

Grado Universitario en Ingeniería Electrónica Industrial y  
Automática

2017-2021

*Trabajo Fin de Grado*

“Implementación de un Sistema de  
Alimentación para aplicaciones  
Espaciales”

---

Hristo Stoyanov Stoyanov

Tutor

Cristina Fernández Herrero

Leganés, 2021



*[Incluir en el caso del interés de su publicación en el archivo abierto]*

Esta obra se encuentra sujeta a la licencia Creative Commons **Reconocimiento – No Comercial – Sin Obra Derivad**



## RESUMEN

A medida que el ser humano busca llegar a los confines del universo, el desarrollo tecnológico va en aumento, pero a veces no lo suficientemente rápido como se gustaría. Los avances tecnológicos, no eliminan las duras condiciones que existen en el espacio. Estas características no solo dificultan la vida, sino que también lo hacen con la tecnología. La electrónica depende de materiales muy específicas para funcionar que a ciertas condiciones cambian sus propiedades. En el espacio, la generación de energía es clave para mantener la vida, y esta energía por lo general viene del sol.

Para poder utilizar esta energía, es necesario transformarla mediante paneles solares y, tratarla para poder enviársela a cada uno de los subsistemas de una nave o satélite. Este proyecto tiene como objetivo diseñar un convertidor CC-CC que forme parte de un conjunto de circuitos que se encarguen de gestionar la energía de una nave espacial o satélite. Dada las características del proyecto se busca conseguir un sistema dotado de mucha eficiencia y buenas prestaciones.

Para el proyecto, se ha realizado un análisis de distintos convertidores para poder optar al que mejor cumpla las características establecidas. Además, se ha diseñado el convertidor CC-CC con componentes muy concretos, para aumentar las prestaciones y eficiencia, y así poder desarrollar un sistema tanto fiable como seguro para el resto de los circuitos para que ningún inconveniente afecte al sistema completo.

**Palabras clave:** Convertidor CC-CC; Eficiencia; Convertidor; Electrónica; Gestionar la energía.



## **AGRADECIMIENTOS**

En primer lugar, agradezco todo el apoyo de t mis familiares los que siguen conmigo, y los que no, todos somos parte del camino y, disfrutar de ese camino es lo más importante; sobre todo con vuestro apoyo la vida se hace mucho más agradable.

Quiero agradecer sobre todo el apoyo de mis padres Stoyan Hristov y Ruska Nikolova; por darme lo que ellos nunca tuvieron, y abrirme las puertas al mundo acompañándome en este camino.

Por último, pero no me importante, quiero agradecerse a todos mis amigos, sobre todo a los más cerca, os quiero de todo corazón y vuestro apoyo incondicional; me conocéis como nadie y, aunque pasemos días y días haciendo lo mismo, cada momento es único e inmejorable. Gracias a todos.



## ÍNDICE DE CONTENIDO

1. INTRODUCCIÓN.....	1
1.1. Motivación.....	1
1.2. Problema.....	2
1.3. Solución.....	3
2. ANALISIS DE TOPOLOGÍAS .....	5
2.1 Introducción.....	5
2.2 Aislamiento galvánico .....	6
2.3 Topologías .....	7
2.4 Topología Forward .....	10
2.5 Enclavamiento activo .....	13
2.5.1 Enclavamiento activo High-side.....	14
2.5.2 Enclavamiento activo Low-side .....	17
2.6 Comparación de ambos Enclavamiento activo.....	21
3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL LAZO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR PINCIPAL .....	24
3.1 Introducción.....	24
3.2 Características del Convertidor Forward con Enclavamiento activo .....	24
3.2.1 Ciclo de Trabajo y Frecuencia de conmutación .....	25
3.2.2 Diseño de la bobina .....	26
3.2.3 Diseño del condensador de salida.....	31
3.2.4 Diseño del transistor principal.....	34
3.2.5 Diseño del Transformador .....	37
3.2.6 Diseño del Enclavamiento activo High-side .....	40
3.2.7 Diseño de los diodos.....	46
3.3 Análisis de simulaciones .....	48
3.3.1 Formas de onda de los transistores.....	49
3.3.2 Análisis de la simulación de la bobina, condensador de salida.....	52

3.3.3 Análisis de la desmagnetización del transformador .....	55
3.3.4 Análisis de Transformador .....	57
3.3.5 Análisis de los diodos .....	59
3.3.6 Análisis de la salida .....	60
3.4 Análisis de eficiencia.....	61
4 DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL.....	62
4.1 Respuesta en frecuencia del convertidor .....	62
4.2 Diseño del regulador de control .....	68
5 DISEÑO FISICO DEL CONVERTIDOR .....	73
6. CONCLUSIONES.....	76
7. MARCO REGULADOR Y ENTORNO SOCIOECONÓMICO.....	77
7.1 Marco regulador .....	77
7.2 Entorno socioeconómico .....	78
7.3 Presupuesto .....	78
8. BIBLIOGRAFIA .....	80



## ÍNDICE DE FIGURAS

Fig. 2.1. ESQUEMA CONCEPTUAL DEL CONVERTIDOR	5
Fig. 2.2. AISLAMIENTO GALVÁNICO [5]	6
Fig. 2.3. ESQUEMA ELÉCTRICO SIMPLIFICADO DEL CONVERTIDOR FLYBACK [6]	7
Fig. 2.4. DIAGRAMA DE UTILIZACIÓN DE DIFERENTES CONVERTIDORES EN FUNCION DE LA POTECIA Y TENSION DE SALIDA [6]	8
Fig. 2.5. COMPARACION DE PÉRDIDAS TOTALES DE CONVERTIDORES CC-CC [7]	9
Fig. 2.6. ESQUEMA ELÉCTRICO DEL CONVERTIDOR FORWARD [6]	10
Fig. 2.7. REPRESENTACION DEL ESTADO ON DEL CONVERTIDOR FORWARD	11
Fig. 2.8. REPRESENTACION DEL ESTADO OFF DEL CONVERTIDOR FORWARD	12
Fig. 2.9. ESQUEMA ELÉCTRICO DE UN CONVERTIDOR FORWARD CON TERCER DEVANADO CON UNA BOBINA AUXILIAR	13
Fig. 2.10. CONVERTIDOR FORWARD CON ACTIVE CALMP HIGH-SIDE [8]	14
Fig. 2.11. PERIODOS DE CONMUTACION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE [8]	15
Fig. 2.12. GRÁFICA TENSION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE	17
Fig. 2.13. GRÁFICA TENSION DE DRENADOR-FUENTE DEL TANSISTOR PRINCIPAL CON ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE	17
Fig. 2.14. CONVERTIDOR FORWARD CON ACTIVE CALMP LOW-SIDE [8]	18
Fig. 2.15. PERIODOS DE CONMUTACION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO LOW-SIDE [8]	19
Fig. 2.16. GRÁFICA TENSION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO LOW-SID	20
Fig. 2.17. GRÁFICA TENSION DE DRENADOR-FUENTE DEL TANSISTOR PRINCIPAL CON ENCLAVAMIENTO ACTIVO LOW-SIDE	21
Fig. 2.18. GRÁFICA COMPARATIVA DE LA TENSIÓN DEL CONDENSADOR DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO PARA CADA CONFIGURACIÓN	22
Fig. 3.19. CIRCUITO DEL CONVERTIDOR FORWARD CON ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE [7]	25

Fig. 3.20. GRÁFICA DEL CICLO DE TRABAJO PARA CADA RELACIÓN DE TRANSFORMACION _____	26
Fig. 3.21. TENSIÓN DE UNA BOBINA EN RÉGIMEN PERMANENTE [10] ____	27
Fig. 3.22. CORRIENTE DE UNA BOBINA EN RÉGIMEN PERMANENTE Y MCC [10] _____	27
Fig. 3.23. CORRIENTE DE UN CONDENSADOR [10] _____	32
Fig. 3.24. TENSIÓN DE SALIDA CON RIZADO _____	33
Fig. 3.25. PWM DE LLEGADA AL TRANSISTOR PRINCIPAL _____	34
Fig. 3.26. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL TRANSISTOR [10] ____	35
Fig. 3.27. DEFINICIÓN DE LOS DEVANDOS EN PEXPT _____	38
Fig. 3.28. FORMAS DE ONDA DE LOS DEVANDOS EN PEXPT _____	38
Fig. 3.29. DIMENSIONES DEL TRANSFORMADOR _____	40
Fig. 3.30. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE ENCLAVAMIENTO ACTIVO DE 4.7 $\mu$ F _____	41
Fig. 3.31. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE ENCLAVAMIENTO ACTIVO DE 470 $\mu$ F _____	42
Fig. 3.32. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE ENCLAVAMIENTO ACTIVO DE 470 nF _____	43
Fig. 3.33. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DE LA BOBINA MAGNETIZANTE _____	44
Fig. 3.34. CIRCUITO SEGUNDO DEVANADO DEL CONVERTIDOR FORWARD DURANTE TOFF _____	47
Fig. 3.35. CIRCUITO DE FORWARD ENCLAVAMIENTO ACTIVO EN PSIM __	49
Fig. 3.36. FORMAS DE ONDE DE LA CONMUTACIÓN DE LOS TRANSISTORES _____	50
Fig. 3.37. FORMAS DE ONDA DE LA TENSIÓN Y CORRIENTE EN EL TRANSISTOR Q1 _____	51
Fig. 3.38. FORMAS DE ONDA DE LA TENSIÓN Y CORRIENTE EN EL TRANSISTOR Q2 _____	52
Fig. 3.39. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN LA BOBINA _____	53
Fig. 3.40. FORMAS DE ONDA DURANTE EL TRANSITORIO DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN LA BOBINA _____	54

Fig. 3.41. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN EL CONDENSADOR DE SALIDA _____	55
Fig. 3.42. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN EL CONDENSADOR DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO Y LA BOBINA MAGNETIZANTE_____	56
Fig. 3.44. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN LOS DEVANADOS DEL TRANSFORMADOR _____	58
Fig. 3.45. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN LOS DIODOS _____	59
Fig. 3.46. FORMAS DE ONDE DEL RIZADO DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN DE SALIDA _____	60
Fig. 4.47. ESQUEMA DE APLICACIÓN DEL MÉTODO CORRIENTE INYECTADA-ABSORBIDA _____	62
Fig. 4.48. CONVERTIDOR FORWARD _____	63
Fig. 4.49. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ECUACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL _____	65
Fig. 4.50. DIAGRAMA DE DIAGRAMA DE BODE DE $Gvd$ _____	66
Fig. 4.51. CIRCUITO FORWARD PARA SIMULACIÓN AC _____	67
Fig. 4.53. DIAGRAMA DE BODE SIMULADO EN PSIM_____	67
FIG. 4.54 REGULADOR TIPO 3 _____	68
Fig. 4.55. ELECCIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE_____	69
Fig. 4.56. DIAGRAMA DE CONTROL DE LA HERRAMIENTA SMARTCONTRL _____	70
Fig. 4.57. CIRCUITO DEL CONVERTIDOR FUNCIONAMIENTO LAZO CERRADO _____	71
Fig. 4.58. FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE DE LA SALIDA DEL CONVERTIDOR EN FUNCIONAMIENTO EN LAZO CERRADO _____	71
Fig. 4.59. TENSION DE SALIDA EL CONVERTIDOR CON UNA FRECUENCIA DE CORTE DE 600 Hz _____	72
Fig. 3.60 ESQUEMA ELECTRO DE CONTROL DE LOS TRANSISTORES BASADO EN EL CIRCUITO DE PACTICAS CON INVERSORES DE LA ASIGNATURA ELECTRÓNICA DE POTENCIA _____	73
FIG. 3.61 CIRCUITO DEL CONVERTIDOR EN ORCADCAPTURE_____	74
FIG. 3.62 DISEÑO GENERAL DE LA PLACA_____	75



## ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1.1. ESPECIFICACIONES DEL CONVERTIDOR _____	2
Tabla 2.2. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES CC-CC _____	7
Tabla 2.3. COMPARACIÓN ENTRE HIGH/LOW-SIDE ENCLAVAMIENTO ACTIVO [8] _____	22
Tabla 3.4. VALORES TEÓRICOS CALCULADOS _____	29
Tabla 3.5. INDUCTANCIAS PROPUESTAS _____	30
Tabla 3.6. INDUCTANCIAS PROPUESTAS DE 100 $\mu$ H _____	31
Tabla 3.7. VALORES TEÓRICOS _____	31
Tabla 3.8. VALORES TEÓRICOS <i>DEL CONDENSADOR</i> _____	32
Tabla 3.9. MODELOS DEL CONDENSADOR DE SALIDA _____	34
Tabla 3.10. VALORES TEÓRICOS DEL TRANSISTOR _____	36
Tabla 3.11. TRANSISTORES PROPUESTOS _____	37
Tabla 3.12. CASOS POSIBLES DE TRANSFORMADOR _____	39
Tabla 3.13. VALORES TEÓRICOS DEL CONDENSADOR DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO _____	44
Tabla 3.14. CONDENSADORES DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO PROPUESTOS _____	45
Tabla 3.15. TRANSISTORES PROPUESTOS PARA ENCLAVAMIENTO ACTIVO _____	46
Tabla 3.16. VALORES TEÓRICOS DE LOS DIODOS _____	47
Tabla 3.17. DIODOS PROPUESTOS _____	48
Tabla 3.18. PÉRDIDAS TOTALES DEL CONVERTIDOR _____	61
Tabla 7.19. PRESUPUESTO _____	79



# 1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo, se discutirá la motivación principal que ha llevado a la realización de esta memoria, incluido también objetivos con su metodología, el problema y la solución que engloba este proyecto.

## 1.1. Motivación

Desde mediados del siglo XX, el ser humano se embarcó en el desarrollo de uno de los proyectos más ambiciosos que jamás se habían hecho, el objetivo de llegar al espacio; idea, que siempre se había considerado imposible, pero mucho más lejos de serlo, dio entrada a uno de los desarrollos tecnológicos más grandes que se hubiera visto hasta el momento. Este proyecto involucraría un despliegue tecnológico sin precedentes, donde muchísimos campos muy distintos debería converger, para poder conseguir un objetivo de dimensiones inconmensurables [1].

Este desarrollo espacial perdura hasta nuestros días, y una de las partes clave para que se pueda conseguir su cometido, es poder asegurar un buen funcionamiento del convertidor CC-CC incorporado en naves espaciales o satélites, que deberán soportar las adversas condiciones espaciales.

Es crucial el poder asegurar su funcionamiento en situaciones donde las variables a tener en cuenta son considerables, por ejemplo; la carencia total de atmosfera, provoca que el efecto de la radiación nuclear sea muy severa para cualquier circuito que se encuentre fuera de la Tierra; esto provoca que los circuitos electrónicos se degraden con mucha mayor facilidad y rapidez, y si no se consideran las protecciones adecuadas el sistema electrónico dejaría de funcionar; otros efectos a considerar es la disipación de calor en condiciones de vacío, debido a que en el espacio no existe una transferencia por convección o conducción; por lo tanto la única forma es que el calor debe ser irradiado hacia el espacio para mantener las temperaturas de funcionamiento adecuadas para los circuitos electrónicos. [2] Existen muchas más condiciones que deben tenerse en cuenta, pero esto hace una idea de que los circuitos diseñados deben ser lo suficientemente robustos para enfrentarse a estas situaciones desfavorables, y además cumplir su cometido.

Tanto en las naves espaciales como en los satélites, pueden llegar a tener varias fuentes de alimentación de distinto carácter como baterías, células de combustible y el más común, aprovechamiento de la energía solar [3]; indistintamente de las fuentes de alimentación, será necesario la utilización de un sistema, que sea capaz de regular la energía que provenga de estas fuentes, y demandada por las cargas que conformaran los distintos circuitos de la nave o satélite. Lo más importante de estos sistemas de alimentación es poder asegurar una eficiencia de potencia eléctrica muy alta, es decir, que los consumos de este sistema sean relativamente bajos, y a la vez obtener a la salida una potencia concreta y estable; además, de poder soportar las condiciones severas del espacio.

## 1.2. Problema

Como se ha explicado en el epígrafe anterior, nuestro objetivo fundamental es diseñar y desarrollar un convertidor CC-CC que sea capaz de operar a nivel espacial, es decir, que sea un diseño funcional eficiente y que cumpla las necesidades que aparezcan en un sistema eléctrico de una nave espacial o satélite.

Este convertidor CC-CC será la pieza central de un sistema de alimentación, convertidor que deberá ser lo más eficiente en cuanto a su potencia para poder cumplir las condiciones estipuladas; es notorio determinar que, debido a las condiciones del trabajo, se centrará en las especificaciones del proyecto, y se dará una menor importancia a la consideración de las características físicas que deben tener los componentes para su utilización a nivel espacial.

Las especificaciones que deberá cumplir el convertidor se representan en la siguiente tabla 1.1:

Tabla 1.1. ESPECIFICACIONES DEL CONVERTIDOR

<b>Especificaciones</b>	<b>Valores</b>
<b>Tensión de entrada</b>	48 V
<b>Tensión de salida</b>	12V
<b>Potencia de salida máxima</b>	100 W

Este objetivo principal, viene también rodeado de otras metas dentro del proyecto:

- Aprender sobre la eficiencia y las funcionalidades de las distintas topologías de convertidores CC-CC.

- Diseño y desarrollo completo de un convertidor CC-CC, desde la elección hasta la conformación de la placa de circuito impresa del circuito.
- Profundizar en el análisis de la disipación de potencia mediante conducción de distintos componentes.
- Aumentar el acercamiento hacia el proceso de elección de componentes reales para la aplicación en un circuito real.
- Aumentar la comprensión del sistema de control dentro de convertidores CC-CC, así como el diseño de la etapa de control.
- Entender la importancia de un diseño eficiente respecto a la placa de circuito impresa, enfocada hacia aplicaciones de electrónica de potencia.
- Conocer más el funcionamiento de la electrónica en condiciones adversas como las del espacio.

Para los objetivos comentados se seguirá la siguiente metodología:

- Analizar las distintas topologías de convertidores CC-CC conocidos y determinar qué tipo será el que tenga mejores características para cumplir con nuestro objetivo fundamental.
- Realizar un primer diseño en PSIM para poder analizar el funcionamiento y determinar el diseño de los componentes del convertidor.
- Cierre del lazo de control mediante un estudio con SmartCtrl.
- Seleccionar los componentes reales adecuado para el funcionamiento del circuito.
- Estudio de los componentes a nivel de pérdidas en potencia.
- Diseño del transformador del circuito utilizando PExprt.
- Diseño mediante Orcad de la placa de circuito impresa del circuito.

### **1.3. Solución**

En la actualidad, la utilización de los convertidores CC-CC es muy diversa, se aplica a innumerables campos tecnológicos con aplicaciones muy distintas; debido a que esta tecnología de la electrónica está cada vez más desarrollada, se está convirtiendo con el paso del tiempo en una tecnología muy convencional en el mundo de la ingeniería; puesto que en cualquier campo que sea necesario regular cierta potencia eléctrica, será necesario un convertidor que sea capaz de cumplir esta función.

Dentro del mundo de los convertidor las topologías son innumerables con diferencias grandes o pequeñas, pero ninguno es superior a otro sino que simplemente cumplen unas características diferentes para unas aplicaciones diferentes; por ello para obtener las características que requiere el proyecto estas e centrara en analizar algunas de estas topologías relacionadas directamente con un convertidor reductor o reductor-elevador, puesto que las especificaciones establecidas para el proyecto requiera una reducción de tensión en la salida respecto a la entrada; y realizar un análisis de que convertidor será más eficiente en cuanto a potencia, rizado y estabilidad para poder conseguir el diseño mejor adaptado para esas condiciones de altas prestaciones.

## 2. ANALISIS DE TOPOLOGÍAS

### 2.1 Introducción

En este capítulo se tratará de realizar un análisis de las topologías funcionales que podría cumplir las características que se buscará para el proyecto, para así poder elegir y realizar un diseño de convertidor que sea capaz de cumplir las especificaciones requeridas con las mejores prestaciones posibles.

El convertidor deberá ser capaz de transformar una tensión de entrada de 48 V en una tensión de salida de 12V; para poder realizar este proceso la topología deberá estar relacionada con convertidores como el reductor o el reductor-elevador; además deberá ser capaz de otorgar 100 W a la salida. Se representa este esquema en la figura 2.1.

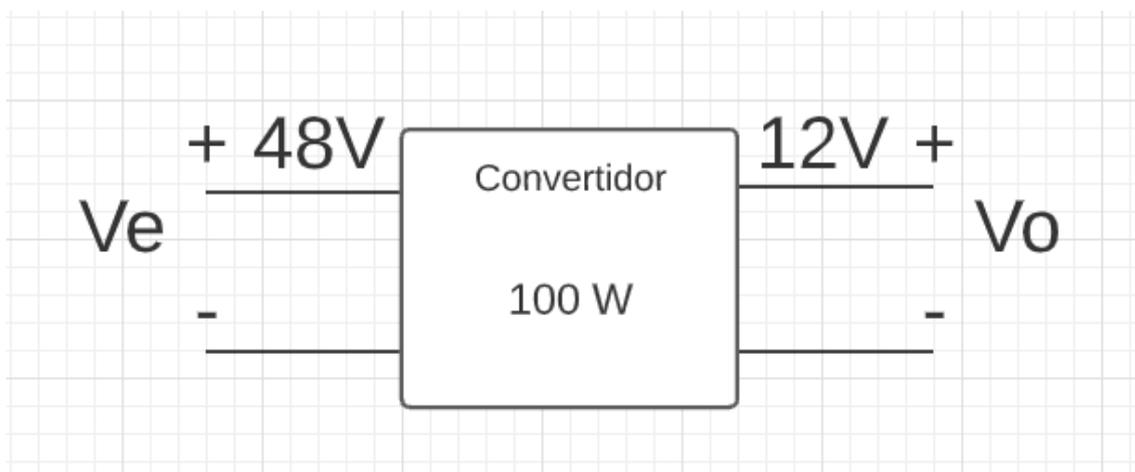


Fig. 2.1. ESQUEMA CONCEPTUAL DEL CONVERTIDOR

Deberá ser necesario que el convertidor a elegir tenga obligatoriamente una protección mediante un aislamiento galvánico; para asegurar la protección de los sistemas eléctricos a los que se incorpore.

Teniendo en cuenta estas características se analizará distintas topologías para poder encontrar aquella que cumplirá estas características; para encontrar el convertidor que mejor se ajusta el objetivo se centrará en buscar aquel convertidor que cumpliendo las características sea capaz de aportar un consumo de potencia más bajo; en otras palabras, se buscará la topología más eficiente que cumpla las especificaciones.

## 2.2 Aislamiento galvánico

En la actualidad, el diseño de la electrónica consiste en la incorporación de sistemas diseñados y construidos de forma separada, y el objetivo es que estos sistemas consigan sin problemas funcionar conjuntamente. Teniendo en cuenta esto, cualquier circuito que fallara individualmente podría provocar un daño muy elevado al sistema entero, por lo que es necesario tomar ciertas precauciones para asegurar la integridad del conjunto.

En sistemas espaciales no es una sorpresa que cualquier pequeño fallo de cálculos puede propiciar la destrucción completa del sistema, por lo tanto, es necesario que ciertas precauciones se tengan en cuenta para que el funcionamiento completo no se vea afectado por pequeños fallos.

De esta manera es totalmente obligatorio la incorporación de un convertidor CC-CC que cuente con una protección que se incorporará utilizando una topología de convertidor con aislamiento galvánico.

El aislamiento galvánico se incorpora entre dos circuitos para poder proteger un circuito de otro, puesto que elimina la unión eléctrica que se produce entre ambos de esta forma si se produce un aumento de la corriente en uno de los circuitos no podrá pasar el otro circuito y por lo tanto al resto de la red a la que esté conectado protegiéndolo de esta manera. Se puede observar una representación conceptual en la figura 2.2. [4]

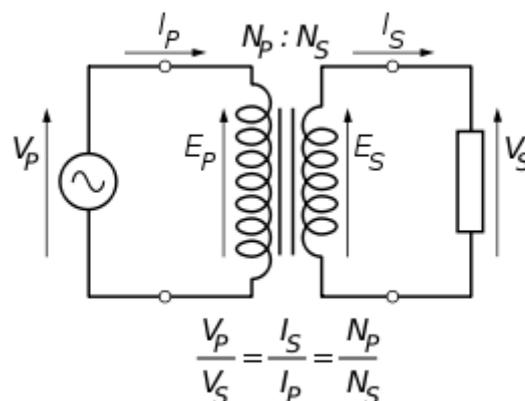


Fig. 2.2. AISLAMIENTO GALVÁNICO [5]

Un de las formas más comunes de obtener un aislamiento galvánico es la utilización de un transformador de aislamiento, siendo este capaz de aislar de sobre corrientes ambos devanados, los cuales estarán conectados a los circuitos correspondiente; además permite el envío de información entre devanados mediante la inducción electromagnética de esta

manera el circuito puede seguir funcionando con normalidad sin peligro de ser dañado por una etapa anterior. En la figura 2.3 se puede observar un convertidor flyback que utiliza un aislamiento galvánico.

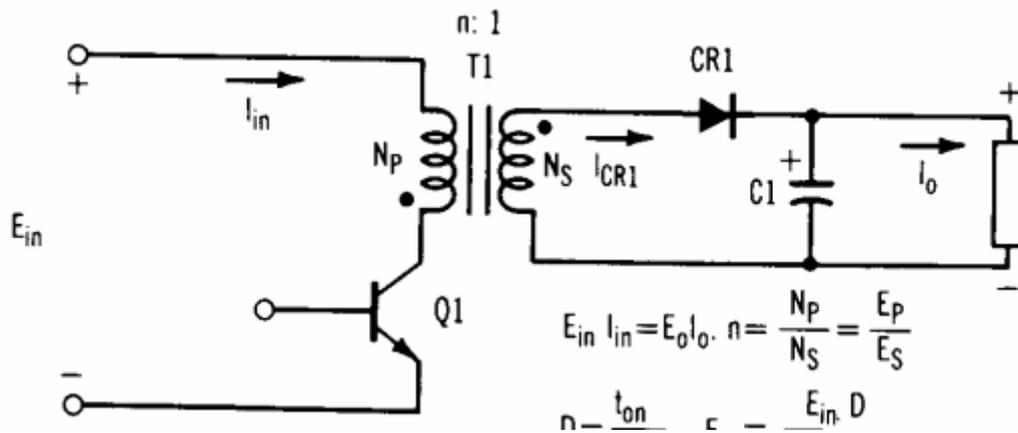


Fig. 2.3. ESQUEMA ELÉCTRICO SIMPLIFICADO DEL CONVERTIDOR FLYBACK [6]

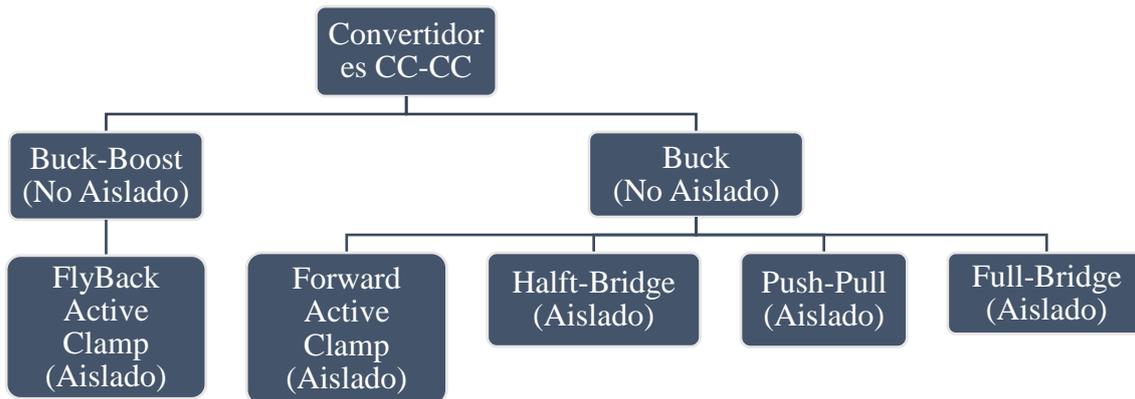
### 2.3 Topologías

La fuente de energía principal en satélites o naves espaciales se obtiene principalmente mediante los paneles solares, que permiten cargar las baterías principales del sistema; de esta manera la mayor parte de la energía será corriente continua. Este bus de potencia puede ir desde u 100 W en satélites pequeños hasta 10 kW en sistemas de mayor envergadura [4].

De esta manera serán utilizados un conjunto de convertidores CC-CC, que formaran un bloque que constituirá el sistema que permitirá llevar la energía a los distintos módulos del satélite o la nave.

Se tratará en este proyecto de centrar solamente en un único convertidor del bloque que deberá cumplir las especificaciones propuestas. Para estas especificaciones se puede tener en cuenta las topologías que esta representadas en la tabla 2.2.

Tabla 2.2. TOPOLOGÍAS DE CONVERTIDORES CC-CC



En primer lugar, como se ha explicado en el epígrafe anterior, el aislamiento galvánico deberá ser una razón prioritaria para elegir la topología, debido a que el bloque completo de convertidores, así como el resto de los sistemas, deberá estar protegido contra cualquier problema interno del sistema [6].

En una primera aproximación, se utilizará una guía para poder determinar que topologías más eficientes para el rango de especificaciones que se tiene; centrandose en dos la tensión de salida, con un valor de 12V, y la potencia de salida siendo su valor de 100 W; utilizará el diagrama que se muestra en la figura 2.4.

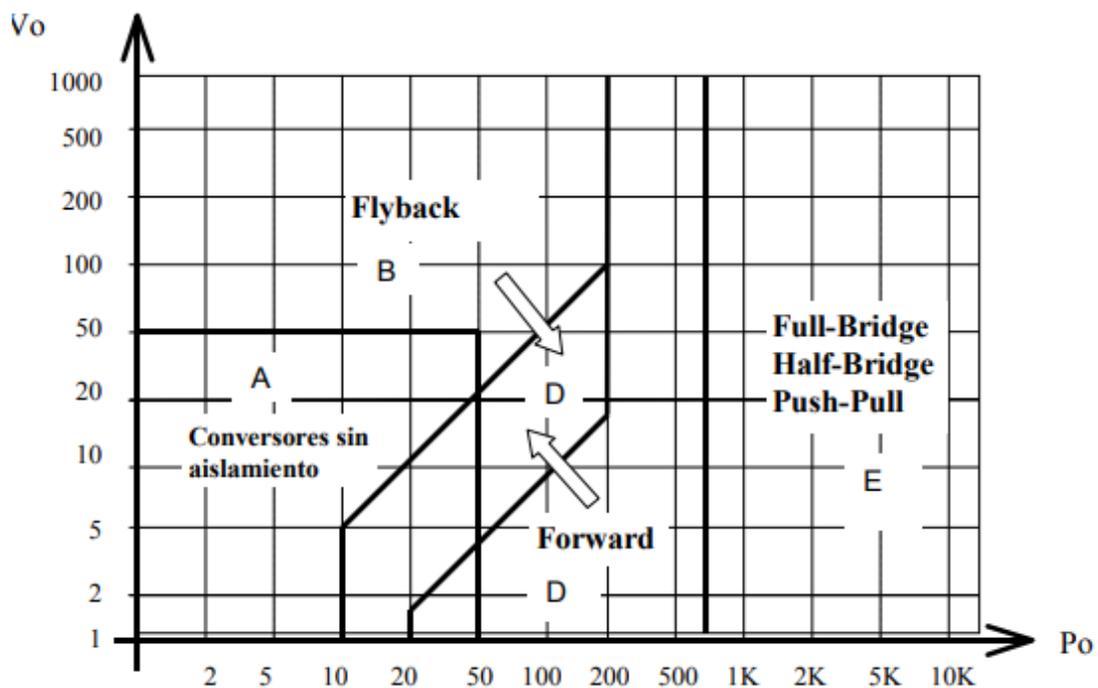


Fig. 2.4. DIAGRAMA DE UTILIZACIÓN DE DIFERENTES CONVERTIDORES EN FUNCION DE LA POTECIA Y TENSION DE SALIDA [6]

En el diagrama propuesto, se observa que los convertidores más aconsejables para el rango de potencia y tensión de salida especificados estarían en la zona intermedia denominada como D (100 W, 12 V), donde predominan tanto el Forward como el Flyback; mientras que otros como el Full-Bridge, Half-Bridge y Push-Pull son más recomendables para potencias superiores.

Para poder tomar una decisión entre estas dos topologías se debe tener en cuenta cuál de los dos tiene un consumo de potencia inferior, debido a que uno de los objetivos principales es que el convertidor sea lo más eficiente posible. Considerando que el objetivo principal del proyecto es el diseño y el desarrollo del convertidor no se analizará por completo cada convertidor de forma separada, y se utilizará un estudio realizado previamente que trata sobre la comparación de las pérdidas totales de distintos convertidores orientados hacia una aplicación espacial.

En la figura 2.5. se puede observar las pérdidas totales en los distintos convertidores CC-CC a medida que la tensión de entrada aumenta.

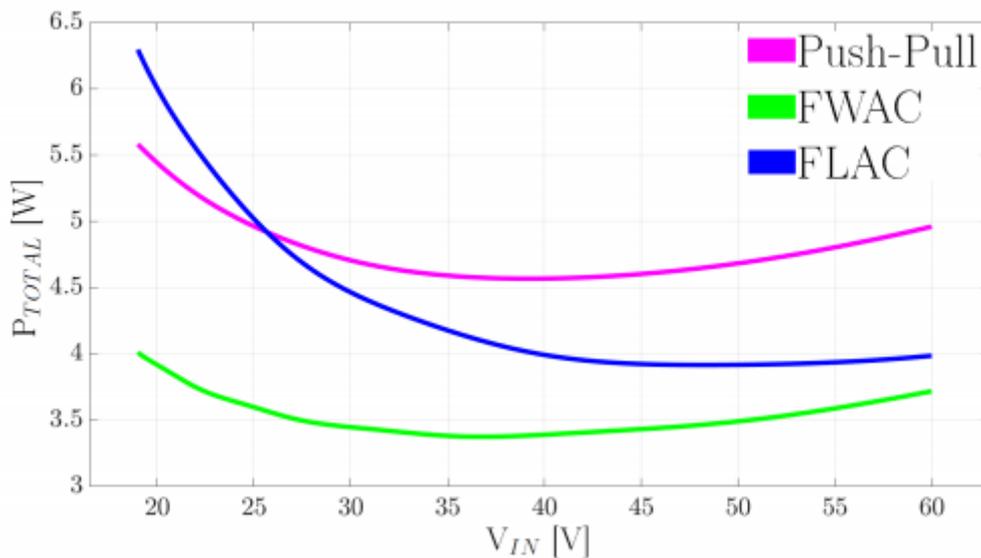


Fig. 2.5. COMPARACION DE PÉRDIDAS TOTALES DE CONVERTIDORES CC-CC [7]

Lo que se observará en la gráfica representada en la figura 2.5, es que las dos topologías más eficientes en potencia a medida que aumenta tensión de entrada, la topología Forward con Enclavamiento activo y el Flyback con Enclavamiento activo. Es considerable mencionar, que no se tendrá en cuenta el análisis del Push-Pull aunque el estudio lo haya considerado puesto que lo se ha descartado mediante la utilización del diagrama de la figura 2.4.

Entre estas dos topologías, el Flyback posee un pico considerable a tensiones bajas y, se observa la mayor variación de potencia en el rango de tensiones de entrada con respecto al resto de convertidores. La topología Forward contiene un mínimo en la zona intermedia del rango de tensiones de entrada, y posee los valores más bajos en pérdidas totales de los convertidores analizados. [7]

Teniendo en cuenta las especificaciones, para una tensión de entrada de 48V; la variación del Flyback en este rango es demasiado grande y, por lo tanto, puede llegar a ser me eficiente, en cambio, el Forward posee un rango considerable mente más constante y con valores inferiores a los del Flyback.

Por lo tanto, el convertidor Forward será el más eficiente para las especificaciones requeridas por el proyecto, y de esta manera será la topología que se utilizará como objeto central de nuestro convertidor CC-CC.

## 2.4 Topología Forward

La topología Forward consiste en una evolución que parte del convertidor reductor, puesto que es necesario que exista cierta protección entre los circuitos, se añade un aislamiento galvánico, la utilización de un transformador permite generar en el segundo devanado, la tensión necesaria para su funcionamiento; mientras conduce la corriente por separado en cada devanado; se puede ver representado en la figura 2.6 un esquema eléctrico simplificado del convertidor Forward.

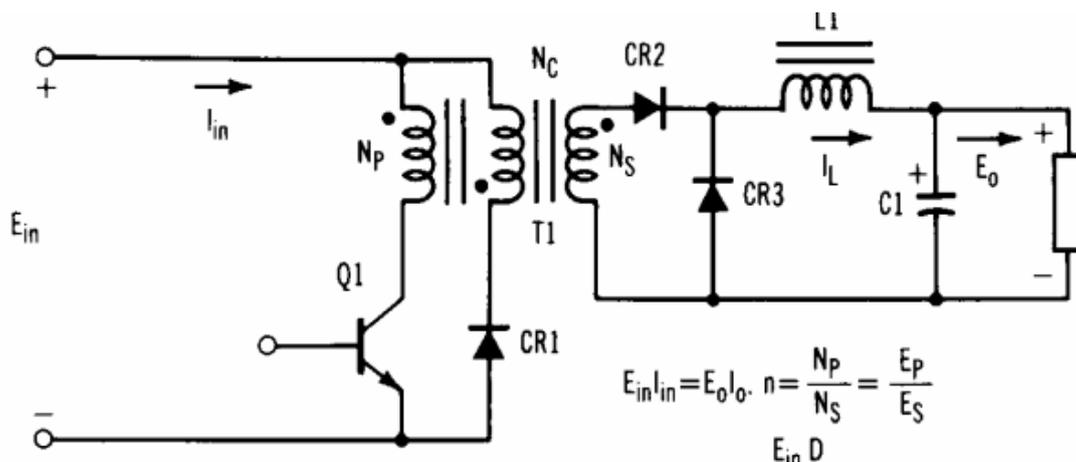


Fig. 2.6. ESQUEMA ELÉCTRICO DEL CONVERTIDOR FORWARD [6]

El funcionamiento básico del convertidor se puede analizar con facilidad observando por separado el funcionamiento de cada subcircuito que se genera de la conmutación del transistor representado como S.

En el estado 1, que se considerará como ON; el transistor S estará cerrado permitiendo la conducción de la corriente; mediante el bobinado del transformador se conseguirá inducir una cierta tensión en segundo devanado, generando una corriente que pasará a través del diodo D1. De esta manera la bobina comenzará a almacenar energía y además se filtrará parte de esta corriente que ira hacia la carga. Este ciclo permite una transmisión directa de energía desde la entrada del convertidor hasta su salida puesto que no es necesario ningún componente acumulativo previo para transmitir su energía a la salida. En la figura 2.7 se puede ver representado el subcircuito durante el periodo  $T_{ON}$ .

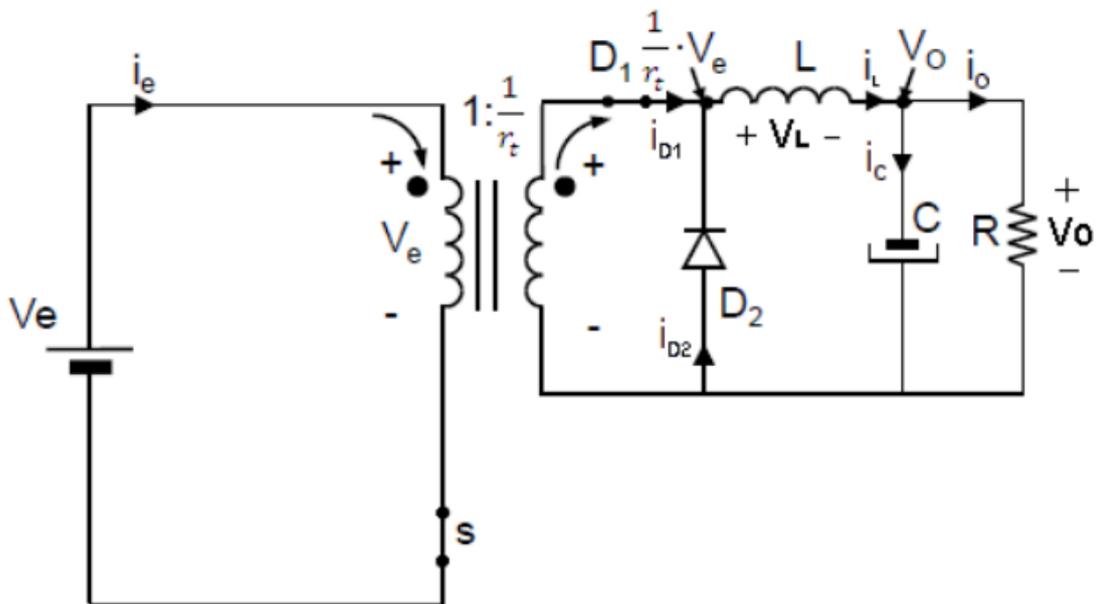


Fig. 2.7. REPRESENTACION DEL ESTADO ON DEL CONVERTIDOR FORWARD

En el estado 2, que en este caso se considerará OFF; el transistor S en este caso se considera abierto, es decir; el primer devanado se encontrará en un circuito abierto por donde no pasará la corriente. En el segundo devanado, en este estado el diodo que permitirá el paso de la corriente será el diodo D2; en este caso se generará una tensión  $V_L$  en la bobina, provocando la aparición de una corriente que descargará la bobina y pasará a la carga; esto se debe a que la tensión  $V_L$  es inversa forzando la descarga de la bobina.

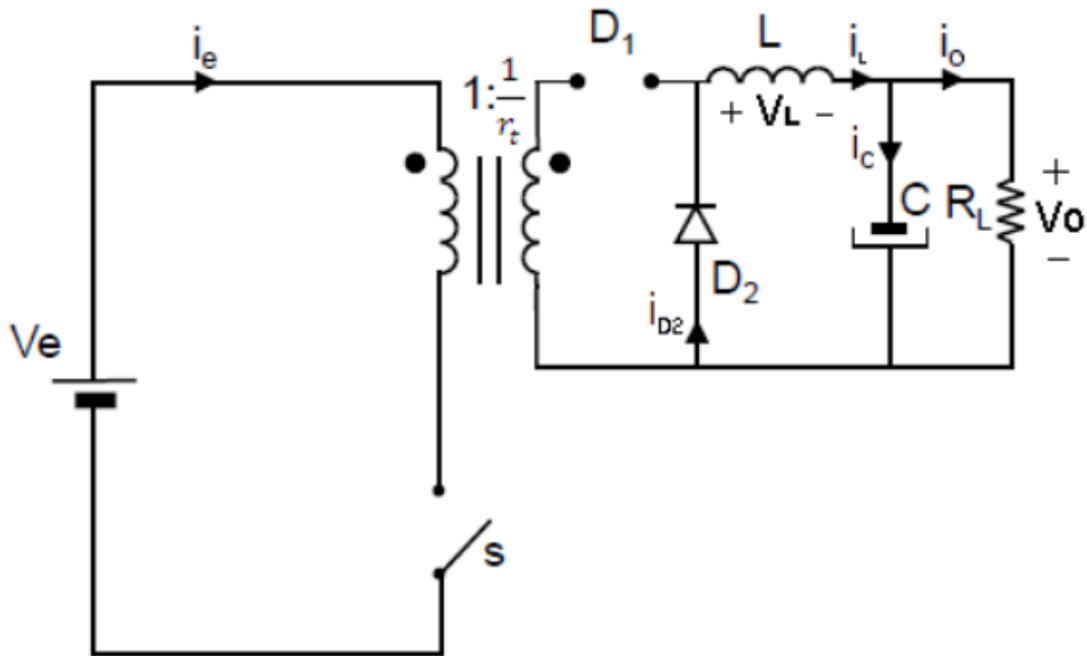


Fig. 2.8. REPRESENTACION DEL ESTADO OFF DEL CONVERTIDOR FORWARD

En este punto, es importante recalcar la figura del transformador; a medida que está en el estado  $T_{ON}$  enviando la energía desde la entrada hacia la salida; el transformador estará constantemente almacenando energía, hasta que llegue a un punto de saturación, donde no admitirá más energía y no se podrá realizar el proceso de transmisión de energía. Esto se produce debido a que el transformador como la totalidad de componentes electrónicos no es un componente ideal, y como cualquier componente que almacena cierto tipo de energía debe tener la opción de descargarla; este proceso se denomina desmagnetización del transformador. Esta desmagnetización se realiza normalmente en el estado 2, es decir, en el periodo  $T_{OFF}$ ; este proceso se produce mediante la incorporación al circuito, de una tercera etapa, que permite al transformador descargarse durante este periodo, para que cuando se vuelva al estado 1 pueda volver a realizarse sin ningún problema la transmisión de energía. Se puede observar en la figura 2.9 esta etapa.

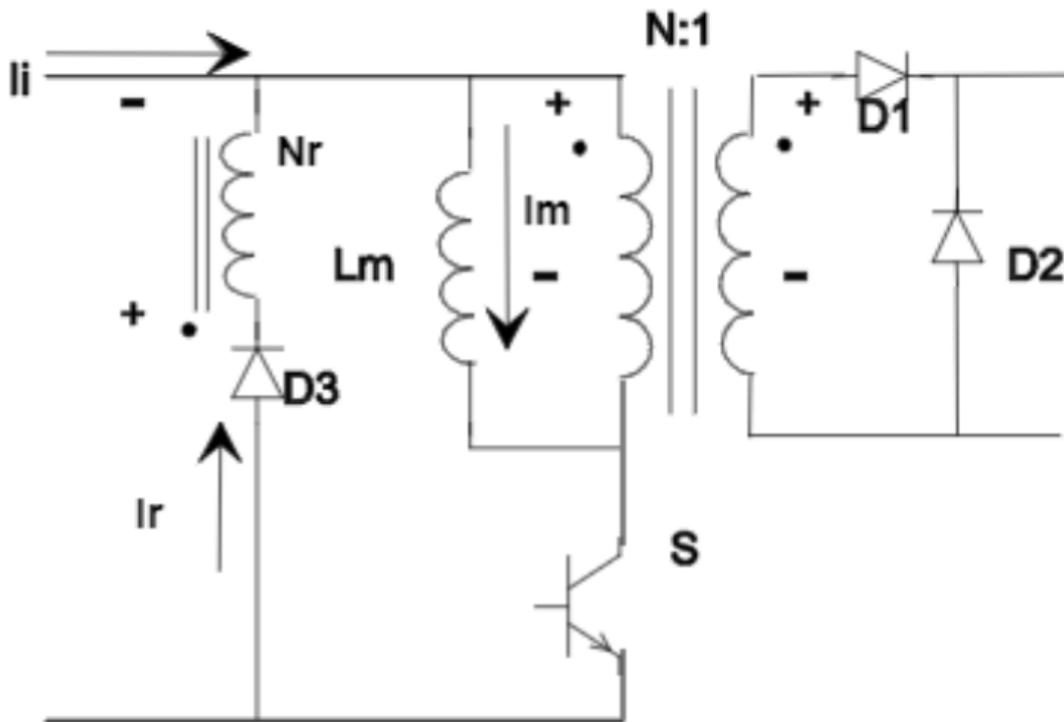


Fig. 2.9. ESQUEMA ELÉCTRICO DE UN CONVERTIDOR FORWARD CON TERCER DEVANADO CON UNA BOBINA AUXILIAR

Existen muchos circuitos auxiliares que permitirían el proceso de reseteo del transformador, y el mostrado en la figura 2.9 es una de las más comunes debido a su sencillez, se utiliza un tercer devanado, con su terminal inverso a los otros dos devanados para que la tensión que aparece en el transformador en  $T_{OFF}$  sea capaz de generar una corriente que descargue el transformador; aunque cuando esto se produce aparecerá una sobre tensión en el transistor del circuito del primer devanado, siendo importante no despreciarla para la elección del componente real.

En este punto, se retomará la importancia de la utilización del Enclavamiento activo; puesto que es un método alternativo para llevar a cabo la desmagnetización del transformador, en vez de utilizar el circuito que se ha explicado previamente.

## 2.5 Enclavamiento activo

Posteriormente en la memoria, se seguirá con la explicación de las ecuaciones y las formas de onda propias del convertidor forward para terminar el análisis completo; pero antes de ellos se explicará la importancia del Enclavamiento activo y se analizaran los dos casos que se pueden utilizar, además se comentara cuál de los dos se elegirá par este proyecto.

Enclavamiento activo es una técnica que se utiliza para conseguir una desmagnetización de transformador, que puede ser aplicada a algunos convertidores; su uso permite una reducción en las pérdidas con respecto a otras técnicas más comunes que se utilizan para este proceso de descarga. Para aplicaciones espaciales este procedimiento tiene una utilidad muy alta puesto que permite aumentar la eficiencia del convertidor reduciendo las pérdidas de conmutación que aparecen en los componentes.

Existen dos principales tipos que se utilizan en los diseños, el Enclavamiento activo High-side y el Enclavamiento activo Low-side.

### 2.5.1 Enclavamiento activo High-side

En la siguiente, figura 2.10 se puede observar representado el esquema eléctrico del convertidor forward con Enclavamiento activo High-side.

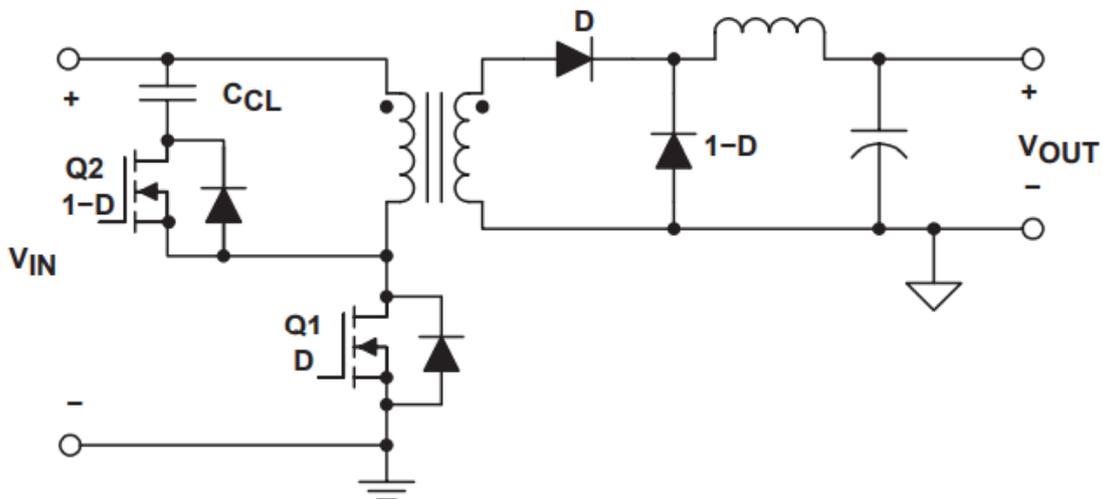


Fig. 2.10. CONVERTIDOR FORWARD CON ACTIVE CALMP HIGH-SIDE [8]

Como se observa en la figura 2.10 se incorpora una etapa compuesta por un segundo transistor  $Q_2$ , de la misma forma que el  $Q_1$  este será también tipo N; además se utilizará un condensador  $C_{clamp}$ .

El funcionamiento de este método es el siguiente, los periodos de conmutación de  $Q_1$  y  $Q_2$  deben ser complementarios de tal manera que cuando uno este apagado el otro este encendido; esto permite que  $Q_1$  este únicamente encendido en  $T_{ON}$  y, que  $Q_2$  lo esté durante  $T_{OFF}$ ; de esta manera, el Enclavamiento activo estará activado durante el estado 2 y la desmagnetización del transformador se producirá durante este periodo  $T_{OFF}$ . El proceso de desmagnetización consiste, en que cuando  $Q_2$  este conduciendo, una tensión

$V_{C(\text{clamp})}$  aparecerá sobre la bobina magnetizante del transformador, y de esta manera aparecerá una corriente que reiniciará el transformador.

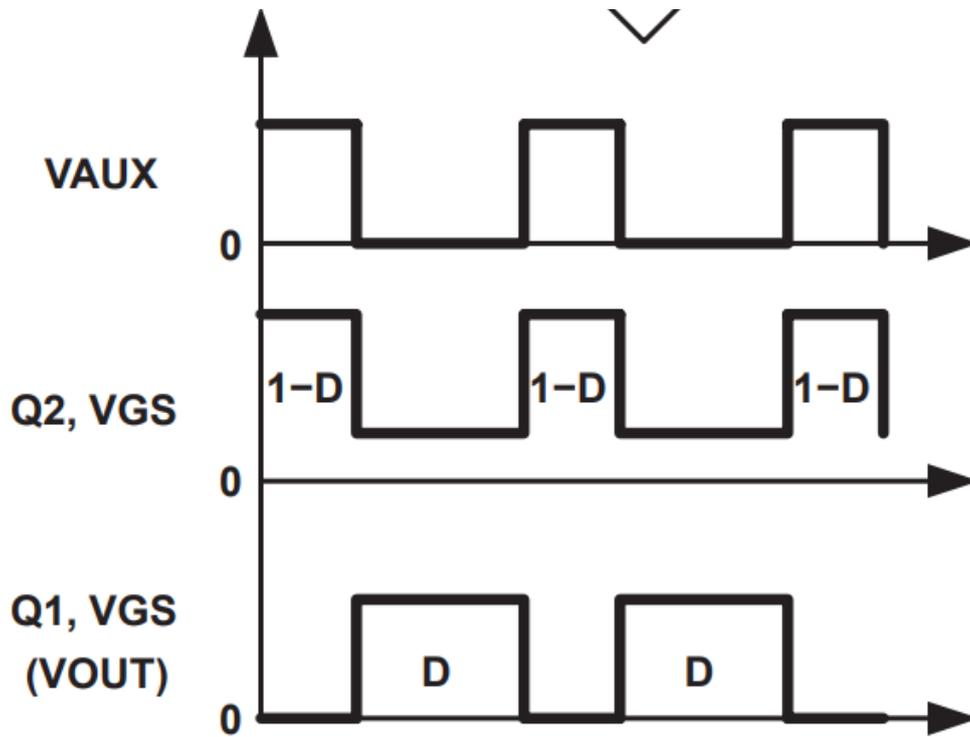


Fig. 2.11. PERIODOS DE CONMUTACION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE [8]

En la figura 2.11 se puede observar cómo deben ser las formas de onda complementarias de ambos transistores para que funcione correctamente el Enclavamiento activo High-Side.

Para el cálculo de  $V_{C(\text{clamp HS})}$ , se puede considerar en la bobina magnetizante del transformador, que según el principio del equilibrio de voltios-segundo se denota (1):

$$D \times V_{IN} = (1 - D) \times V_{C(\text{clamp HS})} \quad (1)$$

Si se despeja la tensión del Enclavamiento activo se obtiene (2):

$$V_{C(\text{clamp HS})} = \left[ \frac{D}{1-D} \right] \times V_{IN} \quad (2)$$

Por lo tanto, como esta tensión está aplicada a la bobina magnetizante se puede determinar a partir de (2):

$$V_{\text{reset(HS)}} = V_{C(\text{clamp HS})} = \left[ \frac{D}{1-D} \right] \times V_{IN} \quad (3)$$

Si se observa el equilibrio de tensiones en el periodo de reset del transformador se puede obtener la tensión que recae sobre el transistor  $Q_1$  que permanece apagado:

$$V_{DS(Q_1)} = V_{C(\text{clamp HS})} + V_{IN} \quad (4)$$

Ahora sustituyendo la expresión (2) en la (4) se puede obtener la expresión más simplificada de la tensión drenador-fuente:

$$V_{DS(Q_1)} = \left[ \frac{1}{1-D} \right] \times V_{IN} \quad (5)$$

Además, se utilizará la expresión del ciclo de trabajo (6) en un convertidor forward que será explicada posteriormente en el trabajo, se debe considerar:

$$D = \left[ \frac{V_O}{V_{IN}} \right] \times \frac{N_P}{N_S} \quad (6)$$

Una vez llegado a este punto, se puede obtener las expresiones generales tanto de la tensión de reset como la del transistor  $Q_1$  sustituyendo (6) en (3) y (5):

$$V_{\text{reset(HS)}} = V_{C(\text{clamp HS})} = \frac{V_O \times V_{IN} \times \frac{N_P}{N_S}}{V_{IN} - V_O \times \frac{N_P}{N_S}} \quad (7)$$

$$V_{DS(Q_1)} = \frac{V_{IN}^2}{V_{IN} - V_O \times \frac{N_P}{N_S}} \quad (8)$$

Se va a graficar estas dos expresiones (7) y (8); para poder analizar los valores de una forma más sencilla; se realizará las gráficas en función de una tensión de entrada de 48 V (basada en las especificaciones del proyecto) y se variará las relaciones de transformación y la tensión de entrada del convertidor, para analizar el efecto que tiene sobre la tensión tanto del transistor  $Q_1$ , en su tensión drenador-fuente; como la tensión de reset que se aplicara sobre la bobina magnetizante para poder descargar el transformador en el periodo  $T_{OFF}$ .

La utilidad principal de estas gráficas es poder comparar posteriormente que método entre High-side o Low-side sería el más completo para el convertidor que se está diseñando; y así poder implementarlo en el diseño de nuestro proyecto.

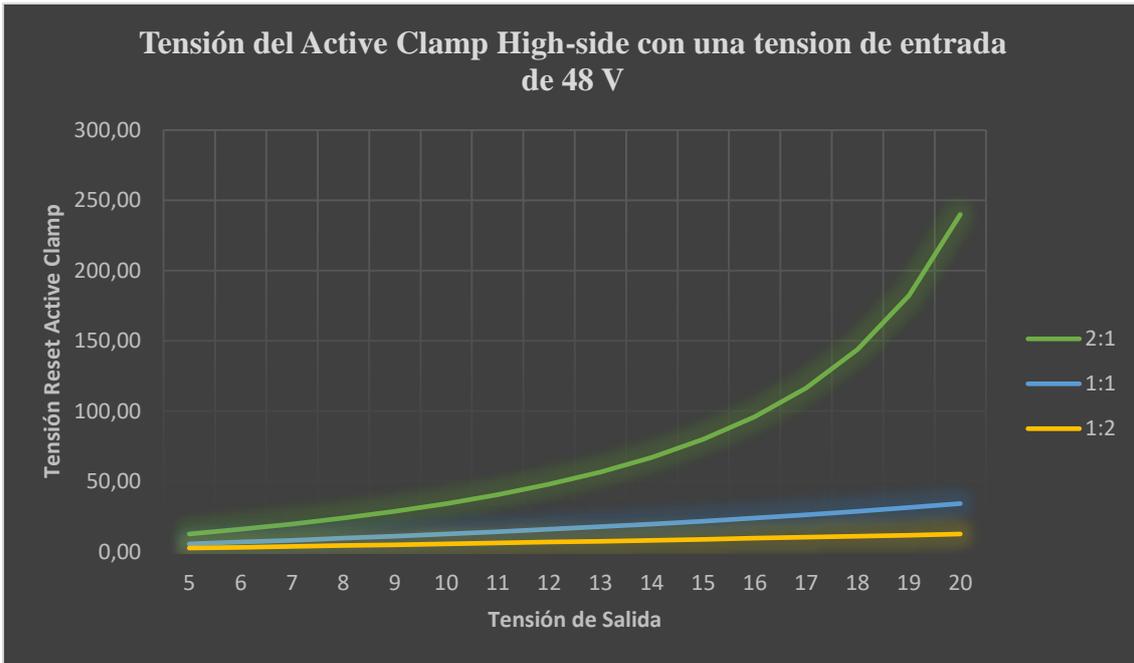


Fig. 2.12. GRÁFICA TENSION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE



Fig. 2.13. GRÁFICA TENSION DE DRENADOR-FUENTE DEL TANSISTOR PRINCIPAL CON ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE

### 2.5.2 Enclavamiento activo Low-side

En este caso se analizará el método del Enclavamiento activo Low-side representado en la siguiente figura 2.14.

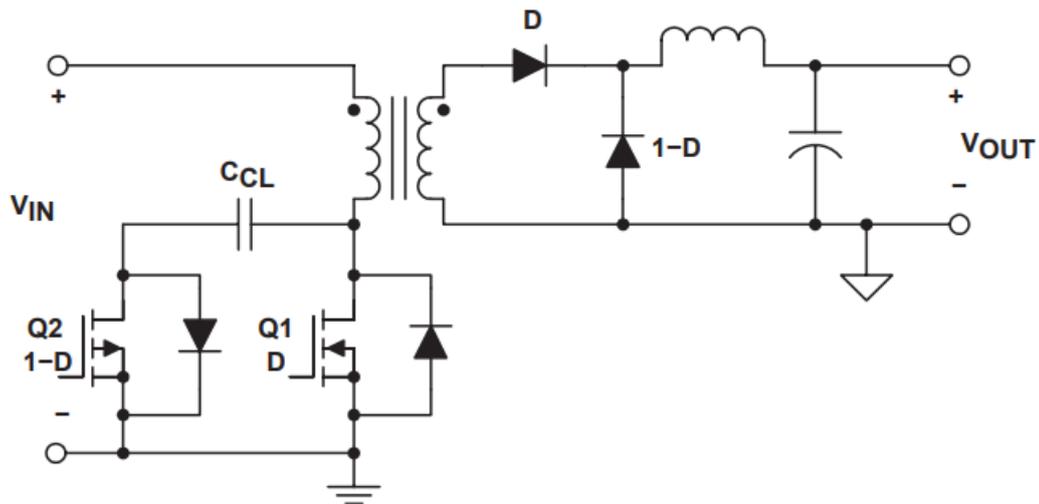


Fig. 2.14. CONVERTIDOR FORWARD CON ACTIVE CALMP LOW-SIDE [8]

Como se puede observar en la figura 2.14, este circuito tiene dos principales cambios; que son la conexión directa con tierra; y la utilización en este caso de un transistor tipo P; este transistor no podría ser de otro tipo debido al diodo parasito incorporado al transistor, puesto que la corriente que atravesara este transistor será únicamente la corriente de descarga del transformador y por lo tanto debe ir en esa dirección para que se produzca la desmagnetización.

El funcionamiento en este caso consiste es muy parecido que el caso del High-side; pero teniendo en cuenta que se tiene un transistor tipo P. Cuando el transistor  $Q_1$  este en conducción, se aplicará como en el caso anterior la tensión de entrada  $V_{IN}$  sobre el transformador permitiendo el traspaso de energía y cargándose al mismo tiempo; este proceso se dará durante el periodo  $T_{ON}$  o estado 1. A su vez, durante el periodo  $T_{OFF}$  empezará a conducir el transistor  $Q_2$ ; en este momento a diferencia del caso anterior donde se aplicaba la tensión del condensador del Enclavamiento activo sobre la bobina magnetizante; lo que ocurría en este caso es que se aplicara, sobre la bobina magnetizante, la diferencia de tensiones entre la tensión de entrada  $V_{IN}$  y la tensión del condensador del Enclavamiento activo  $V_{C(clamp)}$ , permitiendo que se produzca la desmagnetización del transformador.

A diferencia del caso anterior, donde la PWM enviada a los transistores para su conmutación debía ser complementaria en este caso se simplifica el diseño puesto que se puede utilizar en ambos transistores la misma conmutación puesto que al ser el transistor  $Q_2$  tipo P la conmutación la hará en un el periodo  $T_{OFF}$ , puesto que conmutará de forma

opuesta al tipo N al aplicarle la misma PWM. Esta explicación se ve representada en la figura 2.14 que se encuentra a continuación.

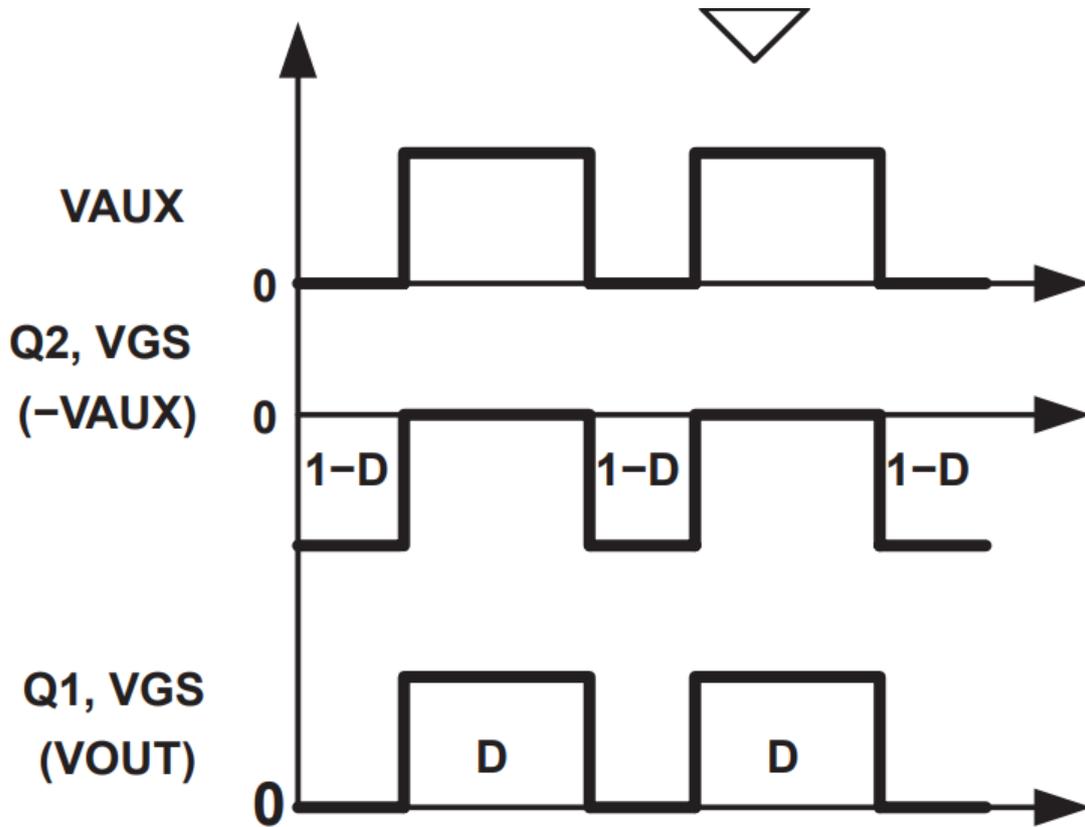


Fig. 2.15. PERIODOS DE CONMUTACION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO LOW-SIDE [8]

Para el cálculo de  $V_{C(\text{clamp LS})}$ , se puede considerar en la bobina magnetizante del transformador como se ha utilizado en el caso anterior, aunque como se ha explicado ahora tensión en la bobina se la diferencia entre la tensión de entrada y la del condensador, que según el principio del equilibrio de voltios-segundo se denota (9):

$$D \times V_{IN} = (1 - D) \times V_{C(\text{clamp LS})} - (1 - D) \times V_{IN} \quad (9)$$

Si se despeja la tensión del Enclavamiento activo se obtiene (10):

$$V_{C(\text{clamp LS})} = \left[ \frac{1}{1-D} \right] \times V_{IN} \quad (10)$$

Por lo tanto, se puede expresar que la tensión que caerá sobre el transistor  $Q_1$  será la misma que la del condensador del Enclavamiento activo, como se demuestra en (10):

$$V_{DS(Q_1)} = V_{C(\text{clamp HS})} = \left[ \frac{1}{1-D} \right] \times V_{IN} \quad (11)$$

Si se observa el equilibrio de tensiones en el periodo de reset del transformador se puede obtener la tensión que recae sobre la bobina magnetizante es:

$$V_{\text{reset(LS)}} = V_{\text{C(clamp LS)}} - V_{\text{IN}} \quad (12)$$

Ahora sustituyendo la expresión (10) en la (12) se puede obtener la expresión más simplificada de la tensión drenador-fuente:

$$V_{\text{DS(Q}_1)} = \left[ \frac{D}{1-D} \right] \times V_{\text{IN}} \quad (13)$$

Una vez llegado a este punto, se puede obtener las expresiones generales tanto de la tensión de reset como la del transistor  $Q_1$  sustituyendo (6) en (11) y (13):

$$V_{\text{reset(LS)}} = \frac{V_O \times V_{\text{IN}} \times \frac{N_P}{N_S}}{V_{\text{IN}} - V_O \times \frac{N_P}{N_S}} \quad (14)$$

$$V_{\text{DS(Q}_1)} = V_{\text{C(clamp HS)}} = \frac{V_{\text{IN}}^2}{V_{\text{IN}} - V_O \times \frac{N_P}{N_S}} \quad (15)$$

En este caso, las ecuaciones de diseño de la tensión del condensador y del transistor  $Q_1$  durante  $T_{\text{OFF}}$  coinciden por lo tanto su gráfica de valores será la misma. De la misma forma realizada en el epígrafe anterior, se graficará ambas tensiones para después poder comparar los dos circuitos y elegir cual es el óptimo para nuestro diseño.



Fig. 2.16. GRÁFICA TENSION DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO LOW-SID



Fig. 2.17. GRÁFICA TENSION DE DRENADOR-FUENTE DEL TANSISTOR PRINCIPAL CON ENCLAVAMIENTO ACTIVO LOW-SIDE

## 2.6 Comparación de ambos Enclavamiento activo

Sin importar si se utiliza la configuración High-side o Low-side analizando los resultados se puede observar que la tensión drenador-fuente del transistor principal y la tensión de reset del transformador, no varían para cada caso. La única tensión que varía es la que aparece en el condensador del Enclavamiento activo; la diferencia entre estas tensiones se puede observar aplicando el principio de voltios-segundo sobre el primario del transformador donde deberá cumplirse una relación para que cada caso se cumpla, esta diferencia entre caso se puede observar comparando cada caso [8]:

$$\Delta V_c = V_{C(\text{clamp LS})} - V_{C(\text{clamp HS})} = \left[ \frac{1}{1-D} \right] \times V_{IN} - \left[ \frac{D}{1-D} \right] \times V_{IN} = V_{IN} \quad (16)$$

Según la expresión (16) la diferencia entre ambas configuraciones es que la tensión de Low-side será la del High-side más una tensión de entrada. A continuación, se comparará las tensiones de ambas configuraciones se centran en las especificaciones establecidas, es decir, tensión de entrada de 48V y tensión de salida de 12 V, representador posteriormente en la figura 2.18.

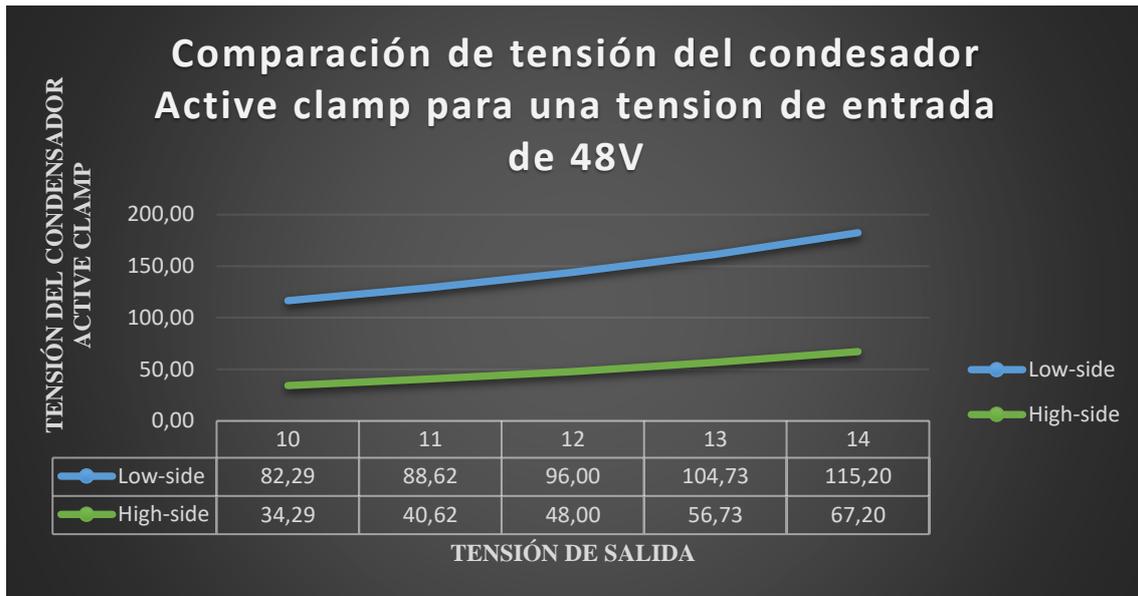


Fig. 2.18. GRÁFICA COMPARATIVA DE LA TENSIÓN DEL CONDENSADOR DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO PARA CADA CONFIGURACIÓN

Según la gráfica para nuestro caso específico ( $V_{IN}$ ,  $V_O$ ), (48,12) V según se demuestra con las ecuaciones de diseño una diferencia entre ambos casos igual a la tensión de entrada que en este caso es de 48V; observando así que la tensión sobre el condensador es mucho mayor para el caso de Low-side. A continuación, se resumirá las principales diferencia y similitudes entre ambas configuraciones en la tabla 2.3 para poder concluir y determinar que configuración es la óptima.

Tabla 2.3. COMPARACIÓN ENTRE HIGH/LOW-SIDE ENCLAVAMIENTO ACTIVO [8]

Parámetros	Clamp High-Side	Clamp Low-Side
$V_{DS}$	$\left[ \frac{1}{1-D} \right] \times V_{IN}$	$\left[ \frac{1}{1-D} \right] \times V_{IN}$
$V_{reset}$	$\left[ \frac{D}{1-D} \right] \times V_{IN}$	$\left[ \frac{D}{1-D} \right] \times V_{IN}$
$V_C$	$\left[ \frac{D}{1-D} \right] \times V_{IN}$	$\left[ \frac{1}{1-D} \right] \times V_{IN}$
$C_{Clamp}$	Menor voltaje en $V_{IN}$ voltios que el Low-Side	Mayor voltaje en $V_{IN}$ voltios que el High-Side
$Q_2$	Canal N	Canal P
Driver	Conmutación complementaria a $Q_1$ Se necesita aislamiento en el controlador	Conmutación igual que $Q_1$ Circuito simple con RCD controlador

Según el análisis, se observa que la configuración Low-side tiene unas tensiones en el condensador bastante más altas que el High-side teniendo en cuenta que se está trabajando con una tensión de entrada de 48V la configuración Low-side sube hasta el doble de la tensión de entrada; además el transistor de esta configuración es tipo P dificultando la posibilidad de encontrar gran diversidad de componentes; aunque la conmutación de los transistores es mucho más sencilla puesto que se puede utilizar directamente la PWM del transistor primario del convertidor.

En cambio, el High-side tiene una tensión en su condensador menor en nuestro caso igual a la tensión de entrada de 48V y un transistor tipo N que permite una búsqueda más exhaustiva entre distintas marcas. El gran problema que aparece es la necesidad de aplicar una conmutación complementaria al transistor principal; además de que será necesario añadir un controlador con aislamiento para el transistor  $Q_2$ .

Como nuestro objetivo es buscar un convertidor con la mayor eficiencia posible, y puesto que el presupuesto para aplicaciones espaciales no es un problema, se escogerá un Enclavamiento activo con High-side; debido a que la tensión en el condensador será menor y las pérdidas por conducción en este componente también se reducirán; aunque el coste del controlador sea mayor, no lo se tendrá en cuenta, puesto que el objetivo principal es la eficiencia.

## **3. DISEÑO Y SIMULACIÓN DEL LAZO DE CONTROL DEL CONVERTIDOR PINCIPAL**

### **3.1 Introducción**

En este capítulo, se discutirá todo lo que engloba el diseño del convertidor, de tal manera que se empezará terminando el análisis de las ecuaciones de diseño, y las formas de onda del convertidor Forward, que se empezó en el capítulo anterior; se enlazará con los valores teóricos a los que se ha llegado para poder dar forma al convertidor. De esta manera se continuará con un análisis en con una herramienta de simulación de circuitos electrónicos (Psim) para poder comprobar que se cumplen todos los valores calculados, y se analizará en frecuencia el convertidor para añadir un sistema de control para mejorar las prestaciones del diseño.

Una vez establecidos todos los valores teóricos se buscará componentes reales que se asemejen lo más posible a estas características, y se calculará las pérdidas teóricas, que deberían producirse en el diseño con estos componentes.

Por último, se analizará con detalle el diseño de la placa de circuito impresa, y que características son las más importante que debe cumplir una placa diseñada para circuitos de que deben cumplir unas características de eficiencia, como son los convertidores CC-CC.

### **3.2 Características del Convertidor Forward con Enclavamiento activo**

En este epígrafe se retomará el análisis del convertidor Forward, funcionamiento del cual se ha explicado en el epígrafe 2.4; en esta parte el estudio se centrará en analizar las distintas ecuaciones y formas de onda características de convertidor, de esta manera se podrá analizar los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas con Psim y de esta manera fundamentar estos valores.

Además, expondremos la elección de los valores de algunos de los componentes más importantes del convertidor para poder dar forma al mismo; siendo el objetivo final de este capítulo.

En la siguiente figura 3.19, se representa el circuito que se utilizara para la explicación de las ecuaciones de diseño del convertidor Forward.

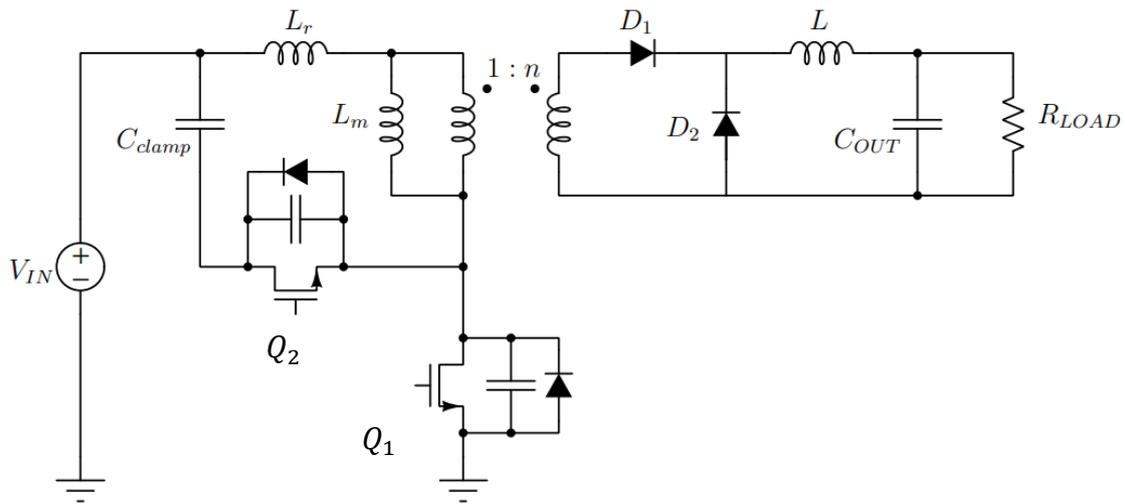


Fig. 3.19. CIRCUITO DEL CONVERTIDOR FORWARD CON ENCLAVAMIENTO ACTIVO HIGH-SIDE [7]

### 3.2.1 Ciclo de Trabajo y Frecuencia de conmutación

En primer lugar, se deberá caracterizar los parámetros más importantes del convertidor que son el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación a la que se encenderán y apagarán los transistores. Se comenzará por la frecuencia de conmutación del convertidor o lo que es lo mismo su periodo. La frecuencia en un convertidor es una de las características más importantes; puesto que si se elige una frecuencia muy alta se puede utilizar componentes más pequeños, reducir el rizado y el ruido considerablemente; pero también se reduce la eficiencia puesto que las pérdidas en los componentes aumentan. Por lo tanto, se debe encontrar un punto que otorgue cierta estabilidad entre estas variables. Puesto que realmente el análisis de la frecuencia de conmutación podría variar en función de los componentes para poder optimizarlo lo mayor posible, se fundamentará nuestra decisión en un estudio ya realizado donde se establece que la frecuencia típica de un convertidor forward debe ser mayor de 100 kHz [9].

Una vez elegida la frecuencia de conmutación se elegirá el ciclo de trabajo que se utilizará en convertidor; para ello se analizará la variación del ciclo de trabajo según la relación de transformación para las especificaciones de tensión de entrada y salida pedidas, siendo esta gráfica representada a continuación.

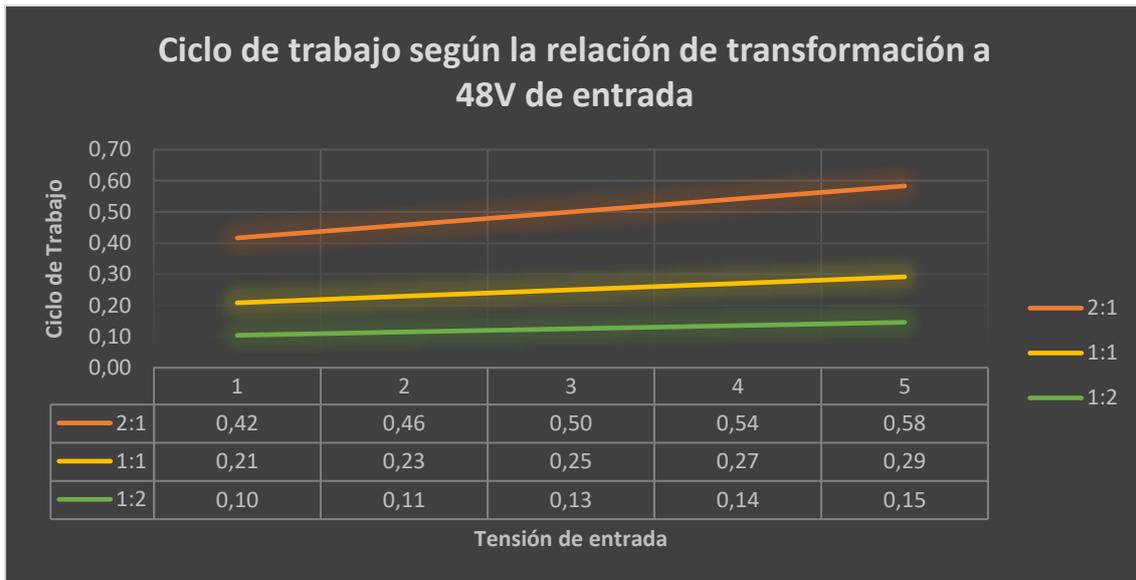


Fig. 3.20. GRÁFICA DEL CICLO DE TRABAJO PARA CADA RELACIÓN DE TRANSFORMACION

Se observa en la gráfica que para la relación 2:1 el ciclo de trabajo es más alto que las otras dos relaciones; se debe tener en cuenta que se está utilizando un Enclavamiento activo, y se deberá utilizar algún tipo circuito para poder crear una señal de conmutación complementaria al transistor principal, por lo tanto para nuestro caso de 12 V se elegirá una ciclo de trabajo  $D = 0.5$  puesto que permite con mayor sencillez realizar la señal complementaria; es importante notar que se estará fijando la relación de transformación a 2:1, que afectara directamente a la tensión que recae sobre el transistor principal del circuito, puesto que según la figura 2.17, la tensión que recae sobre este componente es bastante mayor para esta relación de transformación afectando principalmente a la elección del mismo puesto que modelo considerado deberá ser capaz de aguantar esta tensión.

### 3.2.2 Diseño de la bobina

Para el diseño de la bobina primero se analizará las ecuaciones de la bobina en el circuito del convertidor. Para ello se considerará unas condiciones de régimen permanente, esto debido a que realmente el propósito es situar al convertidor en un punto de trabajo concreto. De esta manera se comenzará aplicando este principio; puesto que la  $\overline{v_{L_0}} = 0$  permitirá obtener la relación entre la tensión de entrada y de salida, aplicando de esta manera que la tensión deberá tener la misma área tanto en  $T_{ON}$  como en  $T_{OFF}$  viéndose representado en la siguiente figura 3.21.

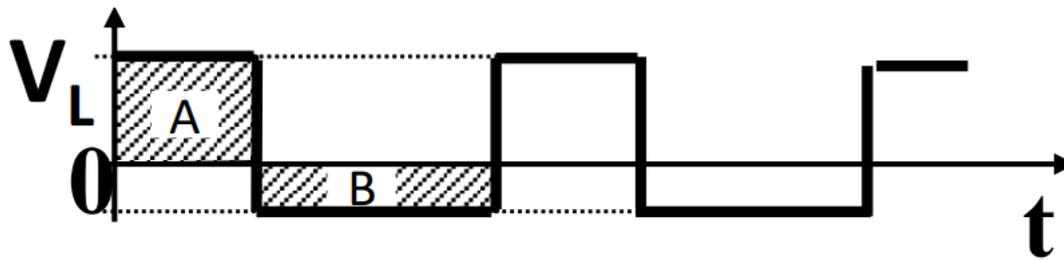


Fig. 3.21. TENSION DE UNA BOBINA EN RÉGIMEN PERMANENTE [10]

A continuación, se demuestra mediante la fórmula (16):

$$(V_{IN} - V_0) \times D \times \frac{N_s}{N_p} = V_0 \times (1 - D) \quad (17)$$

Si se sigue el desarrollo de (16):

$$V_{IN} \times \frac{N_s}{N_p} \times D = V_0 ; \frac{V_0}{V_{IN}} = \frac{N_s}{N_p} \times D \quad (18)$$

Se puede obtener la ecuación que representa el ciclo de trabajo, Se despeja en (18):

$$D = \frac{V_0}{V_{IN}} \times \frac{N_p}{N_s} \quad (19)$$

A su vez también se puede obtener la ecuación de la relación de transformación (20):

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_0}{V_{IN}} \times \frac{1}{D} \quad (20)$$

En condiciones de régimen permanente, debido a que la  $\overline{v_{L_0}} = 0$  la corriente media no crecerá, esto se debe a que en una bobina si la tensión es 0 implica que la corriente no varía puesto que depende directamente de la derivada de la corriente. De esta manera  $\overline{i_{L_0}}$  será constante, la forma de onda comenzará y terminará en el mismo valor como se representa en la siguiente figura 3.22.

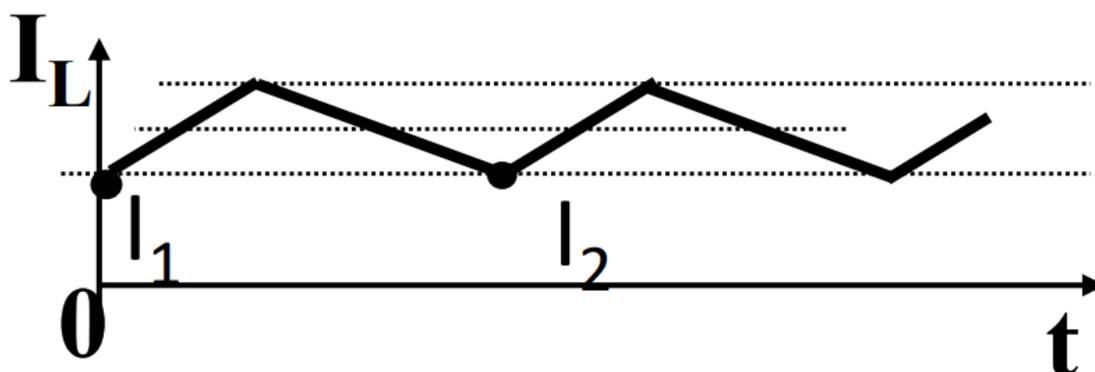


Fig. 3.22. CORRIENTE DE UNA BOBINA EN RÉGIMEN PERMANENTE Y MCC [10]

Si se analiza la corriente de la bobina, y no habiéndolo comentado previamente en la memoria, el estudio se centrará en un convertidor MCC, puesto que se busca que la transmisión de energía no se anule en ningún momento, sino que fluctúe entre dos valores. En este caso tampoco se considerará un colocar la corriente en una posición de Frontera entre MCC y MCD, puesto que el nivel de corriente media que se busca es elevado, además, el rizado que pueda aparecer no debe ser excesivamente grande puesto que así se mejora las prestaciones en la salida y se reducen las pérdidas en el condensador de salida; por lo que se deberá cumplir:

$$\overline{i_{L_0}} > \frac{\Delta i_L}{2} \quad (21)$$

Para obtener la expresión de la corriente en la bobina es necesario analizar la siguiente igualdad:

$$i_{L_0} = I_0 + i_{C_0} \quad (22)$$

Partiendo de la expresión (22) si se considera régimen permanente, eso implicaría que  $\overline{i_{C_0}} = 0$ , por lo tanto, se obtiene (23):

$$\overline{i_{L_0}} = I_0 \quad (23)$$

En este punto donde se ha obtenido mediante (23) la expresión de la corriente media de la bobina; faltaría por analizar los extremos de la corriente; es decir, corriente máxima y mínima. Para calcular estos puntos previamente se analizará la amplitud de la onda y con el valor medio se hallarán los extremos. Puesto que en un periodo completo se comenzará y se finalizará en el mismo valor indica que el  $\Delta i$  será el mismo tanto en  $T_{ON}$  como en  $T_{OFF}$ ; por lo tanto, con analizar únicamente uno de los periodos será suficiente. Se analizará  $T_{OFF}$ ; puesto que para el Forward  $V_{L_0} = V_0$ ; durante ese periodo, y se partirá de la ecuación característica de la bobina.

$$V_{L_0} = L_0 \times \frac{\partial i_L}{\partial t} \quad (24)$$

$$\Delta i_{L_0} = \frac{V_0 \times T_{OFF}}{L_0}; \Delta i_{L_0} = \frac{V_0 \times (1-D) \times T}{L_0} \quad (25)$$

Por último, se expondrán las expresiones para obtener el mínimo representado en (26) y el máximo en (27):

$$I_{L_01} = I_0 - \frac{1}{2} \Delta i_{L_0} \quad (26)$$

$$I_{L_02} = I_0 + \frac{1}{2} \Delta i_{L_0} \quad (27)$$

Para poder analizar que se encuentra en MCC como bien se ha expresado se deberá cumplir la expresión (21); por lo tanto, se deberá en este caso calcular la  $L_{0critica}$  necesaria para que el convertidor se encuentre siempre en este modo. Para ello, se utilizará la expresión (21) y (25):

$$\overline{I_{L_0}} > \frac{\Delta I_L}{2}; I_0 > \frac{\Delta I_L}{2} \quad (28)$$

$$I_0 > \frac{V_0 \times (1-D) \times T}{2 \times L_0} \quad (29)$$

Ahora Se despeja  $L_0$  y se obtendrá la expresión final que se necesita:

$$L_0 > \frac{V_0 \times (1-D) \times T}{2 \times I_0} \quad (30)$$

En este caso,  $L_0$  deberá ser mayor que la  $L_{0critica}$  que se obtiene eliminando la inecuación de (29) y utilizando una igualdad; además se puede desarrollar (29) utilizando la igualdad entre potencia de entrada y salida obteniendo:

$$I_0 = \frac{P_0}{V_0} \quad (31)$$

Sustituyendo (30) en (29):

$$L_0 > \frac{V_0^2 \times (1-D) \times T}{2 \times P_0} \quad (32)$$

$$L_{0critica} = \frac{V_0^2 \times (1-D) \times T}{2 \times P_0} \quad (33)$$

Se realizará la tabla 3.4 para englobar de forma más sencilla los valores previos a analizar las distintas bobinas propuestas.

Tabla 3.4. VALORES TEÓRICOS CALCULADOS

Propiedad	Valor
<b>D</b>	0.5
<b><math>F_{sw}</math></b>	100 kHz
<b><math>R_0</math></b>	1.44 $\Omega$
<b><math>I_0</math></b>	8.33 A
<b><math>L_{0critica}</math></b>	3.6 $\mu$ H

A partir de los valores de la tabla 3.4 se puede determinar que  $L_0$  deberá ser mayor que la  $L_{0\text{critica}}$ ; en este caso existe mucho margen debido a que la inductancia límite es bastante pequeña y para este tipo de convertidores normalmente suele ser bastante más alta. La bobina es uno de los componentes más importantes y clave de un convertidor puesto que permite variar el rizado de corriente que se va a pasar hacia la salida que posteriormente el condensador de salida filtrara. Realmente aparece un filtro LC que actuara como filtro paso bajo, filtrando las componentes a mayores frecuencias de la  $f_c$  que se establezca; esta frecuencia de corte sigue la siguiente ecuación:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}} \quad (34)$$

El estudio se centra en el rizado y en el nivel de pérdidas, se van a proponer distintos valores de inductancias para analizar cuál es el valor más aconsejable. Todas las bobinas que se van a analizar son comerciales y tienen una corriente máxima soportable de 10 A, que será más que suficiente para que el componente no tenga ningún problema. Para el cálculo de las pérdidas en conducción de la bobina, se utilizará la corriente media por la bobina y la resistencia parasita de la misma mediante la siguiente formula:

$$P_{L_0 \text{ perdidas conduc}} = I_0^2 \times R_{ESR L_0} \quad (35)$$

Tabla 3.5. INDUCTANCIAS PROPUESTAS

Modelo	Inductancia ( $\mu\text{H}$ )	$R_{ESR}$ L ( $\Omega$ )	Dimensiones Dia. (mm)	$\Delta I_L$ teórico (A)	Pérdidas (W)
1539M13	50	0.017	30.98	1.2	1.182
1140-101K-RC	100	0.025	29.21	0.6	1.738
AIRD-03-151	150	0.064	28	0.4	4.449
IHV-20-200	200	0.021	62.23	0.3	1.460
ATCA-08-251M	250	0.027	41.28	0.24	1.877

Según la tabla 3.5 la inductancia de 50  $\mu\text{H}$  tiene un rizado demasiado grande comparada con los demás modelos por lo tanto se descartará. El resto de rizados van disminuyendo a medida que se va aumentando el valor; realmente cuanto mayor sea la bobina menor rizado se tendrá, aunque más cara saldrá la inductancia y más espacio abarcará en nuestra placa. Es notable ver que el caso de 200  $\mu\text{H}$  tiene las menores pérdidas de todos, sin tener en cuenta el caso descartado, pero tiene de los mayores diámetros de los modelos. En cambio, la bobina de 100  $\mu\text{H}$  se asemeja mucho las pérdidas de 200  $\mu\text{H}$ , pero tiene un diámetro bastante menor. Por lo tanto, se elegirá el valor de 100  $\mu\text{H}$  puesto que es un

valor bastante común y se podrá buscar componentes que permitan disminuir en mayor medida las pérdidas que se producen.

Ahora se analizará varias bobinas de 100  $\mu\text{H}$  para poder escoger la que menor pérdidas provoque.

Tabla 3.6. INDUCTANCIAS PROPUESTAS DE 100  $\mu\text{H}$

Modelo 100 ( $\mu\text{H}$ )	$R_{ESR}$ L ( $\Omega$ )	$I_{RMS}$ (A)	Dimensiones Dia. (mm)	$\Delta I_L$ teórico (A)	Pérdidas (W)
IH10EB100K	0.030	10	41.28	0.6	2.086
1140-101K-RC	0.025	10.5	29.21	0.6	1.738
1538M20	0.027	10	41.15	0.6	1.877
PCV-2-104-10L	0.032	10.1	26.67	0.6	2.225

Observando los modelos propuestos se elegirá el modelo de la serie 1140 de la modelo Bourns; este modelo es el más eficiente de los analizados tanto en pérdidas como en tamaño en la placa; por lo tanto, será el mejor modelo para elegir entre los propuestos; además es capaz de soportar un poco más de corriente en caso de cualquier subida.

A continuación, se completará los valores teóricos que faltaban por ser calculados, teniendo en cuenta el valor de la inductancia calculada

Tabla 3.7. VALORES TEÓRICOS

Propiedad	Valor
$V_{LON}$	12 V
$V_{LOFF}$	-12 V
$\Delta i_{L0}$	0.6 A
$I_{L01}$	8.63 A
$I_{L02}$	8.03 A

### 3.2.3 Diseño del condensador de salida

El condensador de salida configura junto al inductor principal el filtro de LC que estará justo antes de transmitir la energía al siguiente bloque que la utilice; por lo tanto, permite filtrar como último proceso para que la energía llegue sin ningún tipo de ruido. Por lo tanto, eliminara parte del rizado de corriente que luego se verá reflejado en la tensión de salida cuando una carga consuma esta corriente.

En primer lugar, se debe tener en cuenta que la corriente pasará por el condensador; se vuelve a considerar la ecuación (22) y Se despeja de la ecuación la corriente del condensador se obtiene la expresión (36):

$$i_{C_0} = i_{L_0} - I_0 \quad (36)$$

Se debe tener en cuenta que en el punto de trabajo se considerará un régimen permanente donde se cumple que la  $\overline{i_{C_0}} = 0$ ; por lo tanto; el condensador observará gran parte del rizado de la corriente de la bobina, como se muestra en la siguiente figura 3.23.

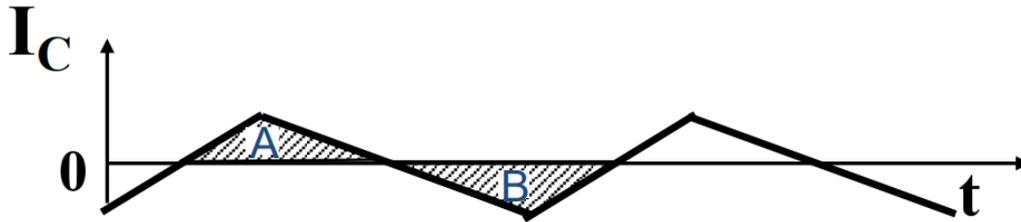


Fig. 3.23. CORRIENTE DE UN CONDENSADOR [10]

Los valores entre los que oscilará la corriente del condensador se obtienen de desarrollar para el máximo y el mínimo la expresión (36), en la cual se sustituirá la expresión (26) o (27) dependiendo del caso, mediante las expresiones (37) y (38).

$$i_{C_01} = I_{L_01} - I_0 \quad (37)$$

$$i_{C_02} = I_{L_02} + I_0 \quad (38)$$

Una forma alternativa de obtener las corrientes es aplicar los valores de la mitad rizado de corriente de la bobina, con una onda centrada en 0 es decir lo que representa las expresiones (39) y (40):

$$i_{C_01} = -\frac{1}{2}\Delta i_{L_0} \quad (39)$$

$$i_{C_02} = \frac{1}{2}\Delta i_{L_0} \quad (40)$$

Para el caso de la tensión de condensador estará aplicada constantemente la tensión de salida del convertidor  $V_0$ . A continuación, se representará mediante la tabla 3.8 los valores teóricos de la corriente y la tensión del condensador.

Tabla 3.8. VALORES TEÓRICOS DEL CONDENSADOR

Propiedad	Valor
$i_{C_01}$	- 0.3 A
$i_{C_02}$	0.3 A

Para la elección del condensador el estudio se centrará en analizar el rizado que aparece en la corriente de salida, y así se puede filtrar lo mejor posible y obtener un valor que se ajuste perfectamente a lo que se necesita.

Se deberá tener muy en cuenta a la expresión (34) puesto que permite obtener la frecuencia de corte a la que actuará el filtro LC. Además, para poder cumplir con el rizado de tensión a la salida se deberá utilizar la siguiente expresión (41) que permite hallar el valor del condensador necesario [10].

$$C_0 = \frac{\Delta I}{8 \times \Delta V_0 \times f_{sw}} \quad (41)$$

En este caso nuestro rizado de corriente proveniente de la bobina será  $\Delta i_{L_0} = 0.6 \text{ A}$ , para esta aplicación no se tiene una limitación concreta de diseño, pero, puesto que se busca que nuestro convertidor tenga buenas prestaciones, valdrá con que el rizado de tensión sea cercano a  $\Delta V_0 = 0.1 \text{ mV}$ . En la siguiente figura 3.24, se puede observar cómo afecta el rizado a la tensión de salida.

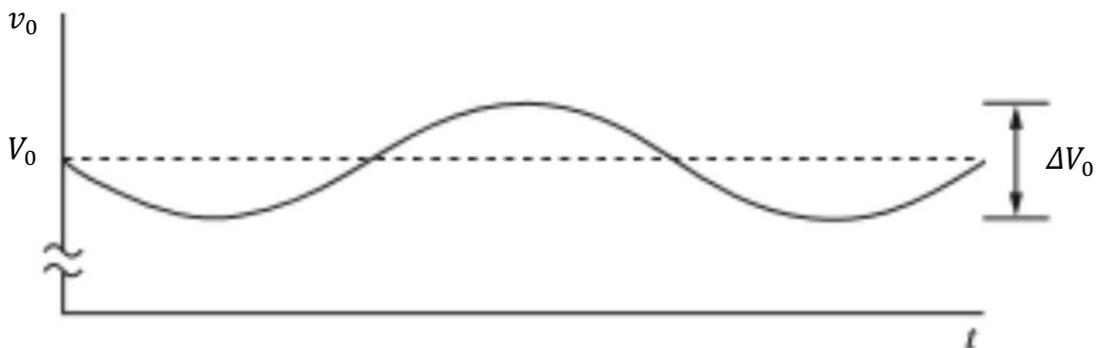


Fig. 3.24. TENSIÓN DE SALIDA CON RIZADO

Aplicando la expresión (41) se puede determinar que el valor del condensador de salida deberá tener un valor estandarizado de  $C_0 = 470 \mu\text{F}$  para poder cumplir las especificaciones de rizado, que se han establecido. Por lo tanto, según la ecuación (34) se obtendrá una frecuencia de corte con el filtro LC de  $f_c = 1 \text{ kHz}$ , una frecuencia que permite filtrar la mayoría de ruido de alta frecuencia.

Para las pérdidas del condensador, se considerará la resistencia ESR parasita que aparece en el condensador; las pérdidas serán por conducción y vendrán representadas por la expresión (42) [12]:

$$P_{C_0 \text{ cond}} = i_{C_0 \text{ RMS}}^2 \times R_{C_0 \text{ ESR}} \quad (42)$$

Para calcular la corriente eficaz del condensador se utilizará la expresión del valor eficaz de una señal triangular centrada en el origen (51) pero aplicada para en el condensador. Para la elección se centra en condensadores electrolíticos comerciales de 470  $\mu\text{F}$  y que sean capaces de soportar una tensión mínima de 20V [11].

Tabla 3.9. MODELOS DEL CONDENSADOR DE SALIDA

Modelo 470 ( $\mu\text{F}$ )	$R_{ESR}$ C ( $\Omega$ )	$V_{DC\ max}$ (V)	Dimensiones Dia. (mm)	$I_{c_0\ RMS}$ teórico (A)	Pérdidas (mW)
EEHKU1E471XP	0.020	25	10	0.173	0.060
A768	0.017	25	10	0.173	0.051
UFG1C471MPM	0.39	25	12.5	0.173	1.167
B41896C5477M	0.074	25	10	0.173	0.221

Como se muestra en la tabla 3.9, hay dos condensadores que destacan sobre el resto por su nivel de pérdidas. Por lo tanto, se escogerá el modelo A768 de la modelo KEMET, porque es el que menor nivel de pérdidas tiene de los modelos propuestos. Por lo tanto, debido a su eficiencia en conducción será el más adecuado para el diseño.

### 3.2.4 Diseño del transistor principal

El transistor principal  $Q_1$ , según la figura 3.19; será el transistor principal del convertidor; se encargará directamente de controlar el envío de energía del convertidor puesto que cuando este conmutado permitirá que el transformador envíe energía al segundo devanado, y cuando este apagado, el circuito de Enclavamiento activo desmagnetizara el transformador.

La conmutación del transformador estará realizada con una frecuencia de 100 kHz y, el ciclo de trabajo  $D = 0.5$ , por lo tanto, en la puerta del transistor se recibirá una señal que debería ser parecida a la siguiente figura 3.25.



Fig. 3.25. PWM DE LLEGADA AL TRANSISTOR PRINCIPAL

Es muy importante el diseño del transistor puesto que es un componente que puede sufrir mucho daño a cambios bruscos de tensión o corriente por lo tanto se debe realizar un estudio de ambas características para tener el componente adecuado en el diseño.

En primer lugar, se tratará la corriente en el transistor; se debe tener en cuenta que el transistor tiene un periodo de conducción  $T_{ON}$  y otro de apagado  $T_{OFF}$ ; mientras el transistor conduce su tensión, es decir; su tensión drenador-fuente será nula; y en el periodo de apagado será la corriente la que será nula, puesto que no pasará corriente por este componente. Para analizar la corriente, se debe observar la forma de onda de la corriente de la bobina figura 3.22; si se observa esta figura la corriente del transistor coincidirá con ella únicamente en su periodo  $T_{ON}$ ; es decir como se representa en la siguiente figura 3.26.

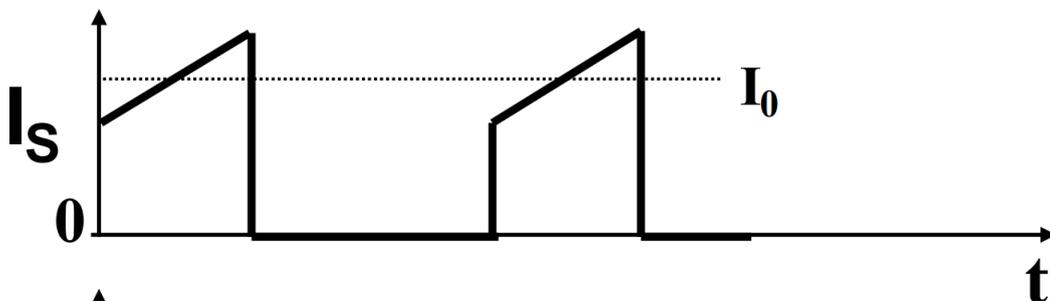


Fig. 3.26. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL TRANSISTOR [10]

Es importante conocer, que a diferencia de los convertidores sin aislamiento galvánico; la corriente no compartirá exactamente los valores máximos y mínimos con la corriente de la bobina; debido a que en este caso se encuentran en devanados diferentes. También deberíamos tener en cuenta la corriente procedente de la bobina magnetizante, que durante el periodo  $T_{ON}$ , se añadirá a la corriente total del primer devanado; en nuestro caso despreciaremos esta corriente debido a que se buscara diseñar para que sea lo más baja posible; posteriormente en la memoria si observara que es prácticamente despreciable puesto que oscila entre valores de 0.2-0.3 A. Durante la conducción, la corriente media en el transistor  $Q_1$  vendrá da por la siguiente expresión:

$$\overline{i_{Q_1}} = \frac{\overline{i_{L_0}}}{\frac{N_P}{N_S}} \times D = I_0 \times D \times \frac{N_S}{N_P} \quad (43)$$

De la misma forma que se calcula en (43) la corriente media, se calculará también los picos de la corriente:

$$I_{Q11} = I_{L01} \times \frac{N_S}{N_P} \quad (44)$$

$$I_{Q12} = I_{L02} \times \frac{N_S}{N_P} \quad (45)$$

Para el caso de la tensión de transistor  $Q_1$ , durante el período de conducción esta será nula y durante el período  $T_{OFF}$  vendrá dada por la diferencia de la tensión de entrada y la tensión del condensador del Enclavamiento activo; tensión calculada en el capítulo anterior representada por las expresiones (4) y (5).

Agrupadas las ecuaciones pertinentes se procederá a realizar los cálculos teóricos de la corriente y la tensión del transistor  $Q_1$ .

Tabla 3.10. VALORES TEÓRICOS DEL TRANSISTOR

Propiedad	Valor
$I_{Q1ON}$	2.082 A
$I_{Q11}$	4.315 A
$I_{Q12}$	4.015 A
$V_{DSOFF}$	96 V

Se puede observar en este caso que la tensión en el transistor es bastante alta y esto se debe a que se ha escogido una relación 2:1, para poder utilizar un ciclo de trabajo  $D = 0.5$ ; esto limita a tener que escoger un rango considerable en la tensión máxima soportada por el transistor puesto que si no podría fallar.

Para el tema de las pérdidas en el transistor se considerará únicamente las pérdidas en conducción. Las pérdidas en conducción dependen de la resistencia  $R_{DS}$  parasita del transistor que viene en la hoja de características del componente. Para su cálculo se utilizará la siguiente expresión.

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)_{Q1} \times i(t)_{Q1} dt = \frac{1}{T} \int_0^T i(t)_{Q1}^2 \times R_{DS} dt = I_{Q1RMS}^2 \times R_{DS} \quad (46)$$

$$I_{Q1RMS} = I_{Q1ON} \times \sqrt{D} \quad (47)$$

Si ahora se sustituye (47) en (46) se obtiene:

$$P_{cond} = I_{Q1ON}^2 \times R_{DS} \times D \quad (48)$$

A continuación, se propondrá varios modelos de transistores para elegir el que mejor comportamiento tenga en el diseño. Los componentes propuestos tienen una tensión

máxima  $V_{DS\ max} = 150\ V$ , valor que debería suplir perfectamente cualquier sobretensión que apareciese y aguantar el valor calculado de  $96\ V$ .

Tabla 3.11. TRANSISTORES PROPUESTOS

Modelo	$R_{DSmx}(\Omega)$	$I_{D\ ON}(A)$	$I_{Q_{1ON}}teórico (A)$	Pérdidas(mW)
HUF75842P3	0,042	43	2,082	91
IRF3415PbF	0,042	43	2,082	91
FQP45N15V2	0,040	45	2,082	87
FDB42AN15A0-F085	0,042	35	2,082	91
IPA105N15N3	0,011	37	2,082	23

Según la tabla 3.11 la mayoría de los transistores tiene unas resistencias parasitas muy parecidas y bastante bajas ayudando a reducir bastante las pérdidas que se producen en este componente. Se debe tener en cuenta que estos valores de resistencia son los máximos a los que pueden llegar por lo que los casos calculados son los casos más desfavorables en cuanto a pérdidas. Aunque hay uno de los transistores que tiene unas pérdidas considerablemente más bajas que el resto; es el IPA105N15N3 de la modelo Infineon.

### 3.2.5 Diseño del Transformador

Para el diseño del transformador se utilizará un software llamado Pexprt. Este programa permite analizar las formas de onda del devanado primario y secundario, así como los niveles de tensión y corriente que los atraviesan dichos devanados.

Para la selección de las formas de onda se utilizará las especificaciones de entrada y salida. Para la entrada se conoce que el valor de tensión será  $48\ V$  en  $T_{ON}$ , y  $-48\ V$  en  $T_{OFF}$ , debido a la descarga del transformador; la corriente vendrá dada por la corriente que atraviesa el transistor principal; esta corriente es la que se ha obtenido en la expresión (43), (44) y (45). Para el caso del segundo devanado, la tensión durante  $T_{ON}$ , será  $24\ V$ , expresando en la siguiente expresión:

$$V_{secundario\ ON} = V_{IN} \times \frac{N_s}{N_p} \quad (49)$$

Durante  $T_{OFF}$ , la tensión será  $-24\ V$ , debido a la tensión que se genera en la bobina del devanado secundario para su descarga. La corriente en el segundo devanado será la misma

que tendrá el diodo  $D_1$ , cuya expresión se detallará más tarde en (48), (49) y (50). Una vez se tenga estos valores se introducirán en el programa junto al resto de especificaciones que pida para este momento, en la siguiente figura 3.27 se puede apreciar los valores necesarios.

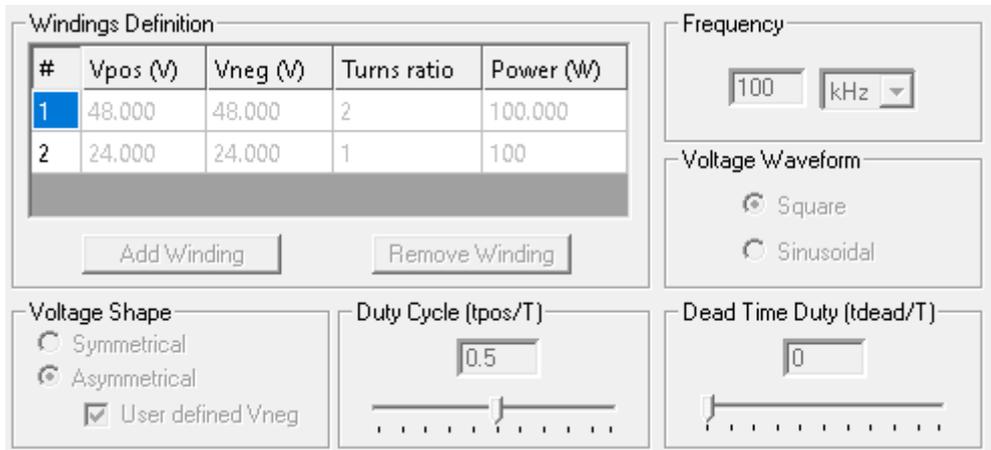


Fig. 3.27. DEFINICIÓN DE LOS DEVANDOS EN PEXPT

Si se ha hecho correctamente este paso, se podrá observar cómo se generan las formas de onda en el programa, como representa la siguiente figura 3.28.

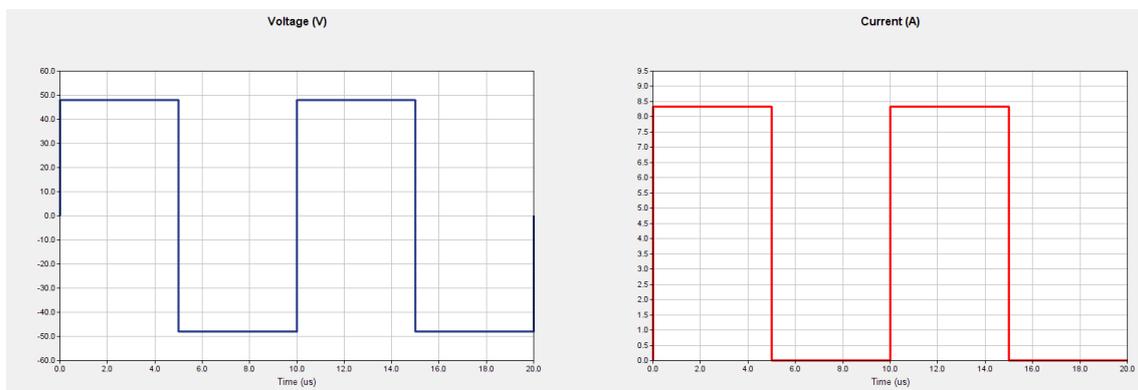


Fig. 3.28. FORMAS DE ONDA DE LOS DEVANDOS EN PEXPT

Posteriormente, se deberá elegir que componentes se quieren utilizar para conformar el transformador. Se utilizará la lista de desplegables para poder elegir los componentes con los que se creará nuestro transformador. Es importante en la pestaña de Desing Inputs elegir una geometría concéntrica puesto que es nuestro interés en este proyecto por los materiales que se utiliza.

Debido a si disponibilidad en el laboratorio del Grupo de Investigación en Sistemas Electrónicos de Potencia de la universidad, se utilizará un núcleo conformado por

cualquier modelo de RMX/I; con un material de ferrite 3F3; y un cableado de 0.51 mm de diámetro redondo.

Utilizando este programa se ha obtenido para nuestras especificaciones los siguientes 5 resultados representador en la siguiente tabla 3.12.

Tabla 3.12. CASOS POSIBLES DE TRANSFORMADOR

Núcleo	Volumen ( $mm^3$ )	Vueltas	Inductancia Magnetizante( $\mu H$ )	Pérdidas (W)	Llenado (%)
RM12/I	8263.6	8	352	1.46	4.48
RM10/I	4308.4	12	640	1.55	11.5
RM14/I	13860	6	223	1.64	2.27
RM8/I	2419.2	18	1059	1.81	24.61
RM7/I	1323	26	1873	3.59	36.63

Analizando los casos obtenidos, se buscará obtener una mayor eficiencia en el convertidor por lo tanto se buscará aquel transformador que tenga unas pérdidas menores al resto. Los tres primeros casos están en u valores de pérdidas muy próximos; de estos casos se puede observar que sus inductancias magnetizantes son bastante diversas, se debe tener en cuenta que cuanto mayor sea la bobina menor será el rizado de su corriente. Teniendo en cuenta ambos factores, se escogerá el caso del núcleo de RM12/I; debido a que si se simula ambas inductancias el rizado de corriente de este modelo esta alrededor de  $0.6 A_{pp}$  siendo lo suficientemente bajo para no afectar al circuito. En cambio, sí se simula con la inductancia de  $640 \mu H$ , se obtiene alrededor de  $0.4 A_{pp}$ ; variación que no tiene un efecto tan importante en las pérdidas, puesto que los componentes a los que afecta tienen unas pérdidas menores a lo que se obtendría optimizando la eficiencia del transformador; por lo tanto, se escogerá el modelo del núcleo RM12/I con una bobina magnetizante de  $352 \mu H$ .

Por último, se especificará con la siguiente figura 3.29 las dimensiones del núcleo para tener en cuenta su espacio para la placa de circuito impresa.

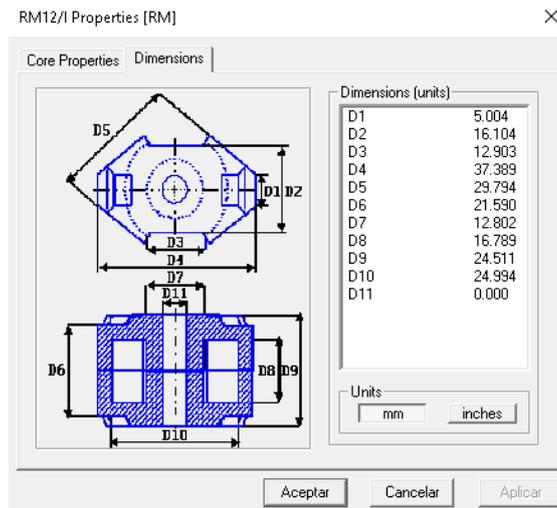


Fig. 3.29. DIMENSIONES DEL TRANSFORMADOR

Mediante estas dimensiones se es capaces de crear una plantilla personalizada para el componente en el programa de Orcad para la configuración de la placa de circuito impresa.

### 3.2.6 Diseño del Enclavamiento activo High-side

Se va a realizar el diseño de este circuito auxiliar, se basará en la explicación teórica realizada en el capítulo anterior donde se entra en profundidad a cerca de esta configuración. Habrá dos principales componentes para analizar dentro de este circuito que serán el condensador  $C_{cl}$  y, el transistor  $Q_2$ ; el componente central de este circuito es el condensador; puesto que como se explicó será el que aplique sobre la bobina magnetizante, la tensión para desmagnetizar el transformador y, por lo tanto, marcará el nivel de corriente que pasará por el transistor  $Q_2$ . De esta manera se comenzará diseñando el condensador  $C_{cl}$  del Enclavamiento activo.

Este condensador tendrá dos características importantes; en primer lugar, tener la capacidad necesaria para descargar el transformador y además reducir el rizado de la corriente, para que no afecte a los componentes puesto que atraviesa tanto al transformador como el transistor secundario; y además permite reducir las pérdidas de esta etapa.

Para el diseño del condensador se debe tener muy en cuenta el filtro LC que se genera con la bobina magnetizante del transformador como ocurre en la expresión (34) que en este caso sería [10]:

$$f_{C\ clamp} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lm}C_{cl}}} \quad (50)$$

Es importante tenerlo en cuenta; puesto que, si se elige un condensador muy alto para reducir el rizado, se podría estar cometiendo un error puesto que la frecuencia de corte sería muy baja y, cualquier tipo de ruido podría afectar mucho a nuestro diseño. Se ha utilizado un estudio que analiza el funcionamiento del enclavamiento activo en un Forward con una potencia de 100 W; en este estudio se establece que el condensador  $C_{cl}$  debería tener un valor cercano a los 4.7  $\mu\text{F}$  y como mínimo debería tener 40 nF [13]. Utilizando estos valores para nuestro diseño y simulando en Psim; se ha observado que para el valor aconsejado de 4.7  $\mu\text{F}$ , y la bobina magnetizante de nuestro transformador, generaría una  $f_{C\ clamp} = 4\ \text{kHz}$ ; como se muestra en la siguiente figura 3.30.

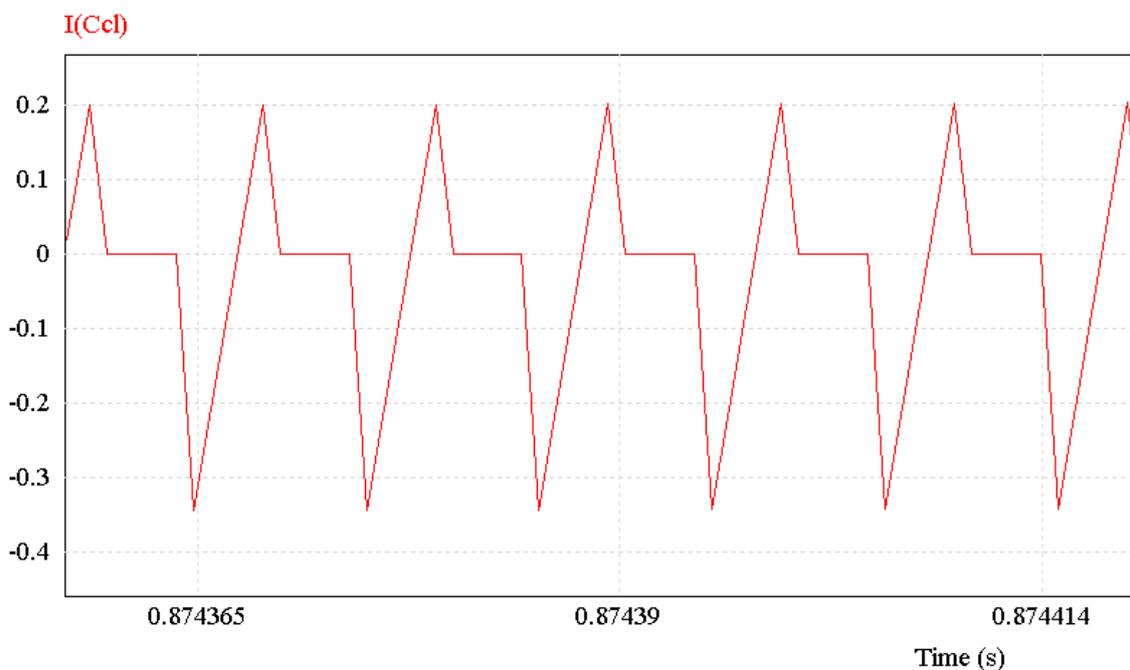


Fig. 3.30. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE ENCLAVAMIENTO ACTIVO DE 4.7  $\mu\text{F}$

En cambio, sí se utilizará un condensador de 470  $\mu\text{F}$ ; considerablemente más grande la frecuencia de corte sería bastante más pequeña filtrando más ruido; como se ve en la figura 3.31.

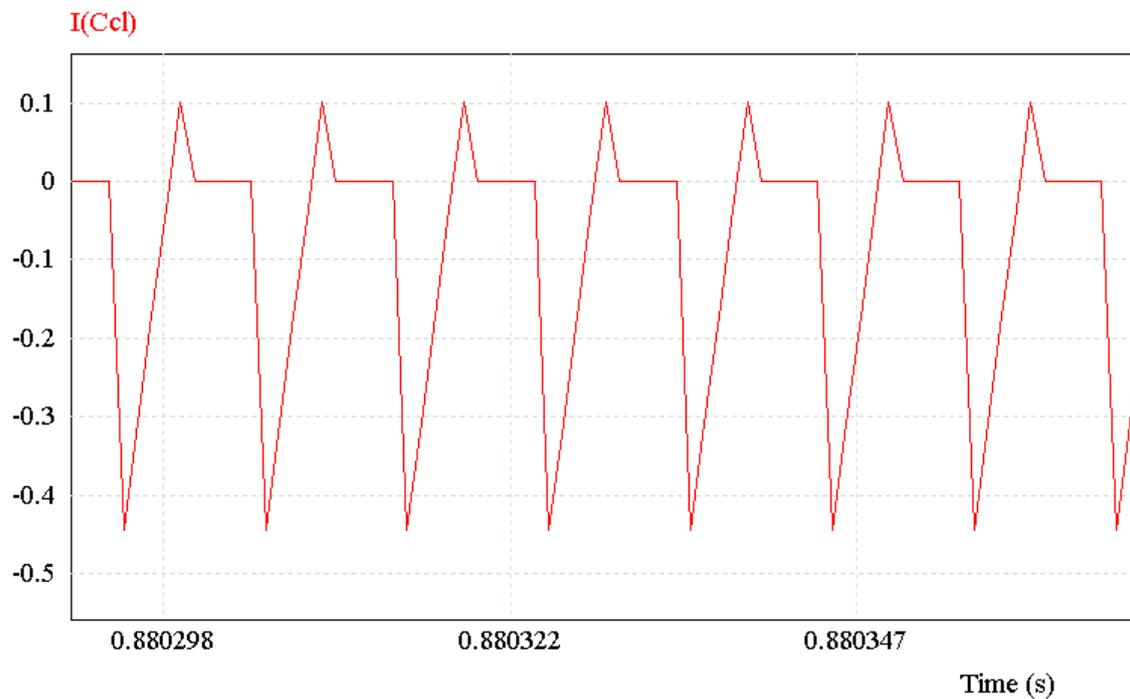


Fig. 3.31. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE ENCLAVAMIENTO ACTIVO DE  $470 \mu\text{F}$

El problema de escoger un condensador demasiado alto provoca, que la constante de tiempo sea demasiado alta, y haya ciclos, sobre todo al principio; donde el transformador se satura y, el condensador no es capaz de descargarlo; en simulación se puede apreciar con una forma de onda con muchos picos; como se puede apreciar levemente en la figura 3.31; a medida que el condensador es más pequeño el efecto en régimen permanente no se ve, puesto que cuando pasan ciertos ciclos en función de la capacidad del condensador, este conseguirá hacer descargar al transformador. El problema aparece cuando al montar el circuito en la placa esto afecta directamente al transformador provocando daños graves sobre el circuito [13].

En este caso, se escogerá un valor de  $470 \text{ nF}$ ; debido a que reduce el efecto de que el transformador se sature y; se decide así para que no afecte cualquier tipo de tolerancia de los componentes sobre el diseño. En la siguiente figura 3.32, se puede observar la corriente utilizando este condensador.

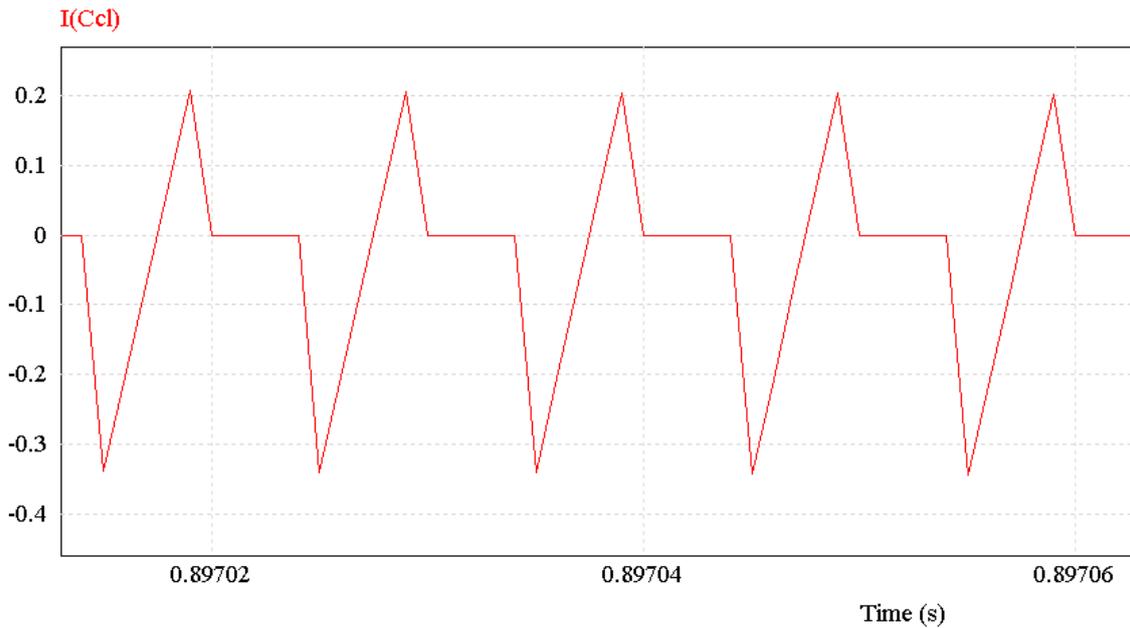


Fig. 3.32. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DEL CONDENSADOR DE ENCLAVAMIENTO ACTIVO DE 470 nF

Se puede observar, que comparando la figura 3.30 y la 3.31 se llega a la conclusión de que utilizar un condensador con una capacidad 10 veces menor reduce a la mitad el efecto inicial de aumento de la corriente; donde el transformador prácticamente se satura; aunque en el caso de 3.32 se elimina en un principio la aparición de picos muy grandes en la forma de onda de la corriente.

Siguiendo con el condensador, se calculará u valores teóricos basados en la explicación del capítulo anterior. Se necesitará calcular la corriente que paso por el condensador para calcular sus pérdidas; la forma de onda de la corriente será una triangular donde en los periodos  $T_{ON}$  será cero y en el resto pasará de un valor negativo a otro positivo; pero se puede obtener este valor de una forma más simple puesto que mediante la corriente de la bobina, vista en la siguiente expresión.

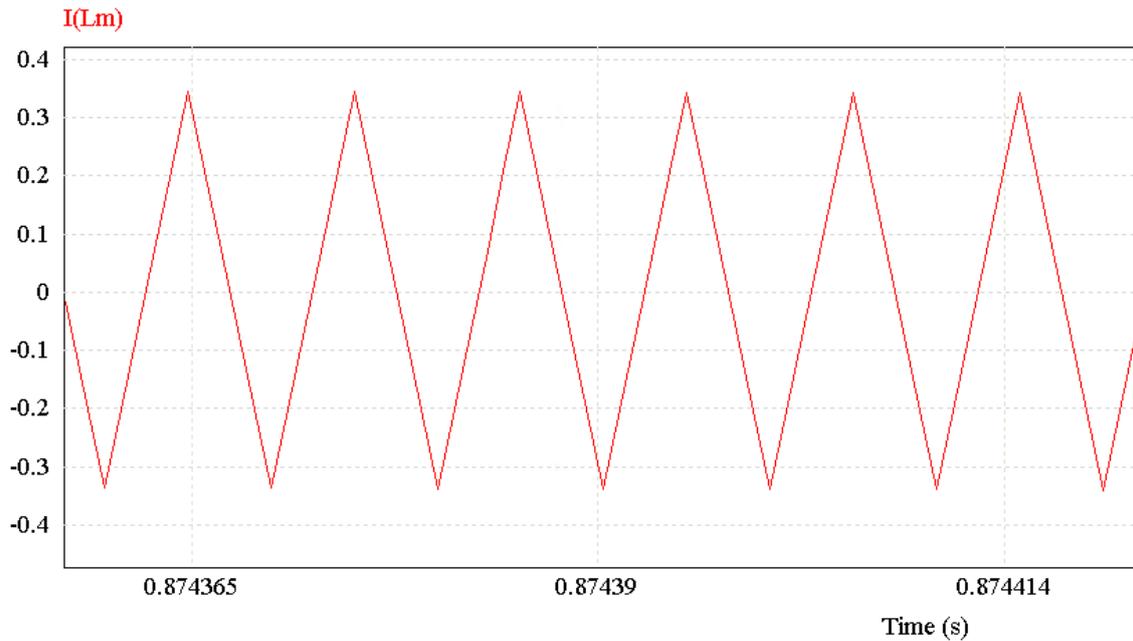


Fig. 3.33. FORMA DE ONDA DE LA CORRIENTE DE LA BOBINA MAGNETIZANTE

Para poder calcular el valor de la corriente eficaz; puesto que es una onda serrada centrada en 0, se utilizará la siguiente expresión [11]:

$$i_{Lm\ RMS} = \frac{i_{Lm2}}{\sqrt{3}} \quad (51)$$

A partir de (51), y sabiendo que la corriente por el condensador será la corriente de la bobina solo en el periodo  $T_{OFF}$ , se expresa mediante:

$$i_{cl\ RMS} = i_{Lm\ RMS} \times \sqrt{(1 - D)} = \frac{i_{Lm2}}{\sqrt{3}} \times \sqrt{(1 - D)} \quad (52)$$

Para el valor de la tensión en el condensador se basa en la expresión (7) del capítulo anterior, obteniendo para nuestras especificaciones tensión de entrada y de salida, una tensión negativa de 48 V.

Tabla 3.13. VALORES TEÓRICOS DEL CONDENSADOR DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO

Propiedad	Valor
$i_{Lm\ RMS}$	0.2 A
$i_{cl\ RMS}$	0.15 A
$V_{cl}$	- 48 V

Para el cálculo de las pérdidas en conducción del condensador de Enclavamiento activo, se considerará la resistencia parasita ESR que posee dichos componentes y se utilizará la corriente que atraviesa dicho componente, según la expresión (53) [12].

$$P_{C_{cl} \text{ perdidas conduc}} = I_{cl \text{ RMS}}^2 \times R_{ESR C_{cl}} \quad (53)$$

Una vez demostradas las ecuaciones se pasará a proponer los modelos para elegir el que más se ajuste a nuestras características teniendo en cuenta que debe ser capaz de aguantar esos 48 V.

Tabla 3.14. CONDENSADORES DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO PROPUESTOS

<b>Modelo</b> <b>470 (nF)</b>	$R_{ESR}$ $C_{cl} (\Omega)$	$V_{DC \text{ max}}$ (V)	<b>Dimensiones</b> <b>Día. (mm)</b>	$i_{cl \text{ RMS}}$ Teórico (A)	<b>Pérdidas</b> (mW)
<b>C1210F474K1RACTU</b>	8,460 $\Omega$	100	4.2	0.15	190
<b>X7RVJ2220</b>	0,338 $\Omega$	100	4.3	0.15	8
<b>X7R0402</b>	10,150 $\Omega$	100	4.7	0.15	228
<b>474TTA100M</b>	22,500 $\Omega$	100	5	0.15	506

La mayoría de los condensadores en este rango de capacidades suelen ser cerámicos, pero puede existir alguno electrolíticos; el problema de los electrolíticos en estos casos es que tiene resistencias bastante elevadas debido a los materiales; de tal forma se escogerá en este caso un condensador cerámico el modelo X7RVJ2220 de la modelo Vishay; debido a que se consigue una reducción en las pérdidas muy considerable comparado con el resto de las componentes.

Ahora que se tiene los valores de la corriente que pasa por el Enclavamiento activo se puede diseñar el transistor secundario  $Q_2$ , su corriente será la misma que se ha obtenido en la tabla 3.13; en cambio la tensión será nula durante el periodo  $T_{OFF}$  y, durante  $T_{ON}$ ; obtendrá su valor de la diferencia de tensiones entre la entrada y el enclavamiento activo; muy parecido que el transistor  $Q_1$ , pero en el periodo opuesto,  $T_{ON}$ ; es decir será cercana a los 96 V.

Para las pérdidas del transistor se utilizará las expresiones que se utiliza en el epígrafe 3.2.4, es decir, la expresión (48); solo que en este caso no se utilizará el valor medio, sino que se utilizará el valor eficaz, es decir:

$$P_{cond} = I_{Q_2 \text{ RMS}}^2 \times R_{DS} \quad (54)$$

Para simplificar el diseño se utilizará los mismos transistores que se han propuesto para el interruptor principal debido a que el único cambio se ve en la corriente, puesto que la tensión a la que deben ser capaz de funcionar es la misma en ambos.

Tabla 3.15. TRANSISTORES PROPUESTOS PARA ENCLAVAMIENTO ACTIVO

Modelo	$R_{DSmx}(\Omega)$	$I_{DON}(A)$	$I_{Q_2RMS}$ teórico (A)	Pérdidas(mW)
HUF75842P3	0,042	43	0.15	0,095
IRF3415PbF	0,042	43	0.15	0,095
FQP45N15V2	0,040	45	0.15	0,090
FDB42AN15A0-F085	0,042	35	0.15	0,095
IPA105N15N3	0,011	37	0.15	0,024

Por lo tanto, igual que se ha elegido el caso del transistor principal; para el secundario se volverá a elegir el IPA105N15N3, de la modelo Infineon, por sus prestaciones.

### 3.2.7 Diseño de los diodos

A la salida del transformador en el segundo devanado, se localiza los diodos,  $D_1$  y  $D_2$ ; estos diodos tienen el siguiente funcionamiento.  $D_1$  permitirá el paso de la corriente en el periodo  $T_{ON}$ , para cargar la bobina de energía; cuando el transformador genere una tensión que active el diodo  $D_1$ ; durante  $T_{OFF}$  se activará el diodo  $D_2$ , puesto que la bobina generará una tensión para descargarse reduciendo la tensión del cátodo; permitiendo de esta manera que pase la corriente que descarga la bobina.

Los valores de la corriente en ambos diodos vienen directamente de los valores de la corriente. Pero en cada caso el valor madi osera diferente puesto que cada diodo conduce en distinto periodo.

$$I_{D_11} = I_{D_22} = I_{L_01} \quad (55)$$

$$I_{D_12} = I_{D_21} = I_{L_02} \quad (56)$$

$$\overline{i_{D_1}} = \overline{i_{L_0}} \times D = I_o \times D \quad (57)$$

$$\overline{i_{D_2}} = \overline{i_{L_0}} \times (1 - D) = I_o \times (1 - D) \quad (58)$$

En este caso especial ambos diodos tendrán la misma corriente media puesto que al depender el ciclo de trabajo y este ser 0.5 ambos tendrán el mismo valor.

Para la tensión en los diodos ambos tendrán los mismos valores, pero tendrán funcionamiento complementario debido a que, cuando uno no conduzca el otro estará conduciendo la corriente y su tensión será 0. Puesto que el diodo  $D_1$ ; no conduce en  $T_{OFF}$  su tensión será igual a la tensión que genere la bobina para descargarse más la tensión de

salida  $V_O$ , es decir; la tensión en  $T_{OFF}$  de la bobina, pero con signo negativo; como se representa en la siguiente figura 3.34.

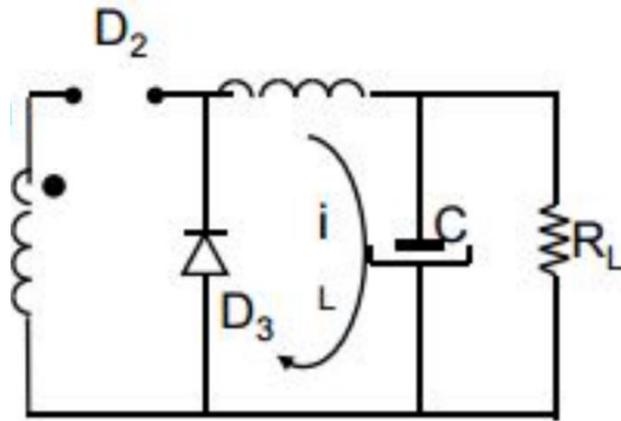


Fig. 3.34. CIRCUITO SEGUNDO DEVANADO DEL CONVERTIDOR FORWARD DURANTE TOFF  
 Para la tensión del diodo  $D_2$ , durante  $T_{OFF}$  esta será nula, pero durante  $T_{ON}$ , será igual a la tensión que se genere en el segundo devanado, pero con signo negativo, es decir, que será:

$$V_{D_1 T_{OFF}} = V_{L T_{OFF}} - V_O \quad (59)$$

$$V_{D_2 T_{ON}} = -V_{IN} \times D \times \frac{N_s}{N_p} \quad (60)$$

En la siguiente tabla 3.16 se agrupará los valores teóricos calculados.

Tabla 3.16. VALORES TEÓRICOS DE LOS DIODOS

Propiedad	Valor
$\overline{i_{D_1}}$	4.17 A
$I_{D_11}$	8.63 A
$I_{D_12}$	8.03 A
$\overline{i_{D_2}}$	4.17 A
$I_{D_21}$	8.63 A
$I_{D_22}$	8.03 A
$V_{D_1 T_{OFF}}$	-24 V
$V_{D_2 T_{ON}}$	-24 V

Una vez se tiene los valores teóricos se puede calcular las pérdidas que aparecerán en estos componentes. Como en el resto de la memoria se tendrá en cuenta únicamente las

pérdidas en conducción. Para ambos diodos será la misma expresión donde se utilizará la resistencia parasita que aparece en los diodos cuando conducen, y estará representada por la expresión (61).

$$P_{Dconduc} = V_F \times I_{F med} + r_{D,ON} \times I_{F,rms}^2 \quad (61)$$

Para el cálculo de la corriente eficaz se utiliza la expresión (52) pero aplicada al diodo a cada diodo en cada caso, como el ciclo de trabajo es 0.5 será igual para ambos [11].

A continuación, se propondrá varios modelos de diodos reales como componentes para analizar las pérdidas máximas que pueden aparecer en ellos, y estimar cual será el que mejor se ajuste a nuestro diseño. Es importante determinar que todos deben ser capaces de soportar una tensión de 24 V y valores de corriente superiores a 8.33 A; se tendrá en cuenta estos valores teóricos para analizar que componentes del mercado podría ajustarse mejor, y se representaran en la siguiente tabla 3.17.

Tabla 3.17. DIODOS PROPUESTOS

<b>Modelo</b>	$V_{RRM}$ (V)	<b>Nº de diodos</b>	$I_{F max}$ (A)	$r_{D,ON}$ ( $\Omega$ )	$V_F$ (V)	$I_{F med}$ (A)	$I_{F,RMS}$ (A)	<b>Pérdidas (W)/diodo</b>
<b>FERD15S50S</b>	50	1	15	0.02	0.31	4.17	5.89	2
<b>NTSV20100C</b>	100	2	20	0.03	0.55	4.17	5.89	1.4
<b>MBR1660</b>	60	1	16	0.047	0.75	4.17	5.89	4.76
<b>VFT2045BP</b>	45	1	20	0.026	0.51	4.17	5.89	3.03

En este caso, se elegirá ambos diodos del mismo modelo para poder aumentar la eficiencia reduciendo las pérdidas. Hay uno de los modelos que destaca sobre los demás y es el NTSV20100CT de la modelo ON, este diodo en realidad tiene dos diodos incorporados, es verdad que la tensión máxima que soporta es superior a lo necesario pero las pérdidas que proporcionas son las mejores entre todos los modelos, porque para dos diodos que son las que se necesita es el más eficiente.

### 3.3 Análisis de simulaciones

En esta parte, se analizará mediante simulaciones con la herramienta Psim, el análisis del convertidor Forward con Enclavamiento activo que se ha detalla a lo largo de la memoria; el estudio se centrará en las formas de onda de cada componente, y de que se cumpla el análisis teórico que se ha realizado previamente; por lo tanto, se utilizará los valores de

los componentes que se ha decidido previamente. En la siguiente figura 3.35 se puede ver el circuito que se va a simular.

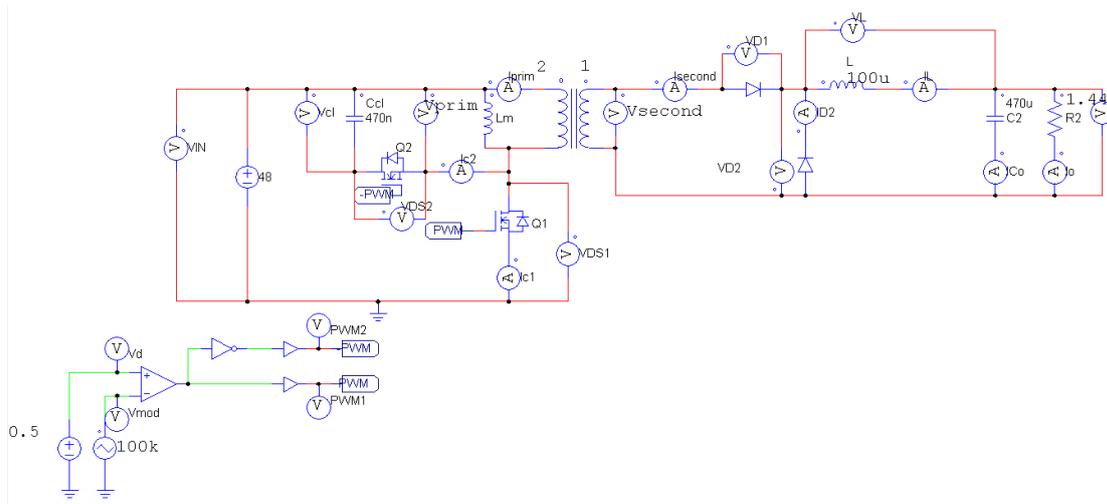


Fig. 3.35. CIRCUITO DE FORWARD ENCLAVAMIENTO ACTIVO EN PSIM

Se realiza una primera aproximación al circuito que más adelante en el apartado de análisis en frecuencia, se actualizará circuito incorporando un circuito de control que sustituirá el actual circuito de conmutación de los transistores.

### 3.3.1 Formas de onda de los transistores.

Se analiza el proceso de conmutación de los transistores y se pasará a ver sus tensiones y corriente.

Se comenzará analizando la PWM que debe coincidir con un ciclo de trabajo  $D = 0.5$  para poder conseguir en la simulación, se ha utilizado método sencillo para simulaciones; en la etapa del circuito de control se analizara mejor este proceso.

Por lo tanto, la generación de la PWM debe conformarse de las siguientes formas de onda para poder dar el ciclo de trabajo requerido.

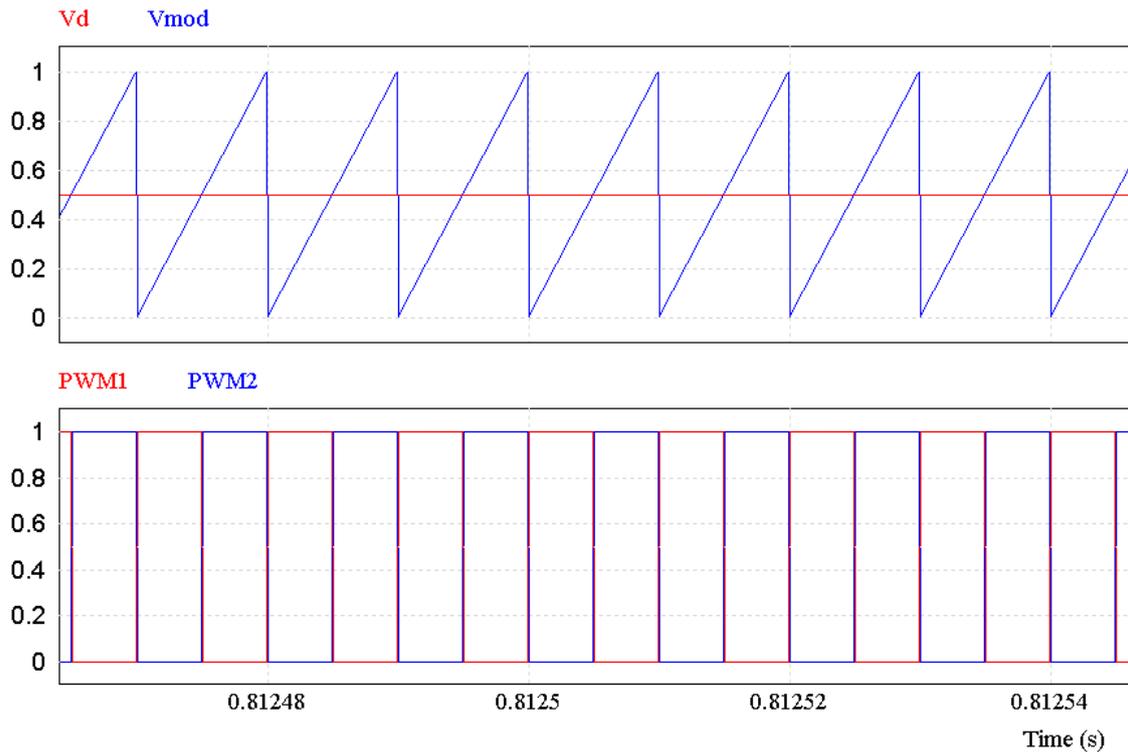


Fig. 3.36. FORMAS DE ONDE DE LA CONMUTACIÓN DE LOS TRANSISTORES

Se puede apreciar como las dos PWM generadas son complementarias, en un estado real debe existir cierto periodo de tiempo muerto entre ambos estados, sino podrían aparecer daños en los componentes. Se puede observar la forma de onda serrada que pertenece a la onda moduladora de 100 kHz de frecuencia. En simulación se utiliza una constante 0.5 pero en un caso real se utilizaría una señal senoidal de u 60 Hz que permitiera generar la PWM.

Analizada la conmutación, se pasará a ver las formas de onda del transistor principal en la siguiente figura 3.37.

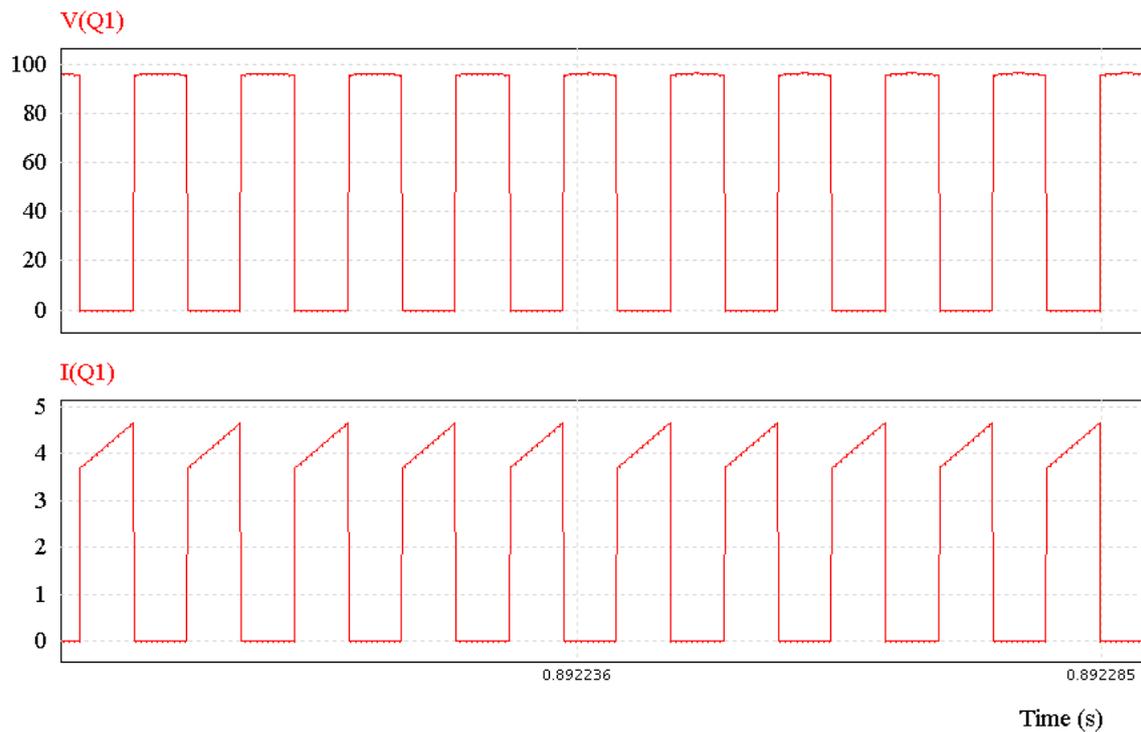


Fig. 3.37. FORMAS DE ONDA DE LA TENSIÓN Y CORRIENTE EN EL TRANSISTOR Q1

En primer lugar, la corriente sigue la forma de onda típica de un transistor donde en el apagado es nula y, en el encendido obtiene directamente la tensión de la bobina; en este caso dada la existencia de un aislamiento galvánico esto no ocurre y los valores máximos están reducidos por la relación de transformación. Respecto a la tensión llega a un máximo de 96V durante su apagado como se mostró teóricamente en el análisis del enclavamiento activo.

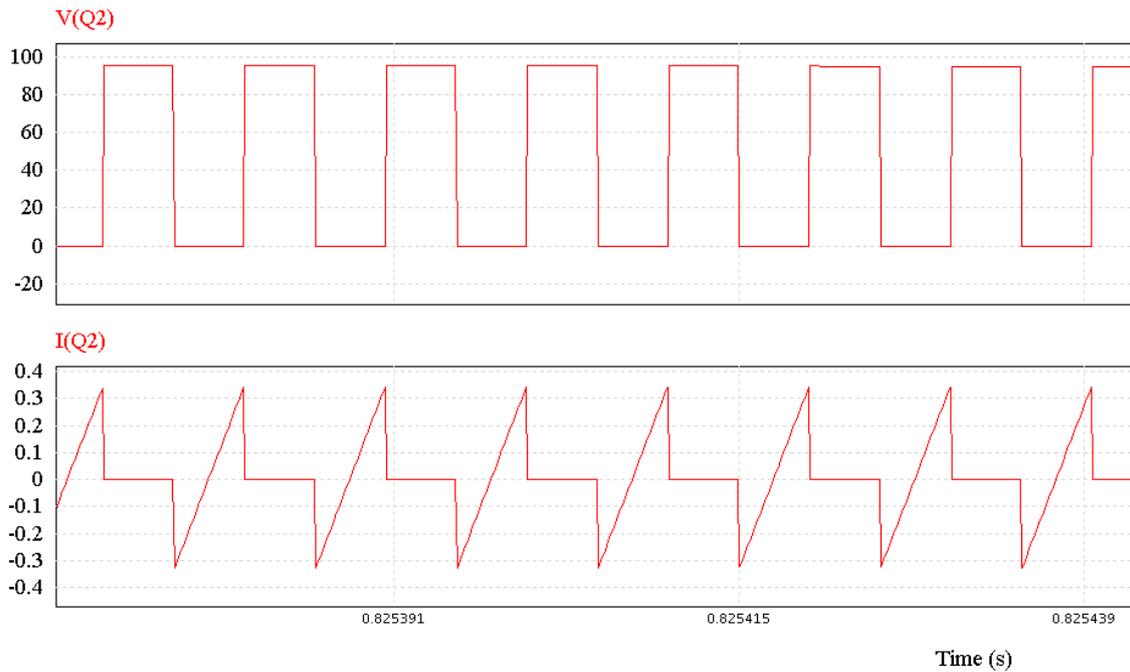


Fig. 3.38. FORMAS DE ONDA DE LA TENSIÓN Y CORRIENTE EN EL TRANSISTOR Q2

Continuando con el transistor del circuito del Enclavamiento activo, se observa que la corriente esta centrad en 0 y, esta corriente viene dada por el condensador del Enclavamiento activo; siendo esa la corriente que descarga el transformador apareciendo después de filtrar la corriente que viene de la bobina magnetizante. Para la tensión se puede observar, que como se llegó a la conclusión durante el apagado la tensión máxima serán 96 V.

### 3.3.2 Análisis de la simulación de la bobina, condensador de salida

En esta parte se tratará las formas de onda de la corriente y la tensión de la bobina, y se observará si se cumplen los valores teóricos a los que se ha concluido.

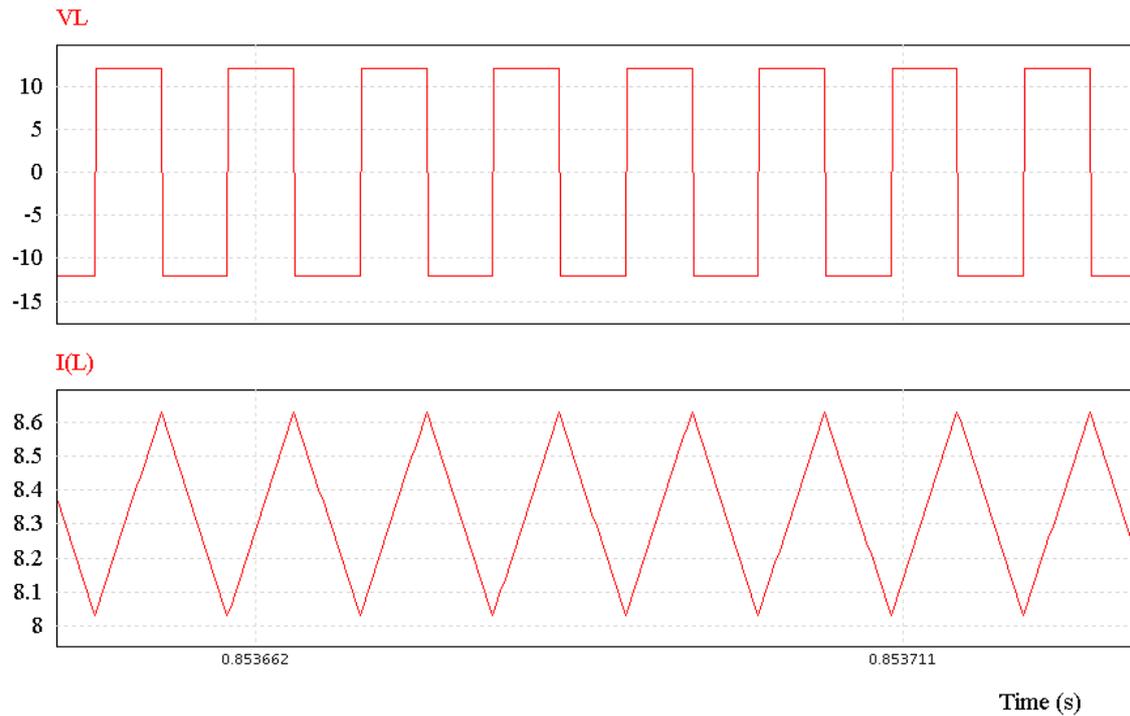


Fig. 3.39. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN LA BOBINA

Como se aprecia en la figura 3.39, se cumple completamente el análisis teórico del rizado de la corriente, así como los valores de tensión y corriente puntuales. A continuación, se analizará lo que ocurre con estas ondas tras ser filtradas por el condensador, pero antes se completará observando la forma de onda completa en el régimen transitorio de la bobina representado en la figura 3.40.

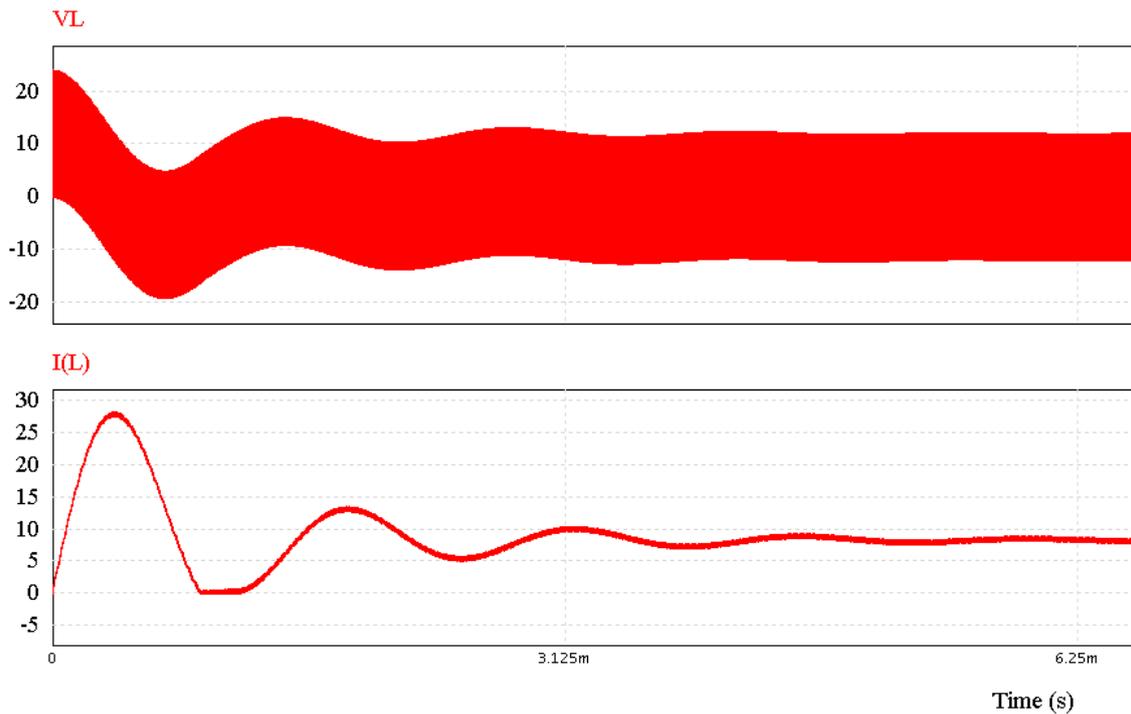


Fig. 3.40. FORMAS DE ONDA DURANTE EL TRANSITORIO DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN LA BOBINA

Se utilizará esta simulación para comparar más tarde si la utilización del circuito de control aumenta la velocidad del transitorio del convertidor.

Una vez analizada la bobina se pasará al condensador de salida para observar el filtrado de las formas de onda y observar el rizado que ha filtrado el condensador.

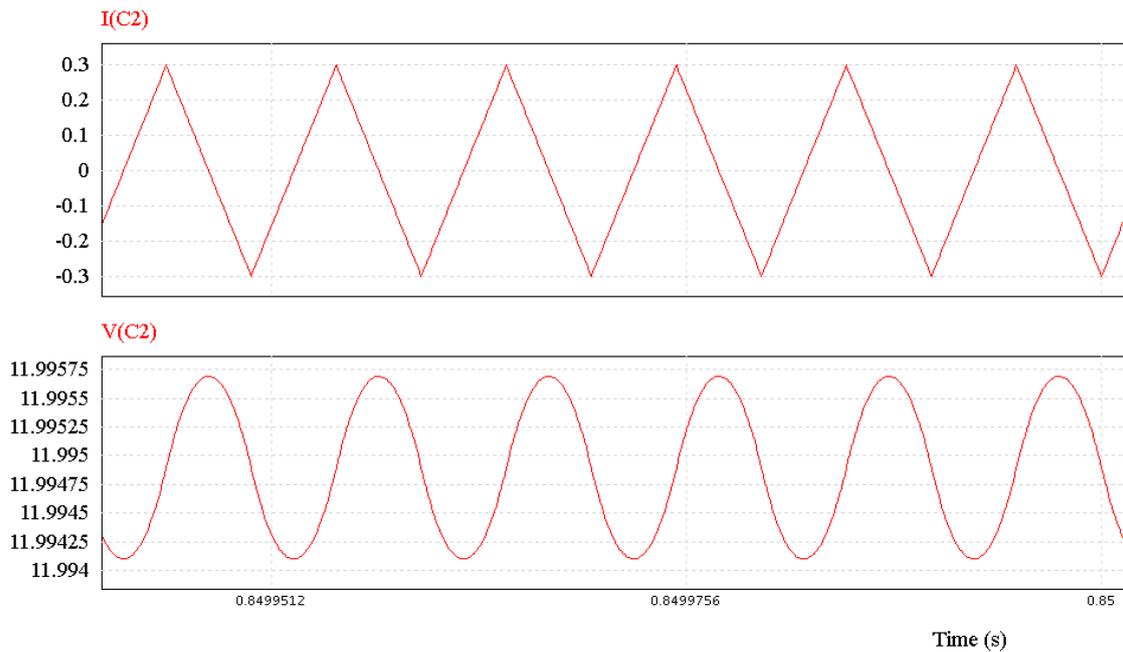


Fig. 3.41. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN EL CONDENSADOR DE SALIDA

Se puede observar que se filtra el rizado de la corriente de la bobina; puesto que se está en el punto de trabajo y se observa que la corriente está centrada en 0. La tensión que se puede observar en el condensador será la tensión de salida, y se destaca que el filtrado ha cumplido su objetivo de obtener un rizado cercano a 1 mV en la tensión de salida [14].

Posteriormente, se analizará la corriente en la salida para poder observar cómo ha influido el filtro sobre la corriente, puesto que realmente es la parte crucial, debido, a que es la salida del circuito hacia otra rama del conjunto electrónico del satélite o nave espacial.

### 3.3.3 Análisis de la desmagnetización del transformador

Para esta parte se analizará la tensión y la corriente que aparecen tanto en el condensador del Enclavamiento activo, como en la bobina magnetizante; de esta manera se puede observar si el condensador es capaz de realizar el proceso de descarga correctamente o en cambio existen periodos donde el transformador se satura.

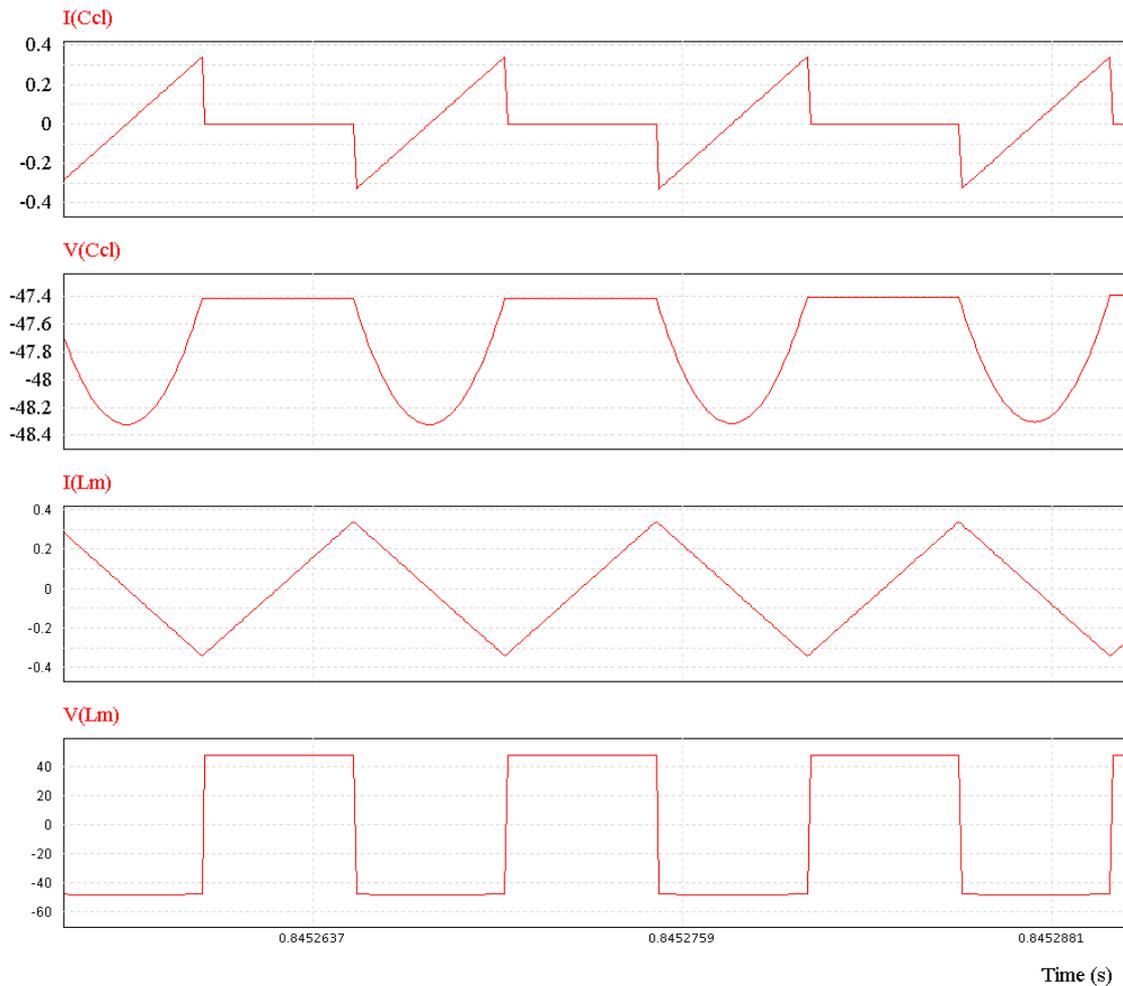


Fig. 3.42. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN EL CONDENSADOR DEL ENCLAVAMIENTO ACTIVO Y LA BOBINA MAGNETIZANTE

Se puede observar como la corriente del condensador, es la corriente de la bobina, pero únicamente el periodo durante el cual se descarga el transformador. Se observa como todas las corrientes están centradas en 0 puesto que se está en un régimen permanente.

Respecto a la tensión del condensador aparece una forma de onda peculiar, es debido al rizado que aparece en el condensador del enclavamiento activo provocando que aparezca esa tensión.

En el caso de la tensión de la bobina magnetizante se aprecia que su tensión se encuentra entre los valores de 48 V y  $-48V$  como se había llegado a la conclusión en el apartado teórico.

El problema de estos valores es que tardan bastantes ciclos, hasta que el enclavamiento activo llega a su régimen permanente, por lo tanto, esto puede provocar que el transformador se sature sobre todo en los primeros ciclos provocado, porque el

condensador no es capaz de elevar la tensión lo suficientemente rápido para poder hacer la descarga en los primeros ciclos. Este condensador funcionara adecuadamente, aunque el circuito tarde en llegar a régimen permanente, el único inconveniente son los primeros ciclos, puesto que pueden producir picos muy pronunciados en la corriente en simulación, que mostrarían que el transformador se está saturando; pero como se ha analizado en la elección del condensador del Enclavamiento activo, para el condensador de 470 nF desaparece los picos pronunciados y la corriente media por el condensador llega a su valor 0 en el régimen permanente. Si queremos aumentar la estabilización de esta etapa debemos diseñar un condensador más pequeño; aunque aumentamos el rizado que aparecerá.

### **3.3.4 Análisis de Transformador**

Para el caso del transformador se analizará tanto la tensión como al corriente de cada devanado y, poder analizar el parecido con los datos introducidos en el programa Pexprt; para concluir si se ha realizado correctamente la simulación de los casos del transformador.

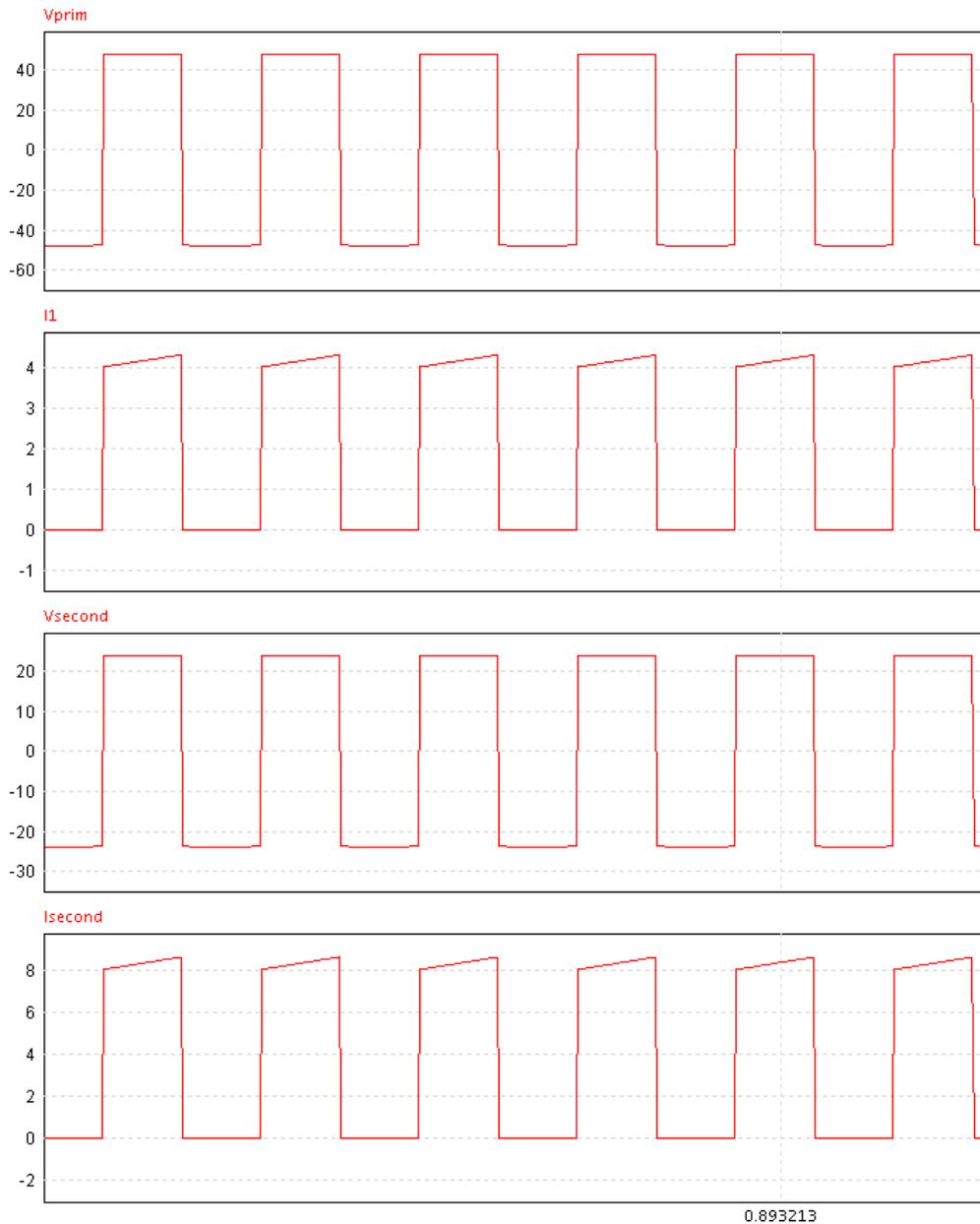


Fig. 3.43. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN EN LOS DEVANADOS DEL TRANSFORMADOR

Como se puede observar las tensiones coinciden con las expresadas en la figura 3.28 donde se observa la tensión y la corriente del primer devanado; la diferencia aparece en las corrientes, en el programa se utiliza para la corriente una forma de onda cuadrada cuando en realidad es trapezoidal, el efecto no es tan grande puesto que el rizado de la corriente en la bobina no es muy alto, pero en caso de que se simule con rizados superiores puede provocar cambios muy bruscos en los valores obtenidos.

### 3.3.5 Análisis de los diodos

Por último, se analizará las formas de onda de las tensiones y corrientes que atraviesan los diodos para analizar si el comportamiento es el correcto.

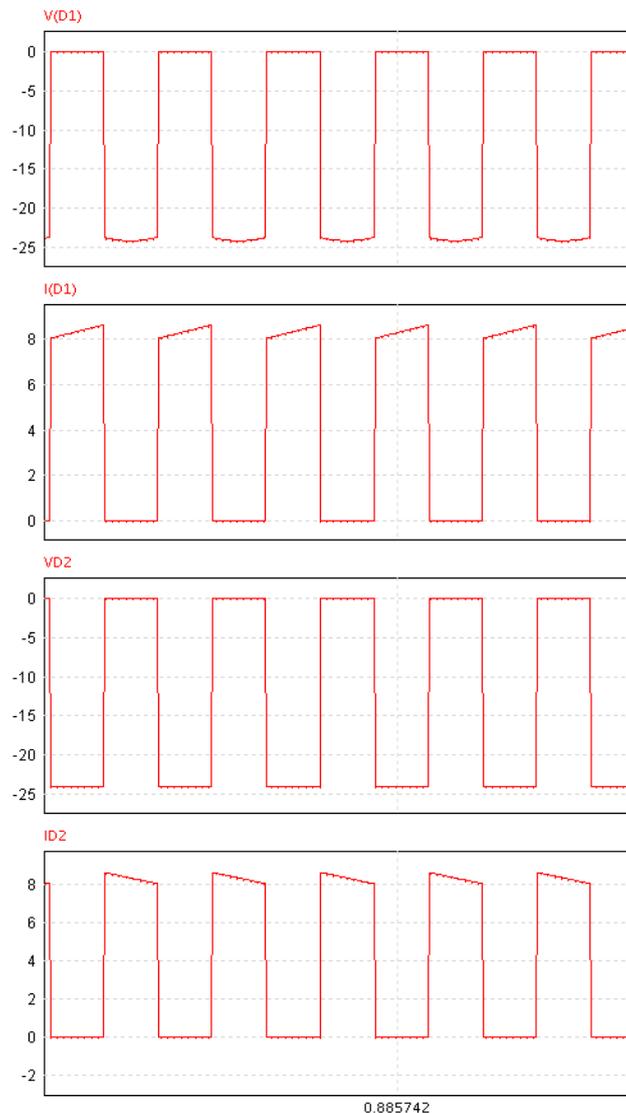


Fig. 3.44. FORMAS DE ONDA DE LA CORRIENTE Y TENSION EN LOS DIODOS

Como se observa ambos diodos tienen formas de onda complementarias, esto se explicó durante el análisis teórico donde cada diodo conduce en un periodo distinto; se observa como los valores de tensión coinciden en sus máximos y mínimos con lo calculado. Para las corrientes, se observa como los valores se obtienen de la corriente en la bobina, aunque cada diodo durante su conducción por esa razón no es la misma corriente en ambos y tampoco es la corriente de la bobina de forma completa.

Se debe remarcar una pequeña variación en los valores mínimos de la tensión del diodo 1, esto se debe a que el diodo está conectado al devanado secundario y durante el periodo

de desmagnetización del transformador aparece una sobretensión leve como consecuencia de este proceso.

### 3.3.6 Análisis de la salida

Por último, se analizará tanto la corriente como la tensión de salida del convertidor para observar el efecto del filtro y comprobar que se cumplen las especificaciones del proyecto. A diferencia con lo que sucede con el condensador del Enclavamiento activo, la salida del convertidor se estabiliza bastante rápido y con una variación relativamente baja sin tener sobretensiones o sobre corrientes demasiado grandes que puedan afectar a componentes posteriores. A continuación, se representará una versión del rizado de ambos valores para ver el efecto del filtro.

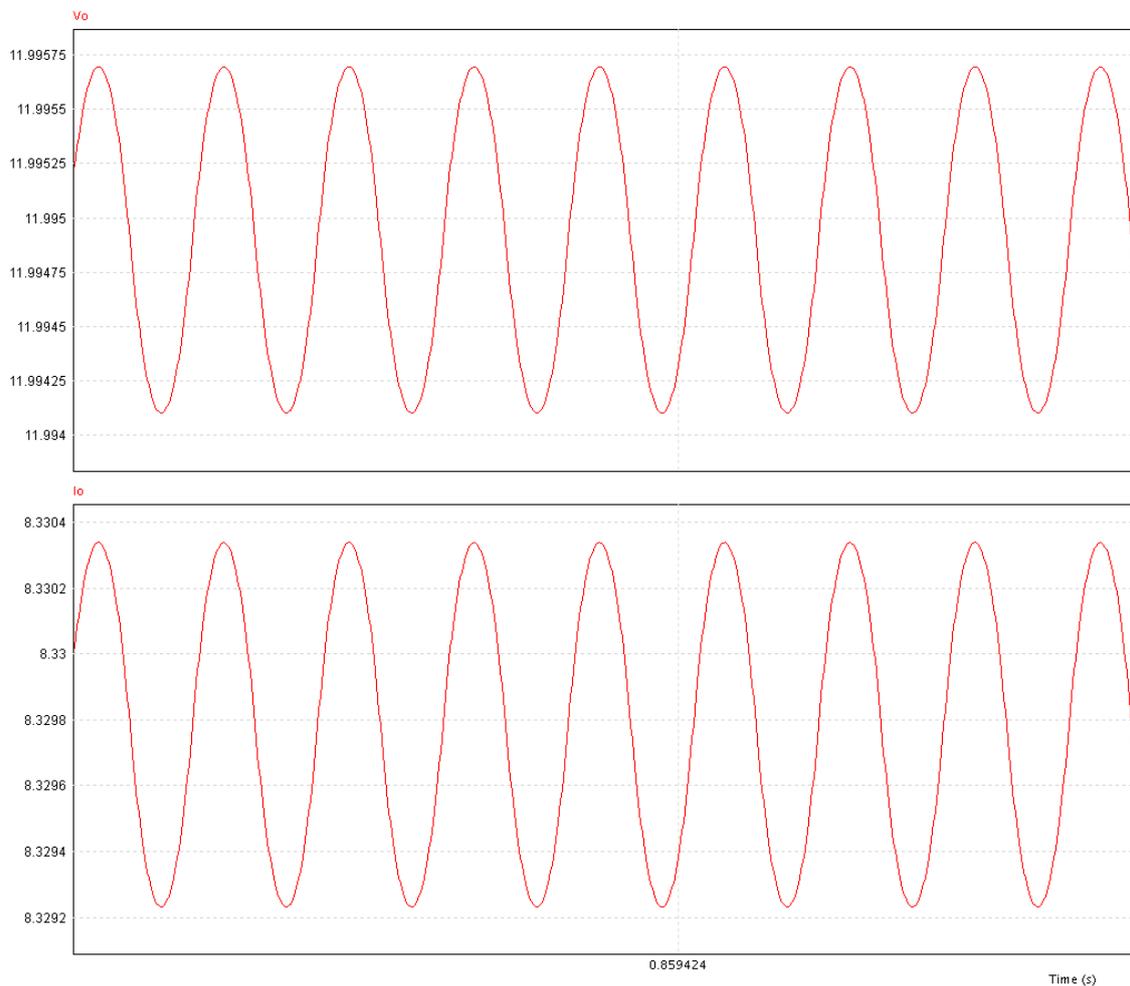


Fig. 3.45. FORMAS DE ONDE DEL RIZADO DE LA CORRIENTE Y TENSIÓN DE SALIDA

Se puede observar que el filtro cumple perfectamente lo esperado consiguiendo que el rizado no supere el 1 mV, y esto también se ve reflejado en la corriente donde el rizado es también proporcional a la tensión de 1 mA. Posteriormente se comparará con la

utilización del regulador para observar si estos valores de rizado se mantienen y si la estabilización es más rápida [14].

### 3.4 Análisis de eficiencia

En este breve apartado se analizará por completo las pérdidas totales que se han estimado para los componentes elegidos para el convertidor Forward. Se utilizará la siguiente tabla para agrupar todos los elementos con sus pérdidas.

Tabla 3.18. PÉRDIDAS TOTALES DEL CONVERTIDOR

Componente	Modelo	Pérdidas (W)
Bobina	1140-101K-RC	1.738
Transistor $Q_1$	IPA105N15N3	0.023
Transistor $Q_2$	IPA105N15N3	0.024
Condensador $C_{cl}$	X7RVJ2220	0.08
Condensador $C_o$	A768	0.000051
Diodos $D_1$ y $D_2$	NTSV20100C	2.8
Transformador	RM12/I	1.46
		<b>Pérdidas Totales (W)</b>
		6.125

Para el cálculo de la eficiencia se utilizará la siguiente expresión.

$$\eta = \frac{P_o}{P_o + P_p} \times 100 \quad (77)$$

Con este análisis de la eficiencia del convertidor se obtiene que la eficiencia es del 94.2% un valor considerablemente bueno, aunque faltaría analizar el convertidor completamente desarrollado donde entraría el efecto de la tolerancia y, los componentes reales que reducen más la eficiencia.

## 4 DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

Realizado el análisis del convertidor y comprendido su funcionamiento básico, se quiere incorporar un circuito de control al convertidor. Los circuitos de control permiten incorporar muchas mejoras a los convertidores permitiendo controlar perturbaciones que puedan aparecer en el circuito y que este pueda adaptarse a ellas sin que le afecte en sus valores del punto de trabajo y pueda seguir su funcionamiento con normal. Permite de esta manera tener un circuito controlado que ante cualquier variación pequeña pueda responder reajustando valores en vez de que algún componente sea afectado.

Para realizar el circuito de control se realizará un análisis teórico y un análisis en simulación mediante PSIM. De esta manera se pasará al programa SmartCtrl para poder configurar de forma más cómoda nuestro regulador.

### 4.1 Respuesta en frecuencia del convertidor

Se comenzará con un análisis teórico del convertidor forward. Se buscará realizar un control en modo tensión, utilizando una perturbación en el ciclo de trabajo, es decir el estudio se centrará en la relación entre la tensión de salida y el ciclo de trabajo.

En un principio, se contará con un MCC y se utilizará el punto de trabajo establecido en el análisis del convertidor. Para realizar el modelado del convertidor se utilizará el método de la corriente inyectada-absorbida; este método, analizar el modelado del convertidor se centra únicamente en la corriente que, entra al convertidor, o sale de él; se representa de forma gráfica en la figura 4.48. En nuestro caso, puesto que se busca controlar la tensión de salida del convertidor se analizará la corriente inyectada.

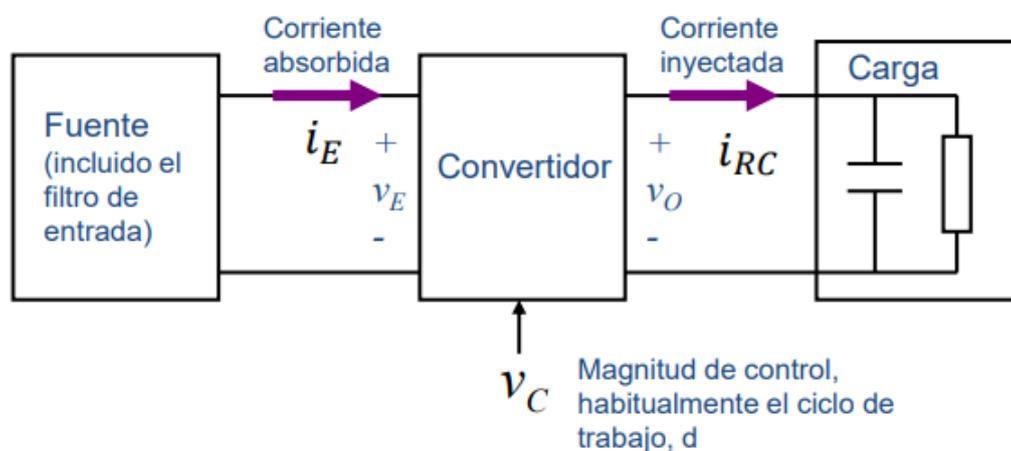


Fig. 4.46. ESQUEMA DE APLICACIÓN DEL MÉTODO CORRIENTE INYECTADA-ABSORBIDA

El esquema para analizar en nuestro convertidor será el representado en la siguiente figura 4.49, no se tendrá en cuenta el Enclavamiento activo en este momento, puesto que no realiza ningún cambio sobre el convertidor forward.

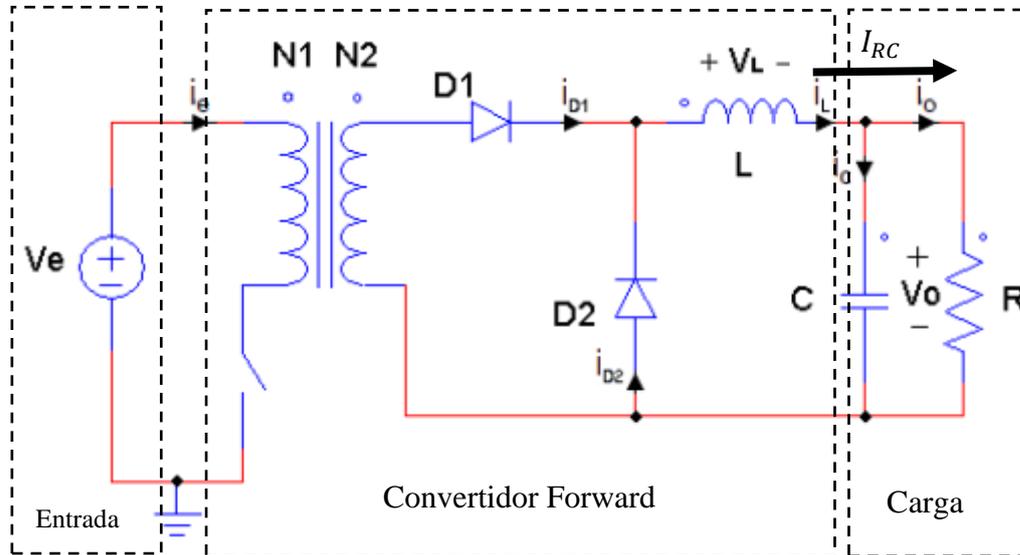


Fig. 4.47. CONVERTIDOR FORWARD

Como establece el esquema eléctrico de la figura 4.49; el convertidor termina donde hace la bobina; por lo tanto, la corriente en la bobina será la corriente inyectada por el convertidor en la carga. Por lo tanto, se deduce la siguiente expresión (62).

$$i_{RC} = i_{L_0} \quad (62)$$

En la expresión (62), se expresará la corriente promediada inyectada por el convertidor. El siguiente paso es linealizar y perturbar la corriente inyecta.

$$\hat{i}_{RC} = \partial i_{RC} = \frac{\partial i_{RC}}{\partial i_L} = \hat{i}_L \quad (63)$$

Si ahora a la expresión (63) se le aplica la transformada de Laplace se obtiene:

$$\hat{i}_{RC}(s) = \hat{i}_L(s) \quad (64)$$

Se deberá eliminar de la ecuación la corriente promediada de la bobina; puesto que se debe llegar a un parámetro de control que se pueda perturbar directamente, ya que no se puede controlar un parámetro interno del convertidor como si fuera externo. Para realizar esto se deberá utilizar la tensión en la bobina.

$$v_L = \left( v_E \times \frac{n_s}{n_p} - v_0 \right) d - v_0(1 - d) \quad (65)$$

No se puede utilizar directamente el valor medio de la tensión en la bobina, ya que no se debe considerar que este valor sea 0; puesto que esto ocurre únicamente durante el régimen permanente; por lo tanto, se deberá eliminar la corriente perturbada de la bobina utilizando la tensión durante el régimen transitorio.

$$V_L = L \frac{\partial i_L}{\partial t} \quad (66)$$

Se despejará la corriente en la bobina de la expresión (66) y se perturbará la ecuación:

$$\partial \frac{\partial i_L}{\partial t} = \frac{\partial v_L}{L} = \frac{1}{L} \left[ \left. \frac{\partial v_L}{\partial d} \right|_{v_E, v_o} \times \hat{d} + \left. \frac{\partial v_L}{\partial v_E} \right|_{d, v_o} \times \widehat{v}_E + \left. \frac{\partial v_L}{\partial v_o} \right|_{v_E, d} \times \widehat{v}_o \right] \quad (67)$$

Se añadirá la ecuación (65) a la (67) y se obtendrá desarrollando en varios pasos la corriente inyectada:

$$\hat{i}_L(s) \times s = \frac{1}{L} \partial \left[ \left( v_E \times \frac{n_s}{n_p} - v_o \right) d - v_o(1 - d) \right] \quad (68)$$

$$\hat{i}_L(s) = \frac{1}{Ls} \times \left[ \hat{d}(s) \times \left( v_E \times \frac{n_s}{n_p} \right) - \widehat{v}_o(s) + \widehat{v}_E(s) \left( d \times \frac{n_s}{n_p} \right) \right] \quad (69)$$

Una vez que se ha obtenido la expresión de la corriente en la bobina perturbada en función de la tensión se puede sustituir (69) en (64):

$$\hat{i}_{RC}(s) = \hat{d}(s) \times \left[ \frac{v_E \times \frac{n_s}{n_p}}{Ls} \right] - \widehat{v}_o(s) \times \left[ \frac{1}{Ls} \right] + \widehat{v}_E(s) \times \left[ \frac{d \times \frac{n_s}{n_p}}{Ls} \right] \quad (70)$$

Si se quiere simplificar la ecuación en función únicamente de la tensión de salida y no de la de entrada se puede incorporar la siguiente sustitución:

$$V_o = V_E \times \frac{n_s}{n_p} \times d \quad (71)$$

Ahora si se sustituye la expresión (71) en la (70) se obtiene la ecuación linealizada en pequeña señal del forward:

$$\hat{i}_{RC}(s) = \hat{d}(s) \times \boxed{\left[ \frac{A(s)}{Ls \times d} \right]} - \widehat{v}_o(s) \times \boxed{\left[ \frac{B(s)}{Ls} \right]} + \widehat{v}_E(s) \times \boxed{\left[ \frac{C(s)}{Ls} \right]} \quad (72)$$

Una vez representada la ecuación en pequeña señal del convertidor se pasará a representarla mediante bloques.

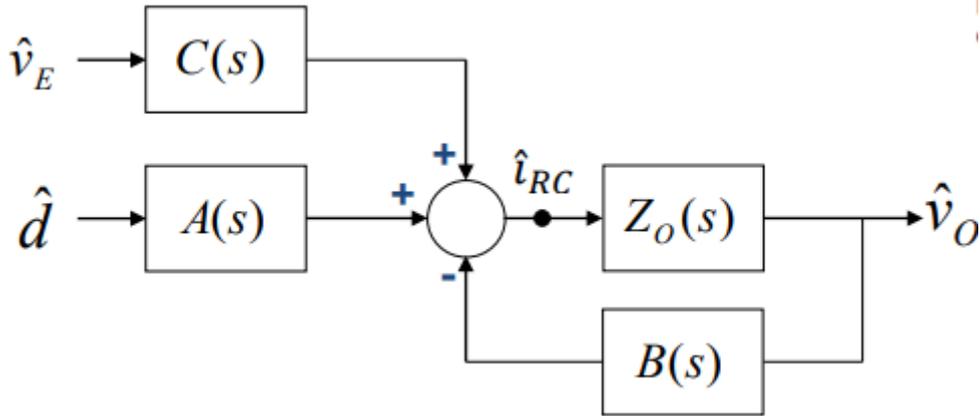


Fig. 4.48. DIAGRAMA DE BLOQUES DE LA ECUACIÓN EN PEQUEÑA SEÑAL

Mediante este diagrama se puede configurar la ganancia que se busca para poder configurar el regulador que se busca. Nuestro objetivo es ver como varia la tensión de salida ante una perturbación del ciclo de trabajo. Por lo tanto, se busca la relación  $G_{vd}(s)$ . Según el diagrama de bloque esta ganancia vendrá dada por la siguiente expresión:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_0}{\hat{d}} = \frac{A(s) \times Z_o(s)}{1 + Z_o(s) \times B(s)} \quad (74)$$

Para la obtención de la impedancia de salida se utilizará el paralelo de la resistencia y el condensador de salida; puesto que sean quedado fuera del convertidor; se incorporarán como salida de nuestro circuito y se buscará la impedancia equivalente que viene dada por la siguiente expresión.

$$Z_o(s) = R // C = \frac{R_0}{1 + R_0 C_0 s} \quad (73)$$

Finalmente, una vez que se tenga todas las ecuaciones las se sustituirá en la ecuación (74) para obtener la expresión final que da como resultado la ganancia  $G_{vd}(s)$  para conformar el regulado.

$$G_{vd}(s) = \frac{\frac{V_0}{Ls \times d} \times \frac{R_0}{1 + R_0 C_0 s}}{1 + \frac{R_0}{1 + R_0 C_0 s} \times \frac{1}{Ls}} = \frac{V_0}{d} \times \frac{1}{LC_0 s^2 + \frac{L}{R_0} s + 1} \quad (75)$$

La realización del regulador se hará mediante el software de SmartCtrl, pero antes se realizará una comparación entre un análisis en simulación de frecuencia de la perturbación de la salida con respecto a una perturbación en el ciclo de trabajo, y la expresión teórica obtenida. Si se sustituye en (75) el punto de trabajo en el que se ha centrado nuestro trabajo se obtiene (76):

$$G_{vd}(s) = \frac{24}{0.4 \times 10^{-8} s^2 + 6.94 \times 10^{-5} s + 1} \quad (76)$$

Mediante la ayuda de Matlab se puede graficar el diagrama de Bode de la expresión (76) obteniendo la siguiente figura 4.51.

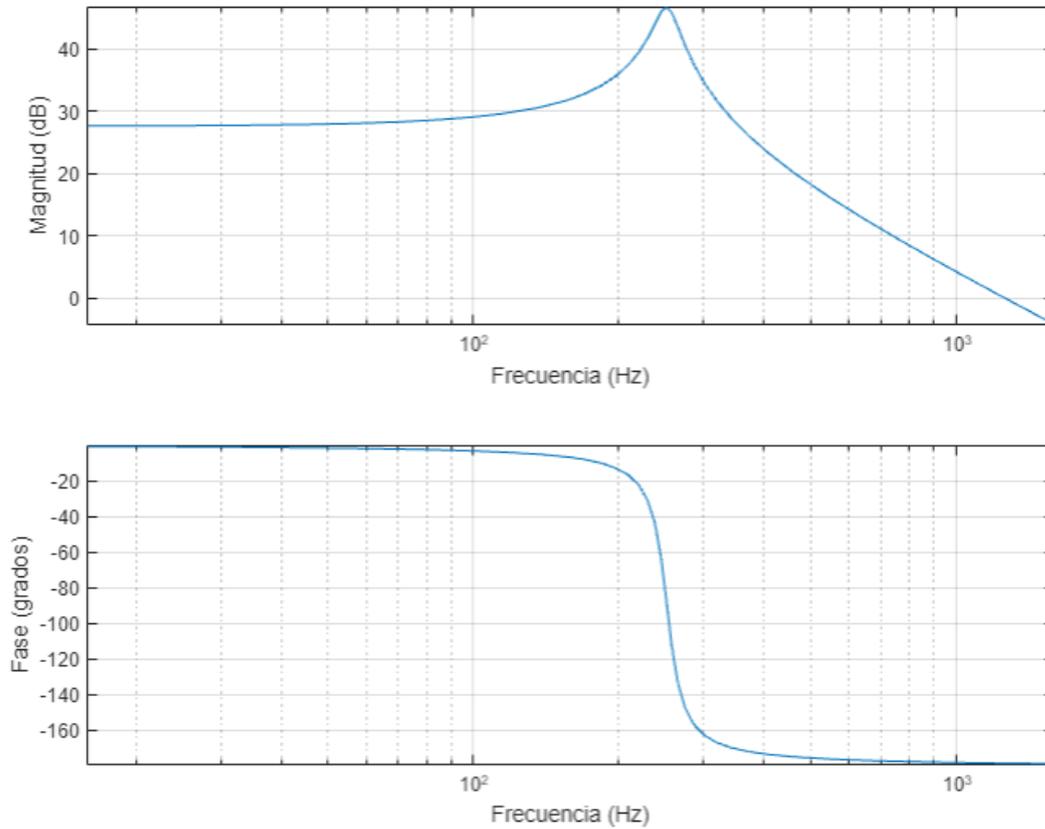


Fig. 4.49. DIAGRAMA DE DIAGRAMA DE BODE DE  $G_{vd}$

A continuación, se utilizará un análisis en frecuencia mediante un AC sweep, perturbando el ciclo de trabajo, en el circuito de la siguiente figura 4.52.

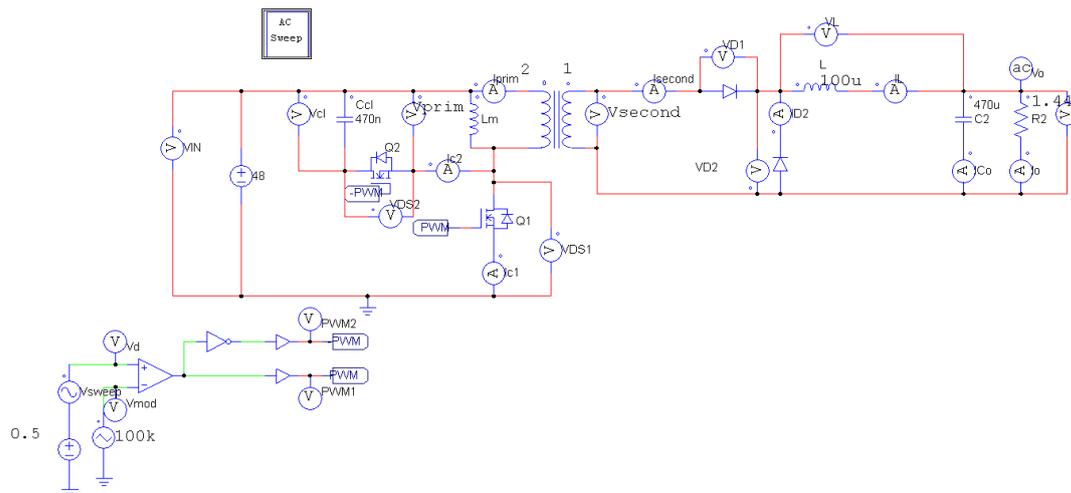


Fig. 4.50. CIRCUITO FORWARD PARA SIMULACIÓN AC

Los parámetros del AC sweep utilizado son las representadas en la siguiente imagen, se busca un barrido completo hasta 100 kHz para observar completamente el rango de frecuencias.

Simulando, utilizando la herramienta Psim con estos parámetros y perturbando el ciclo de trabajo un valor de 0.01 a lo largo de todo el rango de frecuencias se obtiene el siguiente diagrama de Bode.

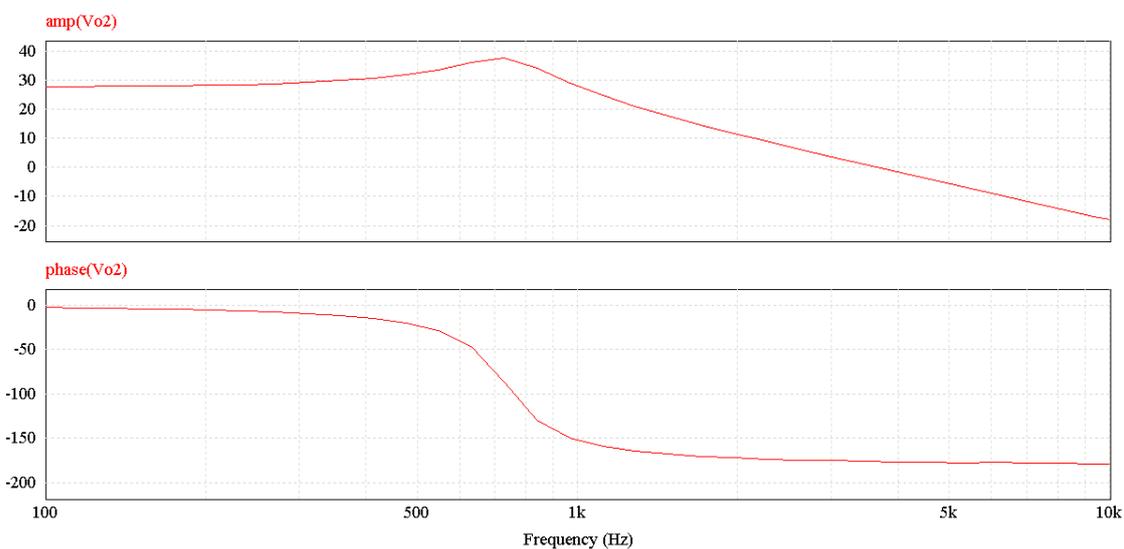


Fig. 4.51. DIAGRAMA DE BODE SIMULADO EN PSIM

Se puede comparar ambos diagramas de Bode, son sistemas sobre amortiguados con dos polos complejos conjugados. Por lo tanto, tienden a un comportamiento muy parecido, en cuanto a la ganancia se observa que en ambos casos el pico ocurre en una frecuencia de 1 kHz, aunque en la simulación ocurre unos 100 Hz antes y en la teórica 100Hz; es decir

con un error de unos 200 Hz. El caso de la simulación tiene unos 10 dB menos de ganancia en el pico; pero esto podría ser debido a que la perturbación es demasiado alta puesto que para ver el efecto en la salida; a frecuencias bajas ambos tienen el mismo comportamiento en ganancia y atenúan bastante a frecuencias altas.

Respecto a la fase ambos diagramas de Bode comienzan a 0 grados y ambos terminan a 180°; en el diagrama de Bode teórico se puede ver una pendiente mucho más pronunciada típica de sistemas sobre amortiguados; también se puede apreciarlo en la simulación, pero con una pendiente más gradual.

#### 4.2 Diseño del regulador de control

En definitiva, se tiene una buena aproximación de sistema y se puede pasar a analizar y obtener el regulador con la ayuda de SmartCtrl. Mediante la utilización de este programa se puede elegir el punto se encontrará la frecuencia de corte. Se representará en las siguientes figuras como es la configuración elegida para el punto de estabilidad.

En un primer lugar, se escogerá un regulador tipo 3 debido a que permite una mayor rapidez la y una atención a altas frecuencia muy buena, funciona muy bien con sistemas de segundo orden como es el caso del forward, y permitirían eliminar ese efecto de inestabilidad dado por los dos polos conjugados.

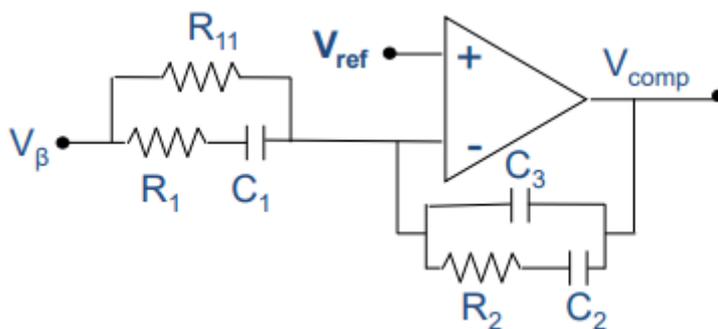


FIG. 4.52 REGULADOR TIPO 3

En la figura 4.55, se puede observar el esquema eléctrico del regulador tipo 3; el cual se añadirá al diseño del convertidor en la herramienta Psim.

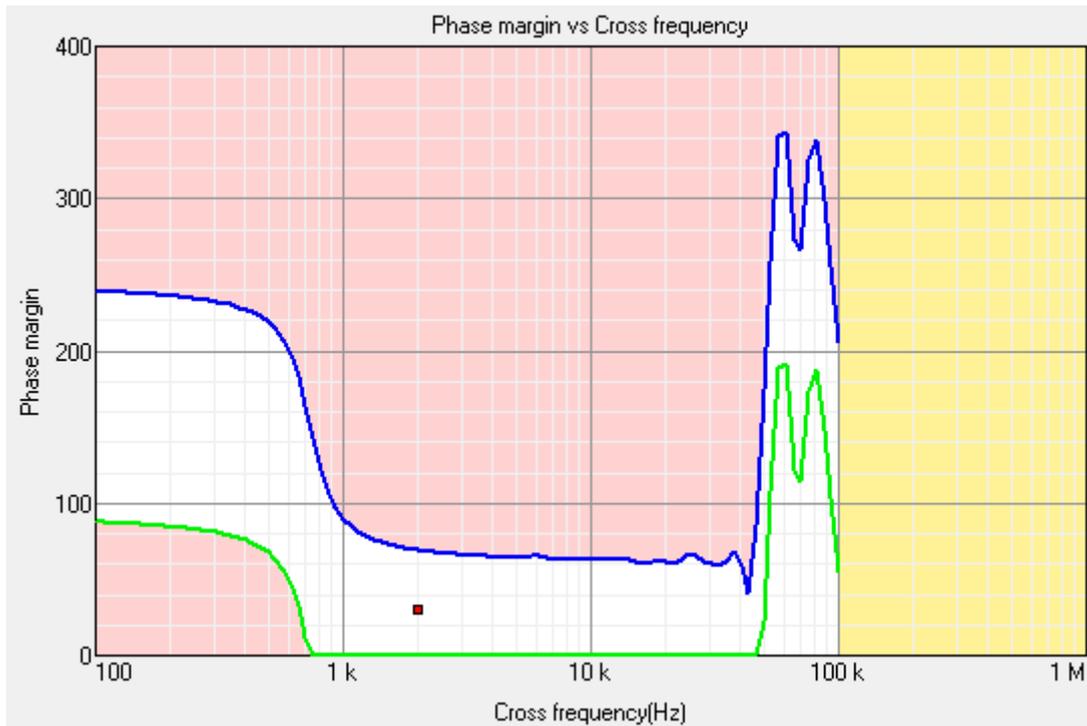


Fig. 4.53. ELECCIÓN DE LA FRECUENCIA DE CORTE

Mediante este panel se puede escoger la frecuencia de corte que se quiere que tenga nuestro regulador así posteriormente ir analizando el efecto. Normalmente se buscará una frecuencia de corte sobre una o dos décadas por debajo de la frecuencia de conmutación; en este caso se elegirá una frecuencia de 2 kHz, debido a que ajusta correctamente la ganancia en lazo abierto, para que no corte con 0 dB provocando un mal diseño donde los valores en frecuencias bajas estarían muy atenuados.

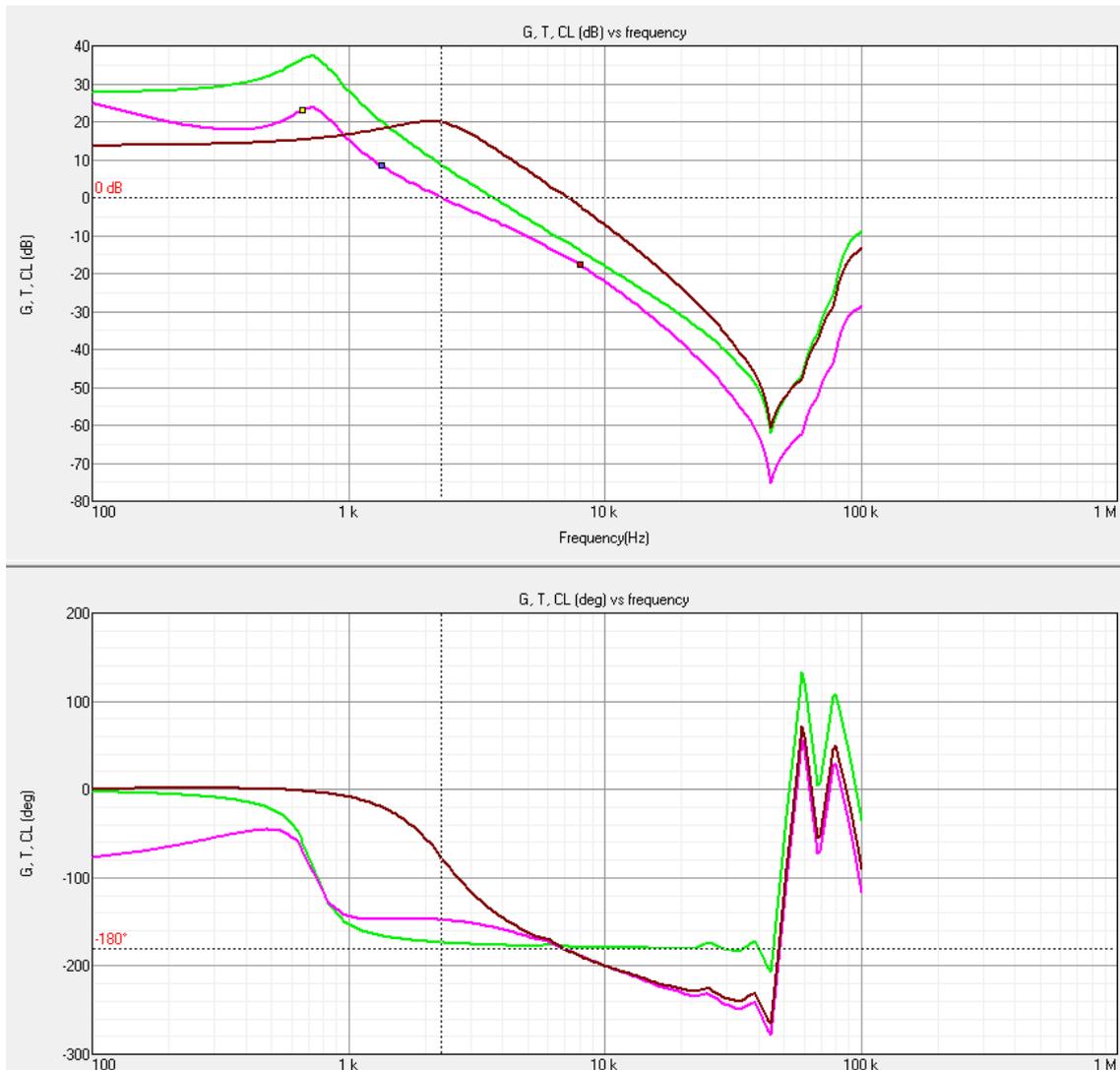


Fig. 4.54. DIAGRAMA DE CONTROL DE LA HERRAMIENTA SMARTCONTRL

En esta pantalla del programa se puede observar cómo varían los diagramas de Bode de nuestro convertidor en función de la frecuencia de corte; la gráfica de color marrón permite conocer cómo será la estabilidad del sistema en bucle cerrado, en el momento en el que funcione el regulador. Se observa que, para la frecuencia elegida, se produce una atenuación considerable a frecuencias bajas y aun mayor en frecuencias altas comparado con la planta en solitario, de esta manera en bajas frecuencias se tiene un peor funcionamiento puesto que se pierde cierta información, pero, en altas frecuencias el convertidor atenúa bastante mejor cualquier ruido que pueda aparecer.

Una vez elegida configuración el programa permite añadir al circuito el regulador. En la siguiente figura 4.57 se puede observar el circuito del Forward con Enclavamiento activo y el regulador tipo 3 en un mismo circuito.

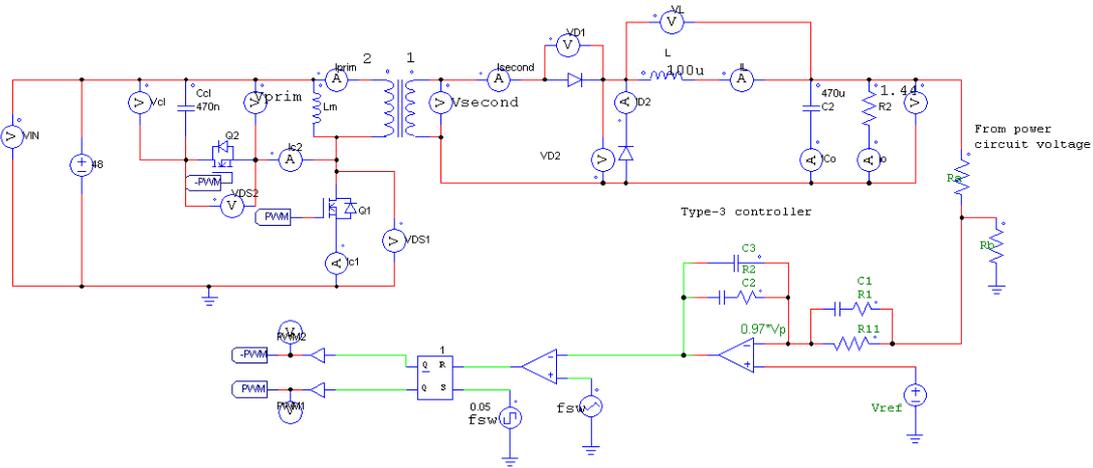


Fig. 4.55. CIRCUITO DEL CONVERTIDOR FUNCIONAMIENTO LAZO CERRADO

Se procederá a comparar la salida simulada en el epígrafe anterior con la salida que se obtendrá en este circuito y observar si hay variaciones.

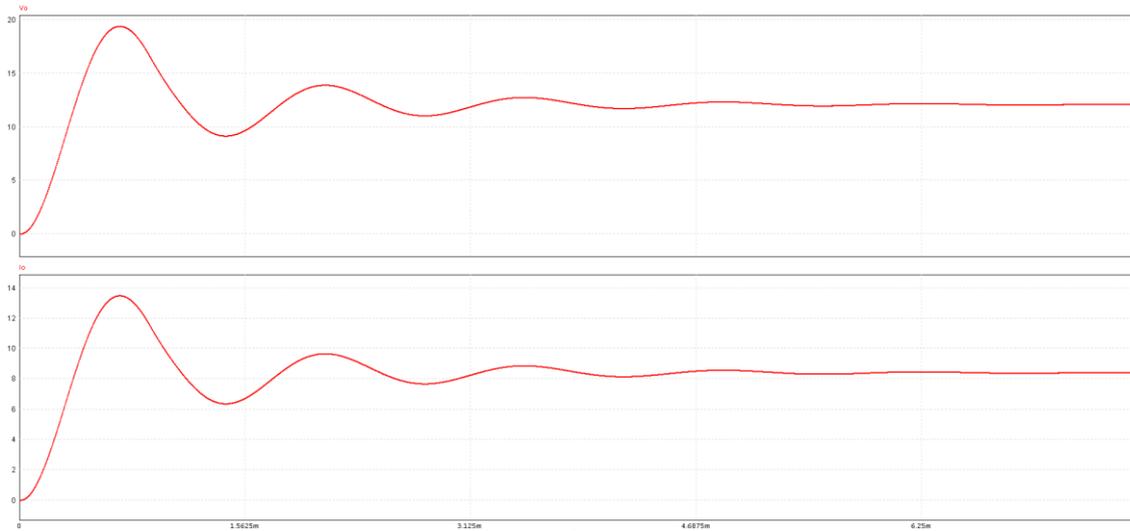


Fig. 4.56. FORMAS DE ONDA DE TENSIÓN Y CORRIENTE DE LA SALIDA DEL CONVERTIDOR EN FUNCIONAMIENTO EN LAZO CERRADO

Se puede observar cómo comparando ambas formas de onda no se aprecia una mejora clara en la velocidad de estabilización ni en una disminución de la sobre conmutación que aparece tanto en la tensión como en la corriente. Este efecto se debe a que el comportamiento del convertidor con el regulador, y sin él es prácticamente el mismo; al menos en simulación; esto indica que se puede haber realizado una mala elección de la frecuencia de corte, provocando que el regulador no afecte prácticamente a la planta. En este caso un aumento de la frecuencia de corte provoca que el convertidor en lazo cerrado

reduzca mucho su ganancia en bajas frecuencias haciendo que los valores que realmente buscamos no se amplifiquen.

Al disminuir la frecuencia de corte a 600 Hz se ve que el efecto sobre la forma de onda es prácticamente el mismo como se representa en la siguiente figura 4.60.

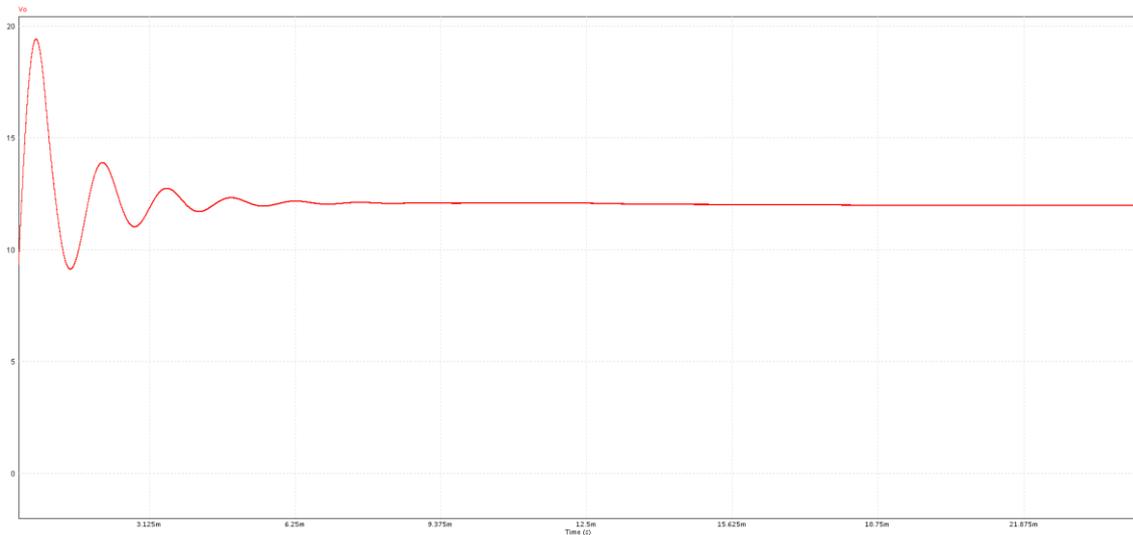


Fig. 4.57. TENSION DE SALIDA EL CONVERTIDOR CON UNA FRECUENCIA DE CORTE DE 600 Hz

Por lo tanto, la frecuencia de corte que se ha elegido tiene un comportamiento, aunque no positivo a simple vista, no afecta negativamente al convertidor, sino que mantiene sus prestaciones y es capaz de regular perturbaciones en sus valores.

## 5 DISEÑO FÍSICO DEL CONVERTIDOR

Se realizará una propuesta de placa de circuito impresa, aunque el desarrollo del prototipo no podrá realizarse en el proyecto; de todos modos, se analizará la utilización de una posible placa de circuito impresa. Para ello se va a emplear la herramienta Orcad Layout.

En primer lugar, se debe tratar el tema de la doble conmutación complementaria. En la generación de estas señales se realizará con un circuito de control ya montado y, contiene un regulador tipo 3, aunque puede que los valores varíen al analizado en simulación; puesto que no es un diseño directamente creado para este montaje. Este circuito únicamente envía una señal PWM, por lo que se necesitará un controlador que sea capaz de crear la señal PWM complementaria par el transistor 2.

Para crear la señal complementaria se utilizará el controlador IR2110, este componente permite controlar a altos voltajes y frecuencias nuestros transistores. Por separado un único componente de este tipo permite controlar hasta un máximo de dos transistores, además se aprovecha también la sencillez del circuito que se debe utilizar para este componente. El circuito se representa en la figura 3.61 aunque aparezcan dos integrados otros únicamente se utilizarán uno.

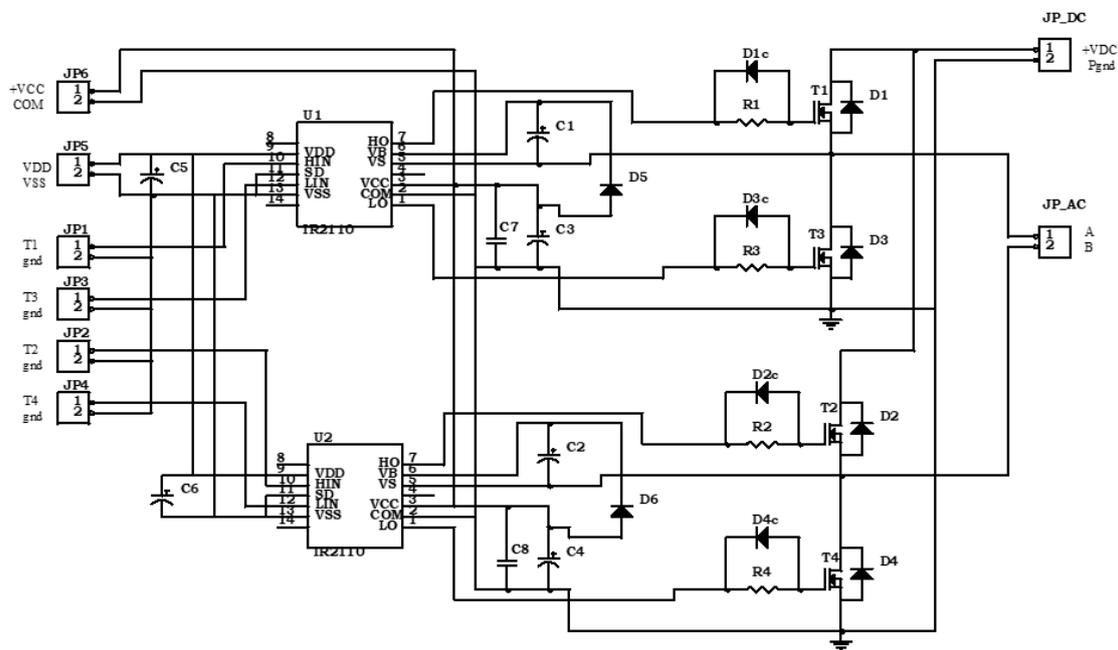


Fig. 3.58 ESQUEMA ELECTRO DE CONTROL DE LOS TRANSISTORES BASADO EN EL CIRCUITO DE PACTICAS CON INVERSORES DE LA ASIGNATURA ELECTRÓNICA DE POTENCIA

Se pasa al circuito que se diseñará para la placa de circuito impresa, se utilizará el programa Orcad Capture para el circuito y Orcad Layout para el diseño de la placa de circuito impresa. El circuito utilizado se representa en la siguiente figura 3.62.

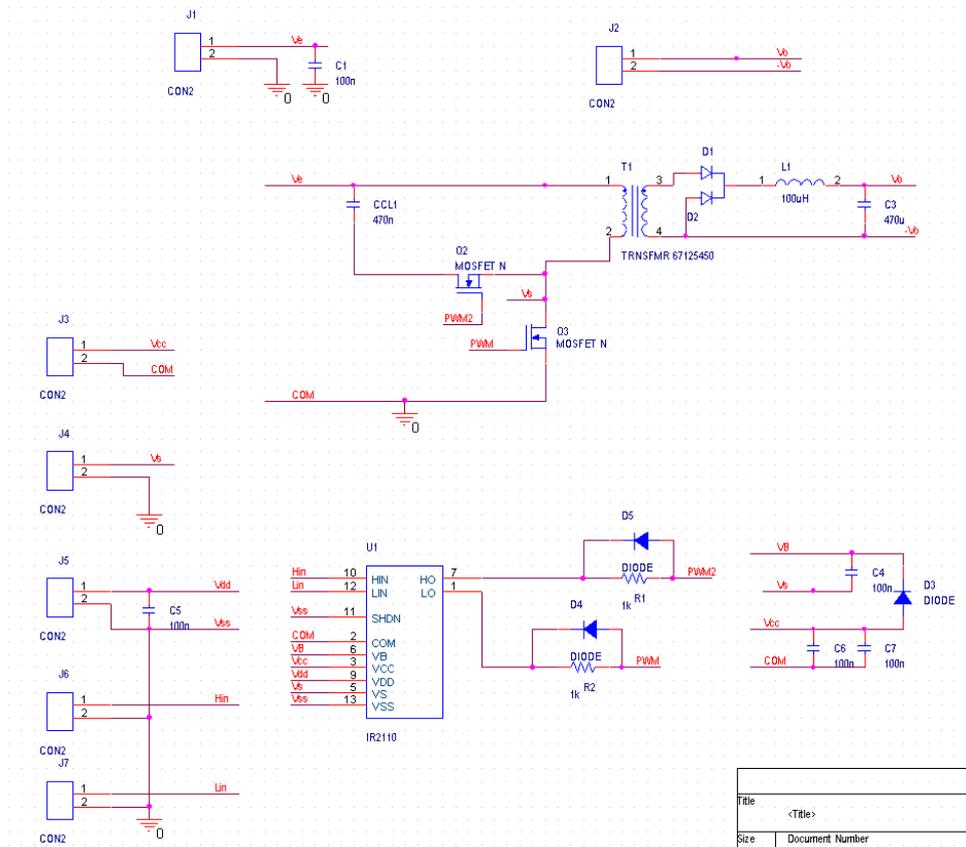


FIG. 3.59 CIRCUITO DEL CONVERTIDOR EN ORCADCAPTURE

Se aconseja como se muestra en la figura 3.62 la utilización de condensadores desacoplos los cuales en simulación no tienen un efecto real; pero cuando se busca implementar circuitos reales, es necesario introducir elementos que sean capaces de filtrar ruido que puede introducirse en el circuito. En un primer lugar estos condensadores deben estar entre el circuito y la fuente de alimentación, o la etapa anterior; estos condensadores en la instalación de la placa de circuito impresa se deben incorporar en una zona cerca a los componentes que filtren. A continuación, se mostrará la placa de circuito impresa propuesta rutada y la capa de abajo(bottom) la cual se ha utilizado para rutar la placa en la figura 3.63.

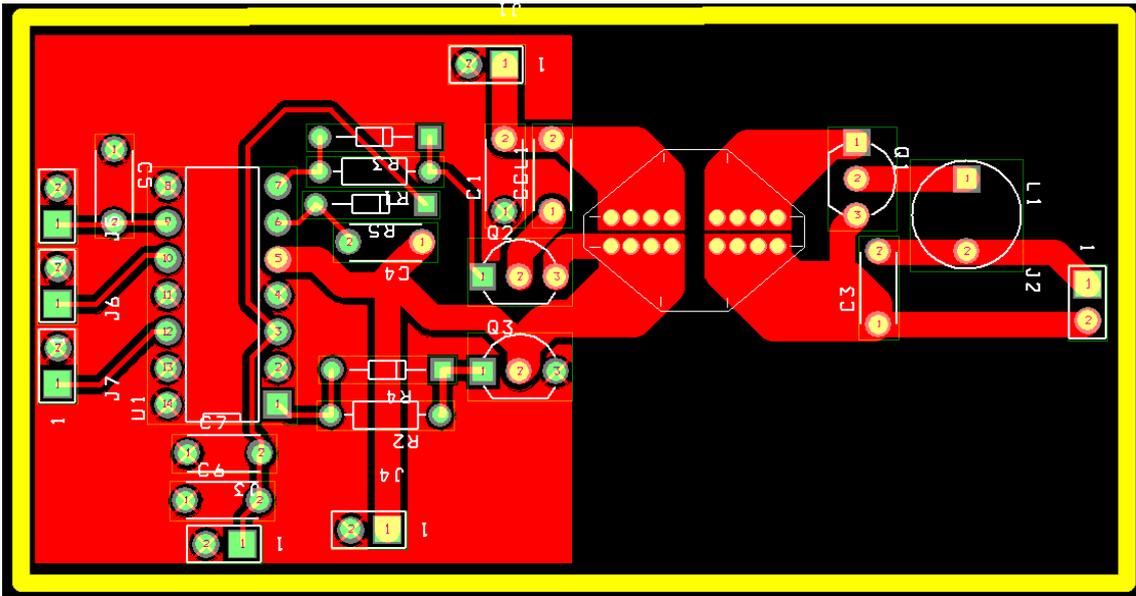


FIG. 3.60 DISEÑO GENERAL DE LA PLACA

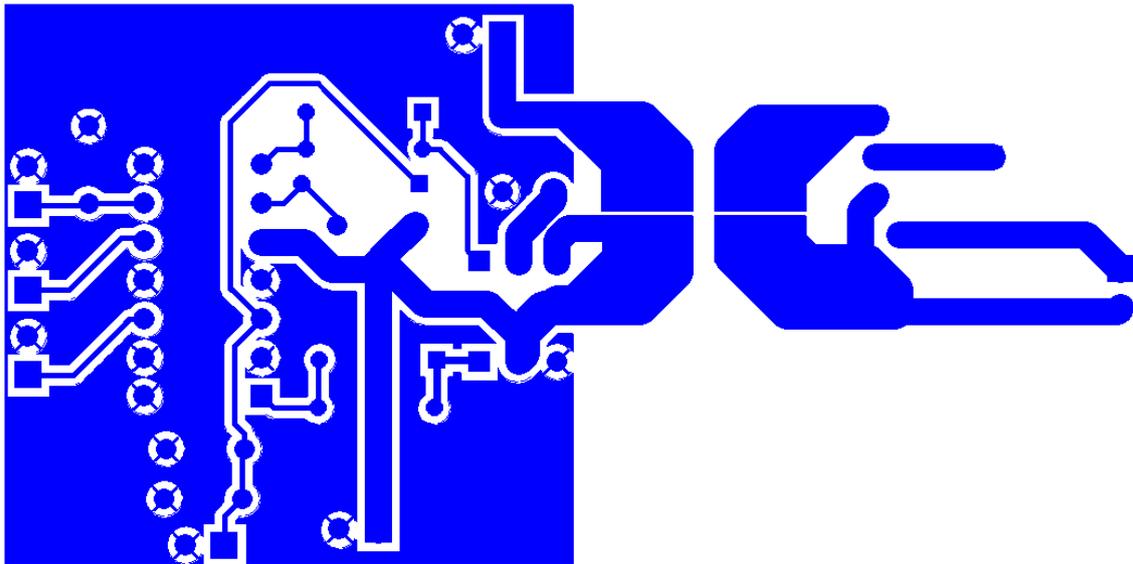


FIG. 3.61 CONEXIONES EN LA CAPA BOTTON

Para el diseño de esta placa de circuito impresa se debe tener en cuenta que las pistas de potencia donde mayor tensión y corriente existe deben ser considerablemente más grandes y, con más espacio que el resto de los componentes; para minimizar el ruido que pueda aparecer en este tipo de circuitos.

## 6. CONCLUSIONES

A lo largo de la memoria se ha ido desarrollando un proceso analítico de los valores teóricos con los que se ha ido trabajando; el principal objetivo de este proyecto es obtener un convertidor CC-CC que sea capaz de cumplir unas especificaciones concretas, y que lo haga con la mayor eficiencia y presión posible. Después de este proceso analítico se ha obtenido varias conclusiones sobre el convertidor Forward, así como conclusiones sobre la implementación del Enclavamiento activo.

Después de realizar el análisis de convertidor, se obtuvo una clara diferencia entre el Forward y el resto de los convertidores en cuanto a eficiencia. Además, se decidió incluir un método de desmagnetización mediante la configuración Enclavamiento activo, esta configuración ha demostrado ser bastante importante a lo hora de obtener una eficiencia alta; debido a que permite una gran capacidad de adaptabilidad; es decir, el Enclavamiento activo permite al circuito reducir las tensiones que caen sobre el transistor principal, la conclusión más importante del enclavamiento activo, es el buen diseño que debe realizarse en su condensador, esto se debe a que un mal diseño aumenta tanto las pérdidas en los componentes, así como hacer peligrar la integridad del transformador.

Continuando con el forward, el modelado realizado para la obtención del regulador no obtuvo el resultado esperado, donde se buscaba una reducción del tiempo de estabilización del convertidor, pero ninguna de las frecuencias parecía dotar al convertidor de un cambio demasiado notable.

Por otro lado, el desarrollo del transformador permite una mayor aproximación a la figura de este componente permitiendo entender su comportamiento y, así poder realizar un mejor diseño del condensador del Enclavamiento activo para buscar ese equilibrio sin que se llegue a la saturación.

Como conclusión, se ha obtenido por un lado un rendimiento del 94.2%, dotando al convertidor de una eficiencia considerable; y se ha fijado un rizado en la salida del convertidor de 1 mV; dando unas características de presión en la salida bastante buenas; en pocas palabras en simulación se ha cumplido el objetivo de crear un convertidor con unas especificaciones altas en eficiencia y buenas prestaciones; pero faltaría realizar un análisis práctico del convertidor para poder conseguir ese último paso y ver si el proceso analítico se ha realizado de forma exitosa.

## 7. MARCO REGULADOR Y ENTORNO SOCIOECONÓMICO

### 7.1 Marco regulador

El desarrollo de la electrónica de potencia cada vez es más grande, su aplicación de forma horizontal a una gran cantidad de industrias permite que se realicen una gran cantidad de investigaciones en este ámbito, permitiendo que se desarrollen distintos productos y evolucionen de forma constante.

Estos productos que normalmente incorporan algún sistema electrónico o incluso son sistemas electrónicos complejos, deben seguir una normativa estricta. Esta normativa se denomina CEM y tiene varias características a cumplir:

- Los aparatos que se construyan deberán hacerlo teniendo en cuenta que las perturbaciones que estos generen y deberán quedar limitadas por los aparatos de telecomunicaciones. [16]
- Además, estos aparatos deben construirse con repuestos que se acoplen a aparatos que cumplan dicha normativa. [16]

Lo que busca la normativa CEM es una seguridad eléctrica y compatibilidad electrónica; puesto que hoy en día existen innumerables dispositivos que en caso de no tener estas protecciones pueden ocasionar daños a sus usuarios u a otros dispositivos.

En España, esta seguridad eléctrica se basa en el cumplimiento del Reglamento Electrotécnico de Baja tensión; es un Real Decreto 842/2002, aprobado el 18 de septiembre de 2002.

Este Real Decreto exige, en un primer lugar que los dispositivos cuenten con un aislamiento galvánico que proteja al usuario u a otros dispositivos de subidas altas de corriente. Además, también se exige que los aparatos cuenten con un recubrimiento metálico conectado a tierra, para proteger al usuario mediante un diferencial si existiera una deriva de un componente este saltaría protegiendo al usuario.

En conclusión, hoy en día es obligatorio establecer tanto protecciones hacia el usuario que utilizara el producto, como protecciones ante otros aparatos que puedan crear interferencias en el funcionamiento de tu dispositivo.

## **7.2 Entorno socioeconómico**

Hoy en día la demanda de convertidores CC-CC es creciente, la utilización de este tipo de convertidores se lleva popularizando desde hace años, debido a que tienen son robustos y se pueden hacer funciones en todas las condiciones. Ya no solo se habla de que se utilicen en tecnologías punteras como la espacial si no que prácticamente se vive rodeados de estos dispositivos electrónicos.

Este proyecto conforma la creación de un convertidor Forward con Enclavamiento activo; su principal objetivo es ser lo más eficiente y preciso posible; debido a que debe cumplir unas especificaciones muy concretas a nivel espacial. Pero esto no separa este proyecto de otra aplicación, este convertidor realmente realiza una función de reducción de tensión que podría realizar en cualquier otra aplicación.

La diferencia real que aparece en la electrónica, para que este dispositivo pueda o no realizar sus funciones en una u otra aplicación son únicamente los componentes que lo conforman. Por ejemplo, si se busca una aplicación donde el calor es un problema; se debería buscar componentes que cumpliendo con sus funciones protejan al circuito de esta característica, y de igual manera ocurre a nivel espacial; los diseños realmente no varían en gran manera lo que si lo hace son los componentes que se utilizan puesto que si se llevará cualquier convertidor que se usa en cualquier cargador que se usan en nuestro día a día al espacio, duraría muy poco puesto que lo que realmente diferencia las aplicaciones son los materiales que se utilizan. Por lo tanto, es crucial analizar qué características deben tener tus componentes para soportar que condiciones; porque el diseño puede ser el mismo, pero si tus componentes no aguantan dará igual.

Por la electrónica siempre ha sido una ingeniería muy horizontal puesto que se puede aplicar a cientos de sitios, pero con las características específicas.

## **7.3 Presupuesto**

A continuación, se expondrá el presupuesto total del proyecto, se contabilizará todo el presupuesto asociado al desarrollo del convertidor CC-CC teniendo en cuenta el precio de los componentes y la investigación.

Tabla 7.19. PRESUPUESTO

<b>Componente</b>	<b>Modelo</b>	<b>Unidades</b>	<b>Precio unitario (€)</b>	<b>Precio Total (€)</b>
<b>Bobina</b>	1140-101K-RC	1	9.13	9.13
<b>Transistor <math>Q_1</math></b>	IPA105N15N3	2	4.21	8.42
<b>Transformador</b>	RM12/I	1	17	17
<b>Condensador <math>C_{cl}</math></b>	X7RVJ2220	1	0.03	0.03
<b>Condensador <math>C_o</math></b>	A768	1	0.822	0.822
<b>Diodos <math>D_1</math> y <math>D_2</math></b>	NTSV20100C	1	1.07	1.07
<b>Actividad</b>	€/hora	Nº de horas		<b>Precio Total (€)</b>
<b>Diseño</b>	25	120	-	3000
<b>Documentación</b>	20	80	-	1600
			<b>Precio Total del proyecto (€)</b>	
			4636.5	

## 8. BIBLIOGRAFIA

- [1] “Era espacial” Disponible en: [https://es.wikipedia.org/wiki/Era\\_espacial](https://es.wikipedia.org/wiki/Era_espacial) (Agosto 2021)
- [2] Christopher Leonard (2017) “Challenges for Electronic Circuits in Space Applications” Disponible en: <https://www.analog.com/en/technical-articles/challenges-for-electronic-circuits-in-space-applications.html> (Agosto 2021)
- [3] Modular Devices Inc (2003) “SPACE Power Supplies”  
Disponible en: [https://www.spantech.es/cat/Modular/MDI\\_Space\\_Pwr\\_Supply.pdf](https://www.spantech.es/cat/Modular/MDI_Space_Pwr_Supply.pdf) (Agosto 2021)
- [4] Carlos Maiocchi (2013) “¿Qué es el aislamiento galvánico?”  
Disponible en: <https://www.equaphon-university.net/que-es-el-aislamiento-galvanico/> (Agosto 2021)
- [5] Vicente García (2014) "Aislamiento Galvánico"  
Disponible en: <https://www.diarioelectronicohoy.com/blog/aislamiento-galvanico> (Agosto 2021)
- [6] Carlos Espinoza (2003) “SISTEMAS ELECTRÓNICOS” - Academia.edu (Agosto 2021)
- [7] Stevanovic (2016) “Low Power Distribution Module for Space Applications: Analysis and Comparison of Different Architectures and DC/DC Topologies, Master Thesis, Centro de Electronica Industrial”, Universidad Politecnica de Madrid, Madrid, Spain, Disponible en: <http://cei.upm.es/master/masteren.htm> (Febrero 2021)
- [8] Steve Mappus (2004) “Enclavamiento activo Transformer Reset: High Side or Low Side?” (Agosto 2021)
- [9] Version 2 EE IIT, Kharagpur “Module 3 DC to DC Converters”  
Disponible en: [https://nptel.ac.in/content/storage2/courses/108105066/PDF/L-23\(DP\)\(PE\)%20\(\(EE\)NPTEL\).pdf](https://nptel.ac.in/content/storage2/courses/108105066/PDF/L-23(DP)(PE)%20((EE)NPTEL).pdf) (Agosto 2021)

- [10] A. Barrado, C. Fernández, A. Lázaro, E. Olías, M. Sanz, P. Zumel (2017) “Conversión CC/CC” Disponible en: <http://ocw.uc3m.es/tecnologia-electronica/electronica-potencia/material-de-clase-1/MC-F-005.2.pdf> (Agosto 2021)
- [11] Wilaeba Electrónica (2019) “Valor medio y Valor eficaz”  
Disponible en: <https://wilaebaelectronica.blogspot.com/2019/08/valor-medio-y-valor-eficaz.html> (Agosto 2021)
- [12] Blog “Calculating capacitor ESR from Tan( $\delta$ )” (2019)  
Disponible en: <https://forum.digikey.com/t/calculating-capacitor-esr-from-tan/2633> (Agosto 2021)
- [13] G. Salinas, B. Stevanovic, P. Alou, J. A. Oliver, M. Vasić, J. A. Cobos (2016) “Forward with Enclavamiento activo for space applications: clamp capacitor, dynamic specifications, and EMI filter impact on the power stage design” (Febrero 2021)
- [14] Anders Lind (2013) “Forward converter design Note”  
Disponible en: <https://www.mouser.com/pdfdocs/2-10.pdf> (Agosto 2021)
- [15] Despacho Ribas & Rodríguez (1997) “Normative CEM”  
Disponible en: <https://www.computerworld.es/archive/normativa-cem> (Agosto 2021)