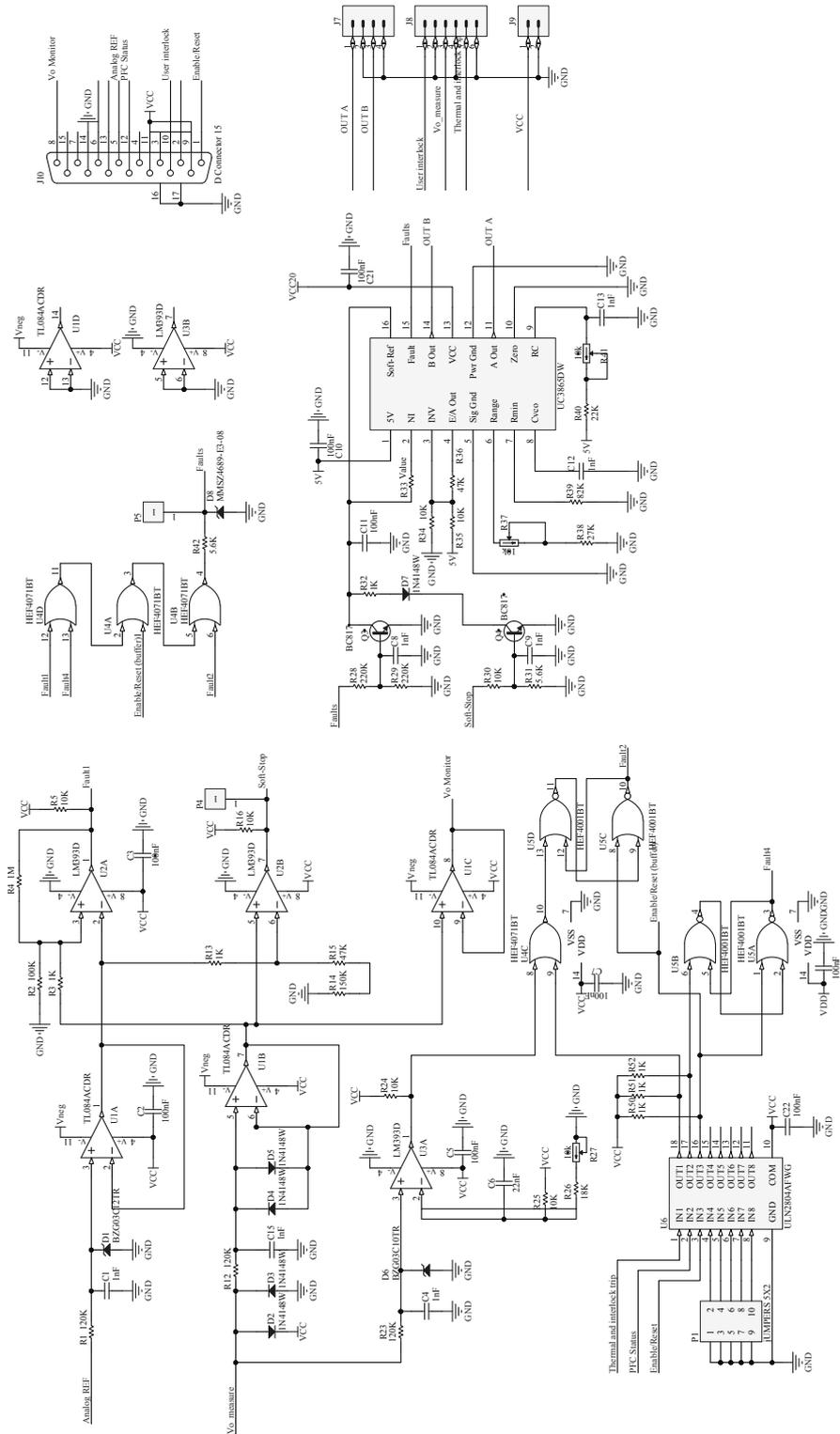


Figura B.1: Esquemático del circuito de control del convertidor

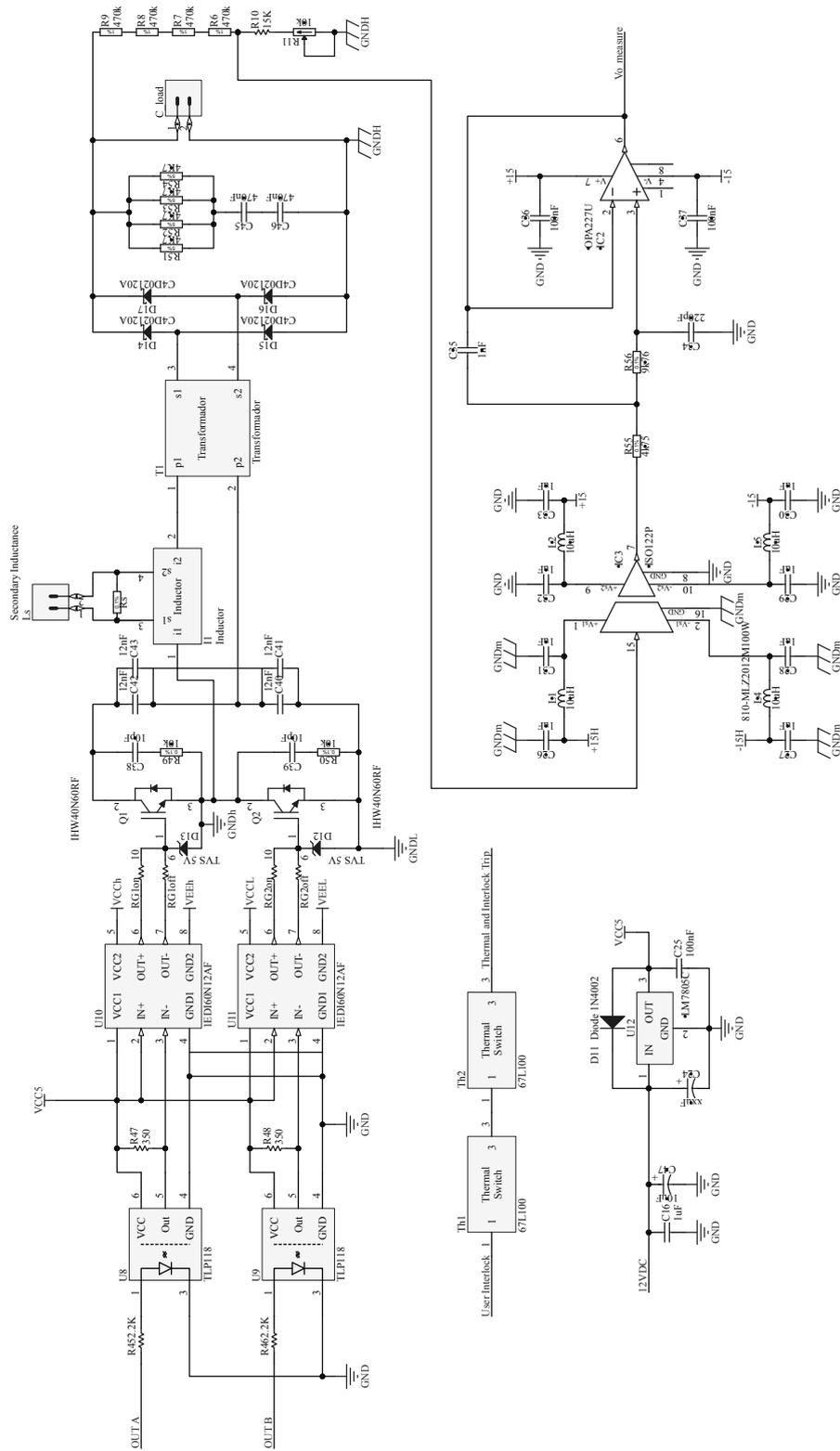


Figura B.2: Esquemático del circuito de potencia

# Bibliografía

- [1] S. Maestri, R. Garcia Retegui, G. Uicich, M. Benedetti y J. Cravero, *Comparison of topologies suitable for capacitor charging systems*, in Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, 2013, pp. 1–9.
- [2] R. Garcia Retegui, S. Maestri, J. Cravero, G. Uicich y M. Benedetti, *Design of the DC-DC power stage of the capacitor charger for MAXIDISCAP power converters*, sLHC Project Note 0042, 2013.
- [3] R. King y T. Stuart, *A normalized model for the half-bridge series resonant converter*, Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, vol. AES-17, no. 2, pp. 190 –198, march 1981.
- [4] R. W. Erickson y D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*, Springer, 2da. edición, 2001.
- [5] L. Wofford, *A new family of integrated circuits controls resonant mode power converters*, Unitrode Integrated Circuits Corporation, Morrisville, NC, Application Note U-122, 1999.

- 
- [6] M. Bartoli, N. Noferi, A. Reatti and M. Kazimierczuk, *Modeling litz-wire winding losses in high-frequency power inductors*, in 27th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC '96 Record., vol. 2, Jun. 23–27, 1996, pp. 1690–1696), 1996.
- [7] Colonel Wm. T. McLyman, *High Reliability Magnetic Devices: Design and Fabrication*, CRC Press, 1ra. edición, 2002.
- [8] Rogelio Garcia Retegui, *Diseño de un inductor para Convertidor DC/DC*, Procesamiento Electrónico de Potencia, 2008.
- [9] Ned Mohan, Tore M. Undeland y William P. Robbins, *Power Electronics: Converters Applications and Design*, John Wiley & Sons, 3ra. edición, pag. 769-770, 2003.
- [10] Emiliano Penovi, *Modelo de un IGBT basado en comportamiento desarrollado en NL5*, 2014.
- [11] Muhammad H. Rashid, *Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Pearson, 3ra. edición, pag. 613-616, 2004.
- [12] *Material datasheet CF139*, SEMIC Trade, update 8-9-2014.
- [13] *Hoja de datos del capacitor de film B32672L1123J*, EPCOS, [http://www.mouser.com/ds/2/400/MKP\\_B32671L\\_672L-525238.pdf](http://www.mouser.com/ds/2/400/MKP_B32671L_672L-525238.pdf)
- [14] *AN-7004: IGBT Driver Calculation*, Markus Hermwille, Semikron, 31-10-2007.
- [15] *APT0201: IGBT Tutorial*, Jonathan Dodge, Advanced Power Tecnology, 2002.

- 
- [16] *AN2644: An introduction to LLC resonant half-bridge converter*, ST Microelectronics, septiembre 2008.
- [17] *AN2644: Design of Resonant Half-Bridge converter using IRS2795(1,2) Control IC*, Helen Ding, International Rectifier.
- [18] Ron Lenk, *Practical Design of Power Supplies*, Wiley Interscience, pag. 94, 2005.
- [19] *Hoja de datos del amplificador aislado ISO122P* Texas Instruments <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/iso122.pdf>