UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

TRABAJO DE FIN DE GRADO

Diseño, simulación y construcción de un cargador desde la batería de un coche

Grado en Ingeniería Electrónica Industrial y Automática

Autor:

Elena Teresa Gutiérrez Burguillo

Tutor:

Dra. Cristina Fernández Herrero

Agradecimientos

A mi familia que siempre ha estado ahí y ha sabido ver lo mejor de mí en todo momento alentándome a seguir en cada paso que daba. En especial a mis padres porque con su cariño y apoyo incondicional han sabido guiarme a lo largo de mi vida al mismo tiempo que han sido un modelo a seguir, por todo ello y mucho más, mi más sincero agradecimiento.

También agradecer a mi hermana Alba, su ayuda y todas las horas que directa o indirectamente ha dedicado a mi persona, convirtiéndose en un pilar fundamental en mi trayectoria.

A mis amigas de la infancia por su eterna paciencia y comprensión, con las cuales he compartido momentos inolvidables a pesar de la falta de tiempo.

A mis compañeros de universidad por hacerme sonreír cada día y amenizarme estos años de estudio; sobre todo a los conocidos este último año, por darme a conocer una nueva faceta universitaria y por ponerme en contacto con el mundo laboral, a todos vosotros, muchas gracias.

Por último, y no por ello menos importante, deseo expresar mi gratitud a la doctora Cristina Fernández Herrero, quien ha hecho posible que este trabajo tuviese lugar y quien me ha guiado durante la realización del mismo.

Resumen

Este trabajo presenta las fases de diseño, simulación e implementación de un convertidor CC/CC basado en la topología elevadora, junto con el modelado y la construcción de un lazo de control para su funcionamiento. El objetivo principal es desarrollar un cargador que conectado a la batería de un coche sea capaz de suministrar la energía necesaria para cargar un portátil.

En primer lugar se ha llevado a cabo un estudio del entorno y se han obtenido las características y requisitos mínimos que debía cumplimentar el sistema para poder llevar a cabo el proyecto. El cargador ha de ser capaz de transformar la tensión continua de 12 voltios procedente del coche en una tensión de 19 voltios que alimente el portátil conectado al mismo. Además la potencia entregada a la salida debe ser de 65 watios.

Tras la familiarización de las partes y componentes de un convertidor elevador, se ha procedido a analizar su respuesta dinámica bajo un control en tensión. Este proceso de control y respuesta es fundamental y requiere un estudio detallado, pues en él radica la mayor parte del funcionamiento del convertidor. Si un dispositivo electrónico no posee un control adecuado o su respuesta no se adecúa a lo deseado, el resultado puede ser erróneo, pudiendo incluso estropear el aparato.

A continuación y en base a los resultados previos, se han establecido las especificaciones necesarias para poder calcular el diseño del regulador. Este prototipo se ha discretizado y se ha validado mediante simulaciones llevadas a cabo con las herramientas software del laboratorio. Los resultados obtenidos con el programa demuestran que los cálculos llevados a cabo y los componentes escogidos efectivamente se adaptan al objetivo de cargar un portátil con las características especificadas anteriormente.

Después se han diseñado, fabricado y construido las placas del circuito impreso del sistema. Para finalizar se ha probado la etapa de potencia del convertidor elevador y diseñando el lazo de control asociado. Este último funciona y aporta la señal cuadrada al MOSFET y permite regular la frecuencia y el ciclo de trabajo que garantiza el funcionamiento deseado.

Abstract

This Thesis presents the design, simulation and implementation of a DC/DC converter based on boost topology, together with the modelling and construction of a control loop for its operation. The main objective is to develop a charger connected to the battery of a car capable of supplying the required energy in order to charge a laptop.

First of all, it carried out a study of the environment and it has been obtained the characterictics and minumum requirements that the system should fulfill to carry out the Project. The chrager must be able to transform a voltaje of 12 volts from the car to 19 volts capable of power the laptop connected to the car. Besides the power delivered at the output should be 65 wats.

After familiarizing with the parts and components of a boost converter, it has been proceed to analyze the dynamic response under voltaje control. This control´s process and the response of the system are important and require a detailed study because they lie most of the invertir operation. I fan electronic device does not have an adequate control or the response does not conform the requirements, the results can be wrong, even they can originate a damage in the unit.

Next and taking into account the previous results, it has been settle down the specifications needed to calculate the design of the regulator. This prototype has been discretized and validated through simulations performed with lab software tools. The results obtained with the program prove that the calculations performed and the components selected match with the aim of charging the laptop following the characterictics specified above.

Following be proceed to the design and manufacture of printed circuit boards of the system. Finally, it has been checked the power step of the boost converter and designed the associated control loop. The control loop Works and provides the pulse signal to the MOSFET and allows to regulate the frequency of the system and the duty cycle that ensures the desired performance.

Contenido

Agradecimientos ..... - 1 -

Resumen ..... - 2 -

Abstract ..... - 3 -

Índice de figuras ..... - 6 -

Índice de tablas ..... - 8 -

Lista de acrónimos y símbolos ..... - 9 -

1 INTRODUCCIÓN ..... - 11 -

1.1 OBJETIVOS Y ESPECIFICACIONES ..... - 13 -

1.2 ORGANIZACIÓN, ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO ..... - 15 -

2 ESTADO DEL ARTE ..... - 16 -

2.1 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES ..... - 17 -

2.2 MODOS DE FUNCIONAMIENTO ..... - 20 -

2.3 SELECCIÓN TOPOLOGÍA ..... - 21 -

3 DISEÑO DEL CONVERTIDOR CC/CC. ELEVADOR ..... - 22 -

3.1 ÁNALISIS MATEMÁTICO ..... - 21 -

3.1.1 CÁLCULOS DE LA INDUCTANCIA ..... - 26 -

3.1.2 CÁLCULOS DEL CONDENSADOR ..... - 29 -

3.2 SELECCIÓN COMPONENTES ..... - 30 -

3.2.1 MOSFET ..... - 30 -

3.2.2 DIODO ..... - 32 -

3.2.3 CONDENSADORES ..... - 35 -

3.2.4 BOBINA ..... - 37 -

3.2.5 CLEMAS ..... - 41 -

3.2.6 COMPONENTES FINALES ..... - 41 -

3.3 SIMULACIÓN DE LA PLANTA EN LAZO ABIERTO ..... - 42 -

3.5.1 SIMULACIÓN DE FORMAS DE ONDA DEL ELEVADOR ..... - 42 -

3.5.2 SIMULACION DE FORMAS DE ONDAS EN EL PUNTO CRÍTICO ..... - 45 -

3.4 RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR ..... - 47 -

4 DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL ..... - 48 -

5 PROTOTIPO DE LA PLACA PCB ..... - 51 -

5.1 DISEÑO EN ORCAD CAPTURE ..... - 51 -

5.1.1 ESQUEMÁTICO TOTAL ..... - 54 -

5.2 DISEÑO EN ORCAD LAYOUT ..... - 55 -
5.2.1 RUTADO FINAL DE LA PLACA ..... - 56 -
5.3 ASPECTO FINAL DE LA PLACA ..... - 58 -
6 PRUEBAS EXPERIMENTALES ..... - 59 -
6.1 CONVERTIDOR EN LAZO ABIERTO ..... - 59 -
7 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS ..... - 63 -
7.1 CONCLUSIONES ..... - 63 -
7.2 TRABAJOS FUTUROS ..... - 64 -
Anexo A ..... - 65 -
Cálculos del convertidor elevador ..... - 65 -
A.1 Pérdidas del MOSFET ..... - 65 -
A.2 Cálculos del diodo ..... - 66 -
A.3 Cálculos del condensador ..... - 67 -
A.4 Cálculos de la inductancia ..... - 69 -
Anexo B ..... - 70 -
Planificación y presupuesto del proyecto ..... - 70 -
B.1 Planificación ..... - 70 -
B.2 Presupuesto ..... - 71 -
Bibliografía ..... - 73 -

Índice de figuras

Figura 1. Representación en bloque de un sistema electrónico de procesado de energía. ... - 12 -
Figura 2. Convertidor reductor [13]. ... - 18 -
Figura 3. Convertidor elevador [14]. ... - 18 -
Figura 4. Estados del dispositivo de conmutación en un convertidor Boost. ... - 19 -
Figura 5. Convertidor reductor-elevador [15]. ... - 19 -
Figura 6. Modo de Conducción Continua. ... - 20 -
Figura 7. Modo de Conducción Discontinua. ... - 20 -
Figura 8. Modo Continua-Discontinua. ... - 20 -
Figura 9. Circuito convertidor elevador. ... - 22 -
Figura 10. Convertidor elevador durante el período ton. ... - 22 -
Figura 11. Convertidor elevador durante el período toff. ... - 23 -
Figura 12. Formas de onda de convertidor elevador. ... - 23 -
Figura 13. Tensión del interruptor y de la bobina y corriente de la bobina. ... - 21 -
Figura 14. Distribución de corrientes. ... - 24 -
Figura 15. Situación del MOSFET en el convertidor elevador. ... - 30 -
Figura 16. MOSFET PSMN017-30EL ... - 32 -
Figura 17. Situación del diodo en el convertidor elevador. ... - 32 -
Figura 18. Modelo de aproximación de un diodo. ... - 33 -
Figura 19. Diodo STTH2002D ... - 35 -
Figura 20. Situación de los condensadores en el convertidor elevador. ... - 35 -
Figura 21. Estudio de condensadores válidos para el elevador. ... - 37 -
Figura 22. Condensador EEUFC1V121 ... - 37 -
Figura 23. Situación de la bobina en el convertidor elevador. ... - 37 -
Figura 24. Bobina MURATA-1400 Series. ... - 41 -
Figura 25. Clema CTNA5002. ... - 41 -
Figura 26. Convertidor elevador en Psim ... - 42 -
Figura 27. Voltaje drenador-fuente del MOSFET. ... - 43 -
Figura 28. Voltaje entrada del convertidor (Vin). ... - 43 -
Figura 29. Voltaje salida del convertidor (Vout). ... - 44 -
Figura 30. Corriente bobina del convertidor (il) ... - 44 -
Figura 31. Corriente salida del convertidor (Iout). ... - 45 -
Figura 32. Formas de onda del elevador en el punto crítico ... - 46 -
Figura 33. Esquemático del elevador en el instante crítico ... - 46 -
Figura 34. Elementos de SmartCtrl. ... - 48 -
Figura 35. Mapa de soluciones del SmartCtrl con controlador Type3. ... - 49 -
Figura 36. Mapa de soluciones del SmartCtrl con controlador Type2. ... - 49 -
Figura 37. Tensión de salida del convertidor en SmartCtrl. ... - 50 -
Figura 38. Tensión de salida del convertidor en Psim. ... - 50 -
Figura 39. Convertidor elevador con lazo de control. ... - 50 -
Figura 40. Huella en Orcad para la fuente de alimentación. ... - 51 -
Figura 41. Jumper para la alimentación de entrada. ... - 52 -

Figura 42. Jumper para la alimentación del controlador. ..... - 52 -
Figura 43. Jumper para la conexión al portátil. ..... - 52 -
Figura 44. Jumper para el voltaje de salida. ..... - 52 -
Figura 45. Huella en Orcad para la bobina. ..... - 52 -
Figura 46. Huella en Orcad para los condensadores. ..... - 53 -
Figura 47. Huella en Orcad para el diodo. ..... - 53 -
Figura 48. Huella en Orcad para el MOSFET. ..... - 53 -
Figura 49. Huella en Orcad para el divisor resistivo. ..... - 53 -
Figura 50. Esquemático total placa en Orcad Capture. ..... - 54 -
Figura 51. Huella en Orcad Layout para las clemas ..... - 55 -
Figura 52. Huella en Orcad Layout para los pines. ..... - 55 -
Figura 53. Huella en Orcad Layout para la bobina. ..... - 55 -
Figura 54. Huella en Orcad Layout para los condensadores. ..... - 56 -
Figura 55. Huella en Orcad Layout para el diodo. ..... - 56 -
Figura 56. Huella en Orcad Layout para el MOSFET. ..... - 56 -
Figura 57. Huella en Orcad Layout para las resistencias. ..... - 56 -
Figura 58. Rutado final de la PCB del elevador. ..... - 57 -
Figura 59. Placa de control del elevador. ..... - 57 -
Figura 60. Placas finales convertidor elevador: 1) Placa de potencia, 2) Placa de control. ..... - 58 -
Figura 61. Resistencia de carga R = 10,2Ω y P = 36W. ..... - 60 -
Figura 62. Conexión del cargador a la fuente de alimentación. ..... - 60 -
Figura 63. Osciloscopio con señal triangular de 100kH y PWM. ..... - 61 -
Figura 64. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión en el MOSFET (superior). ..... - 61 -
Figura 65. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión a la entrada de la bobina (superior). ..... - 61 -
Figura 66. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión en el diodo (superior). ..... - 62 -
Figura 67. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión a la salida del elevador (superior). ..... - 62 -
Figura 68. Resistencia del drenador-surtidor como función de la Id (a TJ=25ºC). ..... - 65 -
Figura 69. Gráfica para calcular la resistencia interna de un diodo. ..... - 66 -
Figura 70. Resistencia del diodo como función de la corriente del diodo. ..... - 67 -
Figura 71. Aproximación de pérdidas de un diodo. ..... - 67 -

Índice de tablas

Tabla 1. Valores de la inductancia al 20% de la carga. - 28 -
Tabla 2. Valores del condensador al 20% de la carga. - 29 -
Tabla 3. Parámetros calculados MOSFET al 10%. - 30 -
Tabla 4. Parámetros calculados MOSFET al 20%. - 31 -
Tabla 5. MOSFETs escogidos para f=100kHz = f=250kHz y 10% y 20%. - 31 -
Tabla 6. Parámetros calculados para el diodo al 10%. - 33 -
Tabla 7. Parámetros calculados para el diodo al 20%. - 34 -
Tabla 8. Diodos escogidos para f=100kHz = f=250kHz y 10% y 20%. - 34 -
Tabla 9. Parámetros calculados para el condensador al 10%. - 36 -
Tabla 10. Parámetros calculados para el condensador al 20%. - 36 -
Tabla 11. Condensador de tántalo KEMET. - 36 -
Tabla 12. Condensador electrolítico seleccionado. - 37 -
Tabla 13. Parámetros calculados para la bobina al 10%. - 38 -
Tabla 14. Parámetros calculados para la bobina al 20%. - 38 -
Tabla 15. Bobinas escogidas para f=100kHz y 10%. - 39 -
Tabla 16. Bobinas IHTH para f=100kHz y 10%. - 39 -
Tabla 17. Comprobación de bobinas válidas f=100kHz y 10%. - 40 -
Tabla 18. Componentes seleccionados para el elevador. - 41 -
Tabla 19. Tabla comparativa de los valores teóricos y simulados del convertidor. - 45 -
Tabla 20. Tabla de componentes y footprints del elevador. - 54 -
Tabla 21. Tabla condensadores estudiados. - 68 -
Tabla 22. Tabla estimación del presupuesto de material del proyecto. - 71 -
Tabla 23. Tabla estimación del presupuesto del coste de material e informatico del proyecto. - 71 -
Tabla 24. Tabla estimación del presupuesto de recursos humanos del proyecto. - 72 -
Tabla 25. Tabla estimación del presupuesto total del proyecto. - 72 -

Lista de acrónimos y símbolos

CC/CC	De corriente continua a corriente continua (en inglés DC/DC).
CA/CA	De corriente alterna a corriente alterna (en inglés AC/AC).
CA/CC	De corriente alterna a corriente continua (en inglés AC/DC).
CC/CA	De corriente continua a corriente alterna (en inglés DC/AC).
MCC	Modo de Conducción Continuo.
MCD	Modo de Conducción Discontinuo.
PCB	Tarjeta de circuito impreso (Printed Circuit Board).
PWM	Modulación por anchura de pulso (Pulse Width Modulation).
L	Inductancia de la bobina.
C	Capacidad del conversador.
R	Resistencia de carga.
P_{in}	Potencia de entrada del elevador.
V_{in}	Tensión de entrada del elevador.
I_{in}	Corriente de entrada del convertidor.
P_{out}	Potencia de entregada a la carga.
V_{out}	Tensión de salida del elevador.
ΔV_{out}	Rizado de tensión de salida del convertidor.
I_{out}	Corriente de salida del convertidor.
f_{sw}	Frecuencia de conmutación del convertidor.
T	Período del convertidor.
η	Rendimiento del convertidor.
d	Duty cicle (Ciclo de trabajo del convertidor).
t_{off}	Tiempo que el transistor del elevador está cerrado.
t_{on}	Tiempo que el transistor del elevador está encendido.

V_{gs}	Tensión gate-source del MOSFET.
V_s	Tensión drain-source en el MOSFET.
$\overline{V_S}$	Tensión media del MOSFET.
I_s	Corriente que atraviesa el MOSFET.
$\overline{\iota_S}$	Corriente media del MOSFET.
I_{RMS_S}	Corriente eficaz del MOSFET.
$I_{s_{max}}$	Corriente máxima del MOSFET.
$I_{s_{min}}$	Corriente mínima del MOSFET.
V_L	Tensión en bornes de la bobina.
$\overline{V_L}$	Tensión media de la bobina.
i_L	Corriente que atraviesa la bobina.
$\overline{\iota_L}$	Corriente media de la bobina.
I_{RMS_L}	Corriente eficaz de la bobina.
$I_{L_{max}}$	Corriente máxima de la bobina.
$I_{L_{min}}$	Corriente mínima de la bobina.
Δi_L	Rizado de la bobina.
V_d	Tensión que cae en el diodo.
I_d	Corriente que atraviesa el diodo.
$\overline{\iota_D}$	Corriente media del diodo.
I_{RMS_D}	Corriente eficaz del diodo.
$I_{D_{max}}$	Corriente máxima del diodo.
$I_{D_{min}}$	Corriente mínima del diodo.
$\overline{\iota_C}$	Corriente media del condensador.
I_{RMS_C}	Corriente eficaz del condensador.
$I_{C_{max}}$	Corriente máxima del condensador.
$I_{C_{min}}$	Corriente mínima del condensador.

1 INTRODUCCIÓN

Desde su origen en 1883, con la invención de la lámpara incandescente por Thomas Alba Edison hasta la actualidad, el concepto de electrónica ha sufrido numerosos cambios llegando a convertirse en una ardua tarea encontrar una definición exacta [1]. Una posible descripción podría ser la que da el autor Raúl Jiménez [2]:

> *"La ciencia que estudia los fenómenos relacionados con el transporte de carga eléctrica en medios materiales junto con la construcción de dispositivos, circuitos y sistemas basados en ellos"*

En la actualidad, la electrónica está tan arraigada en nuestra sociedad moderna que se nos hace difícil imaginar nuestro día a día sin la presencia de aparatos electrónicos, los cuales llevan a cabo tareas de lo más diversas: nos permiten comunicarnos a grandes distancias en tiempo real, automatizan tareas complejas en la industria, nos facilitan el desarrollo de vehículos robóticos que exploran planetas distantes e, incluso, se han desarrollado dispositivos que permiten ver los vasos sanguíneos y el sistema respiratorio. Sus aplicaciones parecen no tener límites, por eso la electrónica es actualmente una de las ramas más importantes de la ciencia y de la ingeniería [3].

Dentro del amplio campo que abarca la electrónica, cabe mencionar la electrónica de potencia, encargada de estudiar los sistemas de conversión de energía, es decir, de convertir y controlar la energía de la forma suministrada por una fuente a la forma requerida por la carga.

El campo de actuación de la electrónica de potencia comprende tanto el diseño del aparato para la conversión de energía (circuito de potencia) como el de los dispositivos de medida y control (circuito de control). Así, en la electrónica de potencia se combinan las disciplinas de potencia, control y electrónica: potencia por el equipo empleado en la conversión de energía, control por el estudio de las características estáticas y dinámicas de los sistemas en lazo cerrado, y electrónica por los dispositivos semiconductores y componentes empleados en el circuito.

Todo proceso industrial requiere, en general, de un aporte elevado de energía. Por tanto, para conseguir que el proceso sea fácilmente controlable, se hace necesaria la presencia un sistema electrónico de conversión de energía, el cual se encargará de dosificar y controlar correctamente la energía aportada al sistema priorizando el rendimiento.

En la figura 1 se esquematiza dicho sistema electrónico [4].

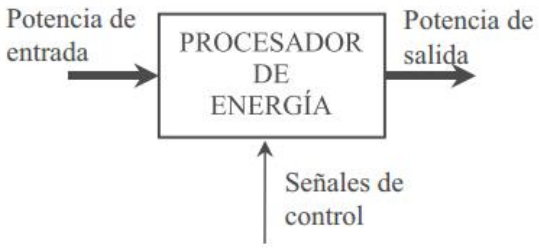


Figura 1. Representación en bloque de un sistema electrónico de procesado de energía. Las flechas gruesas indican aporte de energía.

El estudio de los convertidores electrónicos de potencia es tan importante en el desarrollo de cualquier aparato electrónico, que por razones como esta y por su inevitable influencia en la vida cotidiana, el tema de este proyecto trata sobre el diseño y la construcción de un cargador portátil desde la batería de un coche. Actualmente utilizamos el móvil, la tablet o el ordenador para todo, buscamos información en internet, vemos películas, utilizamos el GPS en los viajes en coche, consultamos el tiempo, entre muchas otras cosas. Debido al uso constante que le damos a estos aparatos y a lo rápido que se gasta la batería de los mismos, se ha decido desarrollar un aparato que permita utilizar el portátil cuando se está en el coche pudiendo reservar el Smartphone para cuando no se disponga de una fuente de alimentación. Además, este cargador puede servir de modelo para que en un futuro se desarrollen cargadores para ordenadores embarcados en el coche o para desarrollar convertidores que al igual que este elevador, transformen la tensión de la batería del coche en tensiones superiores características de dispositivos cotidianos. Por ejemplo, sería posible que los pasajeros del coche jugasen online con sus amigos, o que los hijos de los conductores se entretuviesen con el ordenador mientras realizan un viaje de larga duración o incluso, que cargasen el portátil de camino al coche porque lo van a utilizar en clase o en el trabajo y la noche anterior no tuvieron ocasión.

Es un trabajo que podría brindar un apoyo didáctico al alumno ya que le permite fomentar la parte práctica de la electrónica de potencia al mismo tiempo que de una manera más visual y física es capaz de trabajar una aplicación real que podrá ser usada a posteriori. Por todo ello, pretendo que este trabajo pueda servir de manual para que el alumno pueda diseñar y fabricar su propio convertidor elevador de manera manual.

1.1 OBJETIVOS Y ESPECIFICACIONES

El principal objetivo del proyecto es realizar el diseño de un convertidor elevador CC/CC para posibilitar la carga de un portátil por medio de la batería de un coche.

Otros objetivos de este trabajo son:

- Conocer los tipos de convertidores que existen en la electrónica de potencia, su funcionamiento básico y sus ventajas e inconvenientes a la hora de aplicarlos.

- Saber qué aplicaciones tienen los reguladores.
  Este punto junto con el precedente se desarrollará con mayor detenimiento en el apartado denominado como "Estado del arte".

- Estudiar en detalle las principales características estáticas y dinámicas del convertidor elevador. Objetivo que se desarrollará exclusivamente en el capítulo 3 de la memoria.

- Adquirir y poner en práctica conocimientos sobre control de convertidores y lazos de control.

Los siguientes tres objetivos estarán englobados en las secciones finales del capítulo 3 y serán detallados para su mejor seguimiento.

- Calcular los parámetros de la etapa de potencia del convertidor CC/CC.

- Comparar el comportamiento del sistema con frecuencias diferentes.

- Dimensionar los componentes reales, a través de las distintas páginas web de los proveedores, compatibles con las especificaciones establecidas y que garantizan un correcto funcionamiento del sistema.

- Ampliar el manejo de programas de simulación de circuitos electrónicos, tales como PSIM y OrCAD.

- Adquirir y desarrollar conceptos sobre el cálculo de reguladores en SmartCtrl.

- Diseñar la placa de circuito impreso de potencia y de control mediante la herramienta OrCADLayout.

- Montar y construir la etapa de control y del elevador calculado según las especificaciones.

- Probar experimentalmente el sistema en lazo abierto y en lazo cerrado.

Las especificaciones para el diseño de la planta son aquellas que guían al alumno en el desarrollo del convertidor elevador y que establecen los requisitos mínimos previos a su construcción. En otras palabras, son las características técnicas que el fabricante pondría en la caja contenedora del cargador y que el usuario debería consultar para conocer si ese modelo se adapta a sus necesidades.

- Tensión de entrada del convertidor elevador e igual a la tensión proporcionada por la batería del coche:

$$V_{in} = 12V$$

- Tensión de salida del cargador y que será otorgada al portátil para su carga:

$$V_{out} = 19V$$

- Potencia máxima entregada a la carga:

$$P_{out} = 65W$$

- Frecuencia de conmutación a la que trabajará el convertidor elevador y la placa de control asociada:

$$f_{sw} = 100kHz \rightarrow T = \frac{1}{f_{sw}}$$

- Rizado de tensión de salida en estática:

$$\Delta V_{out} \leq 1\%$$

- El control en modo tensión.

- Funcionamiento en MCC hasta un 10% - 20% de la potencia máxima.

- Coste y volumen mínimos. Esto implica reducir las pérdidas por conmutación y/o conducción para evitar el uso de disipadores y facilitar un diseño más compacto del equipo.

Atendiendo a estas especificaciones en siguientes capítulos se desarrollará el proceso de diseño y montaje del convertidor elevador controlado en tensión de salida.

1.2 ORGANIZACIÓN, ESTRUCTURA DEL DOCUMENTO

El propósito de este proyecto es facilitar al lector el estudio de los convertidores de electrónica de potencia y de sus aplicaciones, en concreto el diseño, simulación y fabricación de un convertidor elevador. El trabajo se encuentra dividido en 5 partes.

El primer capítulo de esta tesis, que comprende este apartado, ofrece una idea acerca de la estructura de la memoria, los objetivos generales y las especificaciones del proyecto.

La segunda parte del proyecto engloba los capítulos 2, 3 y 4. Se comienza presentando las distintas topologías de convertidores en electrónica de potencia empleados en la mayor parte de las aplicaciones. Se describen brevemente los tipos de convertidores que existen, sus diagramas esquemáticos y de manera sencilla y rápida se explica su funcionamiento.

El segundo apartado explica qué convertidor se adecúa más al objetivo del trabajo de crear un cargador del coche al portátil y por qué. Continúa con el estudio de los componentes presentes en la topología elevadora y el proceso de selección llevado a cabo para desarrollarlo. Y por último, la tercera sección trata el diseño del lazo de control necesario para el correcto funcionamiento del convertidor. Todo este material está apoyado con imágenes que fueron tomadas durante el proceso.

El último capítulo de esta sección hace referencia al diseño del lazo de control llevado a cabo para conseguir un correcto funcionamiento del convertidor elevador diseñado.

La tercera sección del trabajo, detalla la técnica empleada durante la construcción del prototipo y sus posteriores pruebas experimentales llevadas a cabo en el laboratorio con el fin de verificar el correcto funcionamiento de las placas fabricadas.

En el cuarto apartado de la memoria se encuentran las conclusiones en las que se describe qué problema se quería resolver, qué inconvenientes y dificultades se presentaron para resolverlo, los logros que se obtuvieron con este proyecto de tesis, conclusiones generales y por último qué es lo que se deja como trabajo futuro.

En el apéndice A se localizan los cálculos llevados a cabo para la selección de los componentes.

El apéndice B es una sección en la que se encuentra la planificación y el presupuesto del proyecto.

El último apartado de esta tesis es la bibliografía y referencias que fueron consultadas para su desarrollo.

2 ESTADO DEL ARTE

El presente capítulo tiene como objeto describir y analizar el estado actual de las tecnologías asociadas a los convertidores de potencia, sus componentes eléctricos y electrónicos y su aplicación para el sector automovilístico e informático, prestando especial atención al convertidor elevador por ser el tratado en el trabajo. La revisión y análisis de las tecnologías actuales a través de las distintas fuentes de información consultadas como artículos científico-técnicos, publicaciones sobre electrónica de potencia y especificaciones de fabricantes del sector, permitirá obtener las recomendaciones y requerimientos necesarios para llevar a cabo el diseño de un prototipo de un convertidor elevador de potencia conectado a la batería de un coche con la máxima eficiencia posible. Dicho convertidor tendrá que satisfacer una serie de requisitos de rendimiento, calidad, compacidad y costes de forma que resulte atractiva la instalación de esta nueva generación de dispositivos para el sector.

Un convertidor electrónico de potencia es un circuito electrónico que toma energía eléctrica de una fuente y adapta sus características a aquellas requeridas por una carga [5]. Esta definición explica brevemente qué se ha desarrollado en este trabajo. Se ha llevado a cabo el estudio, análisis, diseño y fabricación de un convertidor de tipo elevador que toma energía eléctrica en forma de tensión continua de la batería de un coche (input) y la adapta, por medio del elevador construido, a la tensión de salida requerida por la carga, en nuestro caso la tensión de 19 voltios de continua que necesita el portátil para poder cargarse.

Otra descripción aclaratoria es la referente a las fuentes conmutadas, las cuales son un tipo de fuente no lineal que transfieren energía desde la red hacia la carga mediante semiconductores que conmutan. Concepto que será de importancia a la hora de ver qué convertidor se adecúa más a lo deseado, pues buscamos estudiar el comportamiento del cargador cuando se encuentra el interruptor abierto y cerrado.

La eficiencia es un aspecto esencial en cualquier convertidor conmutado ya que es un indicativo del desempeño que éste tendrá [6]. Sin embargo, lograr una alta eficiencia no es la única meta que se persigue en su diseño. Además se busca una buena respuesta transitoria y adecuada regulación con bajos rizados de voltaje y corriente. Por otro lado, la operación en altas temperaturas, alta confiabilidad, tamaño reducido y un bajo costo son cualidades también deseables [7]-[10]. No todos los aspectos mencionados anteriormente se consiguen en todas las aplicaciones, sino que unos adquieren mayor importancia que otros según la aplicación donde el convertidor se encuentre.

2.1 CLASIFICACIÓN DE LOS CONVERTIDORES

Los convertidores pueden clasificarse atendiendo a varios criterios:

- Según el formato de las energías de entrada y salida [11]:
  - Convertidores CA/CC o rectificadores: Este tipo de convertidores transforman corriente alterna, monofásica o trifásica, en continua.
  - Convertidores CC/CC: transforman un determinado valor de corriente continua de entrada en uno distinto de salida, con la posibilidad de incluir, además, aislamiento galvánico entre entrada y salida.
  - Convertidores CC/CA o inversores: realizan una conversión de corriente continua en corriente alterna, con la posibilidad de poder controlar tanto la frecuencia como el valor eficaz de la tensión o intensidad de salida.
  - Convertidores CA/CA: su función es modificar el valor eficaz de la tensión de entrada, conservando su frecuencia.

Entrando más en materia de potencia y con el fin de orientar la clasificación al objetivo principal del proyecto y a los convertidores CC/CC, cabe mencionar una última categorización.

- En función de la existencia o no de aislamiento galvánico en su configuración: sin aislamiento y con aislamiento.

- Sin aislamiento: este tipo de convertidor se caracteriza por presentar una estructura más sencilla y fiable, poseer un coste menor y un rendimiento superior. No obstante, tienen el inconveniente de la conexión eléctrica entre la entrada y la salida, pues aparece la presencia de efectos de carga entre el subsistema generador y los consumos [12].

Entre los convertidores sin aislamiento galvánico destacan: reductor, elevador, reductor-elevador.

Convertidor Reductor (Buck):

El convertidor Buck (Figura 2), es un tipo de convertidor conmutado CC/CC también conocido por el nombre de convertidor reductor. Convierte una tensión continua de entrada en otra menor a su salida.

El circuito con componentes ideales que define esta topología se muestra en la figura 2, en el cual se puede distinguir un dispositivo de conmutación S, un diodo D, un condensador C y la carga de alimentación R.

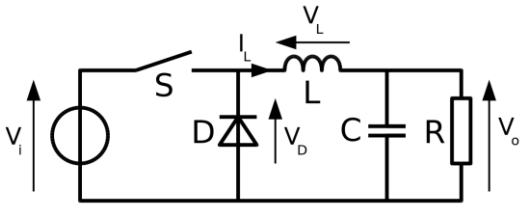


Figura 2. Convertidor reductor [13].

Aunque este convertidor recibe una tensión continua y cede también tensión continua, no se ha escogido porque tal como se indicó en los requisitos, la tensión de salida ha de ser mayor que la de entrada (de 12V a 19V). Con este tipo de dispositivo se consigue justamente lo contrario, reducir la tensión recibida en la entrada del sistema.

Convertidor Elevador (Boost):

El convertidor tipo Boost (Figura 3) es un circuito elevador de tensión que usa las características del inductor y el condensador como elementos almacenadores de energía para elevar la corriente procedente de la fuente de alimentación y usarla para producir niveles de voltaje mayores en la carga que los de la fuente.

Al igual que ocurría con el reductor, el circuito ideal de un convertidor elevador presenta un dispositivo de conmutación S, un diodo D, un condensador C y la carga de alimentación R.

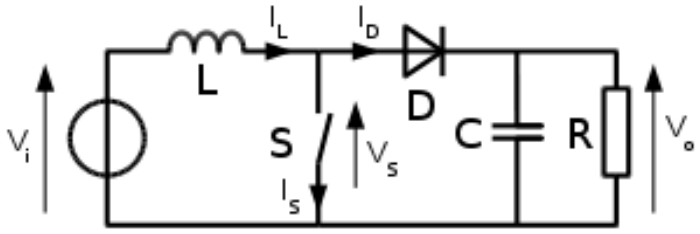


Figura 3. Convertidor elevador [14].

El principio básico del convertidor Boost consiste en dos estados distintos de funcionamiento (Figura 4) a lo largo de un periodo de conmutación dependiendo del estado del interruptor *S*: cuando el interruptor está cerrado, ON, se cortocircuita la bobina de menara que almacena energía de la fuente. Paralelamente la carga es alimentada por el condensador *C*; Cuando el interruptor está abierto, OFF, el único camino para la corriente es a través del diodo *D* y circula por el condensador (hasta que se carga completamente) y la carga.

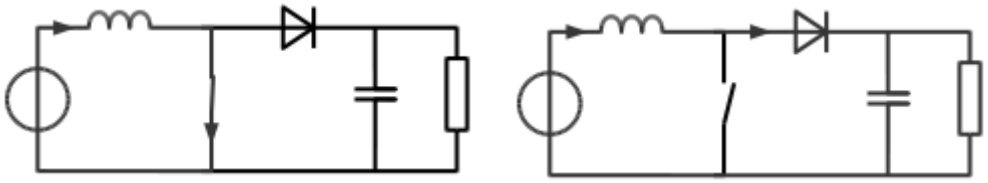


Figura 4. Estados del dispositivo de conmutación en un convertidor Boost.
Interruptor cerrado (izquierda) e interruptor abierto (derecha).

Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost):

El convertidor reductor-elevador es un tipo de convertidor CC/CC que convierte una tensión de entrada en otra de salida mayor o menor en función de la duración del ciclo de trabajo del transistor de conmutación.

Este circuito con componentes ideales se muestra en la figura 5.

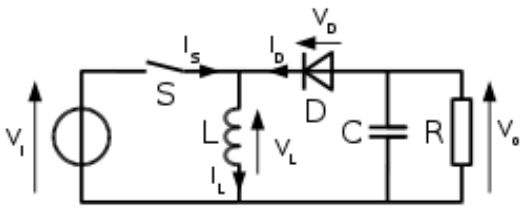


Figura 5. Convertidor reductor-elevador [15].

El convertidor Buck-Boost aunque a priori por sus características pueda parecer una buena opción para el cargador, se ha descartado debido a que l atensión de salida tiene polaridad invertida respecto a la de entrada.

- Con aislamiento galvánico: estos convertidores, derivados de los anteriores, utilizan un elemento magnético, un transformador de alta frecuencia para que la entrada y la salida no estén conectados eléctricamente y se aisle así la zona de generación de la carga. Pueden almacenar energía y convertir los niveles de tensión y corriente. La mayoría de ellos convierten una tensión continua de entrada en otra de salida, mayor o menor en función de la relación de espiras del transformador y de la duración del tiempo de conmutación.

Dentro de esta categoría cabe mencionar los siguientes convertidores: Flyback, Forward, Half Bridge, Full Bridge and Push-Pull. No obstante, ninguno de ellos ha sido seleccionado para el proyecto porque presentan aislamiento galvánico y no era uno de los requisitos del trabajo que el convertidor lo tuviese. Por eso y por su mayor sencillez, el elevador sigue siendo la mejor opción.

2.2 MODOS DE FUNCIONAMIENTO

Los convertidores de potencia que transforman una tensión continua de entrada en otra tensión continua de salida, ya sea mayor o inferior que la que le llega, como es el caso del elevador que se desea diseñar para este trabajo, pueden trabajar en diferentes modos de funcionamiento dependiendo de la forma de onda de la corriente por la bobina y sus pasos por cero:

- Modo de Conducción Continua (MCC): se caracteriza porque la intensidad que fluye por la bobina nunca llega a anularse (Figura 6). Esto se debe a la relación entre el tiempo en el que el interruptor se encuentra cerrado, y el tiempo necesario para que la bobina descargue totalmente la energía almacenada previamente.

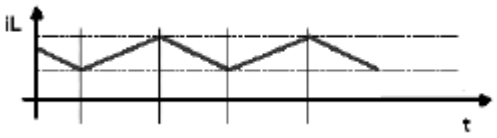


Figura 6. Modo de Conducción Continua.

En la imagen superior se puede observar como la intensidad de la bobina está comprendida entre unos valores máximo y mínimo sin llegar a cortar el eje de abscisas en ningún instante.

- Modo de Conducción Discontinua (MCD): La intensidad en la bobina se hace nula en un momento determinado a lo largo del periodo de tiempo en el que el interruptor está abierto. El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que puede estar la bobina cediendo energía, con lo que al iniciarse el siguiente periodo la intensidad en la bobina partirá de cero (Figura 7).

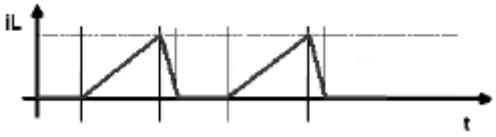


Figura 7. Modo de Conducción Discontinua.

- Modo Continua – Discontinua: es el instante preciso en que la corriente que circula por la bobina alcanza el valor cero (Figura 8). Se trata de una transición entre el modo de conducción continua y el modo discontinuo.

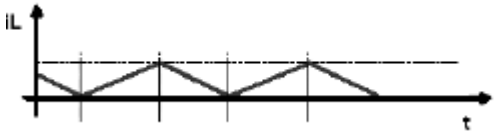


Figura 8. Modo Continua-Discontinua.

La mayoría de los problemas que se plantean en la actualidad y que conllevan el uso de un convertidor, se resuelven realizando los cálculos para el Modo de Conducción Continua (MCC) y asumiendo hipótesis a la hora de realizar el análisis del circuito. Por ejemplo se dice que el circuito opera en régimen permanente, esto es que la corriente media por el condensador es cero o que el voltaje medio por la bobina es nulo. En este trabajo, también se ha establecido que el modo del elevador sea continuo y se han establecido hipótesis que se enumerarán y explicarán posteriormente, con el fin de facilitar el desarrollo del problema.

2.3 SELECCIÓN TOPOLOGÍA

La elección de la topología para la fabricación de un cargador de portátil desde la batería de un coche, se llevó a cabo en base a los requisitos obligatorios para que el sistema funcionase.

En primer lugar se anotaron las características técnicas que presentaba el coche escogido. Éste aporta, desde el mechero, un voltaje continuo de 12V. En cuanto al portátil, la carga del mismo requiere una potencia de 65W y una tensión nominal de 19Vcc.

Una vez conocidos los requerimientos básicos para el funcionamiento del cargador y tras haber estudiado detenidamente los convertidores existentes, se procedió a la selección de un convertidor de continua a continua cuya topología fuese un elevador. La decisión determinante fue que el cargador debía incrementar una tensión continua de 12 voltios a una tensión también continua de 19 voltios.

3 DISEÑO DEL CONVERTIDOR CC/CC ELEVADOR

Tal como se indicó en el apartado anterior, el convertidor elevador es un circuito de potencia cuyo principio básico se centra en transformar una señal de tensión continua en otra señal de tensión continua de mayor valor que la de entrada. En la figura 9 se puede observar la representación circuital.

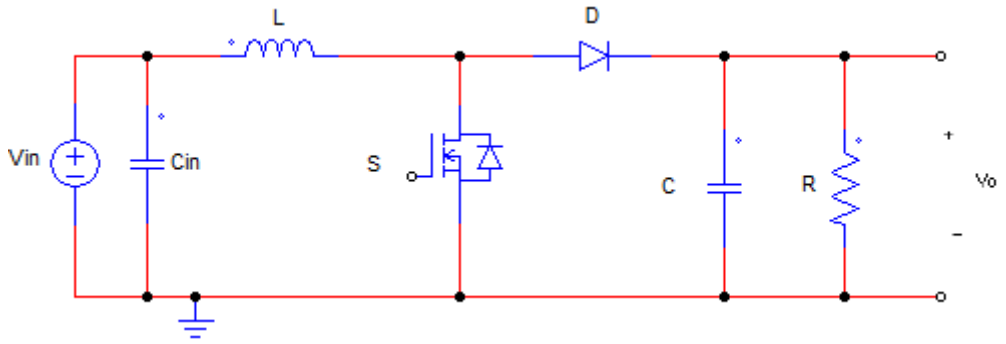


Figura 9. Circuito convertidor elevador.

Se trata de un circuito conmutado, es decir, su funcionamiento se basa en dos modos diferentes dependiendo del estado del interruptor. Cuando el transistor está cerrado, $0< t <t_{on}$, la energía que procede de la entrada es conducida por el elemento de conmutación para ser almacenada en la bobina a la vez que el condensador de salida alimenta a la carga. No existe durante este intervalo ningún tipo de transferencia de energía a la carga (Figura 10).

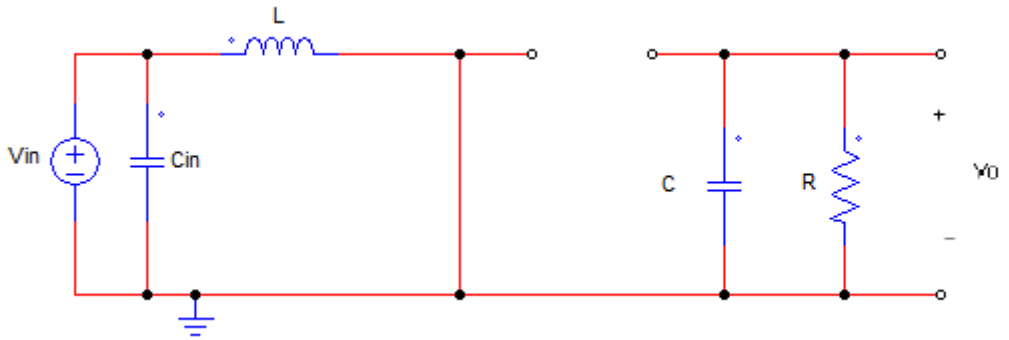


Figura 10. Convertidor elevador durante el período ton.

Cuando está abierto o apagado, $t_{on} < t < T$, la tensión que se produce en bornes de la bobina se suma a la tensión de la fuente obteniéndose una tensión de salida superior a esta última y con idéntica polaridad. Paralelamente, el único camino para la corriente es a través del diodo hacia la carga y el condensador de salida (Figura 11).

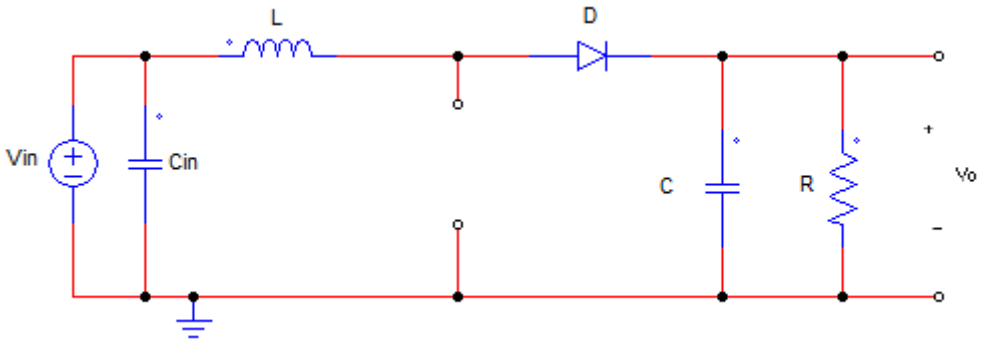


Figura 11. Convertidor elevador durante el período toff.

Según lo descrito las formas de onda de tensión y corriente del convertidor (Figura 12) para intervalos descritos son:

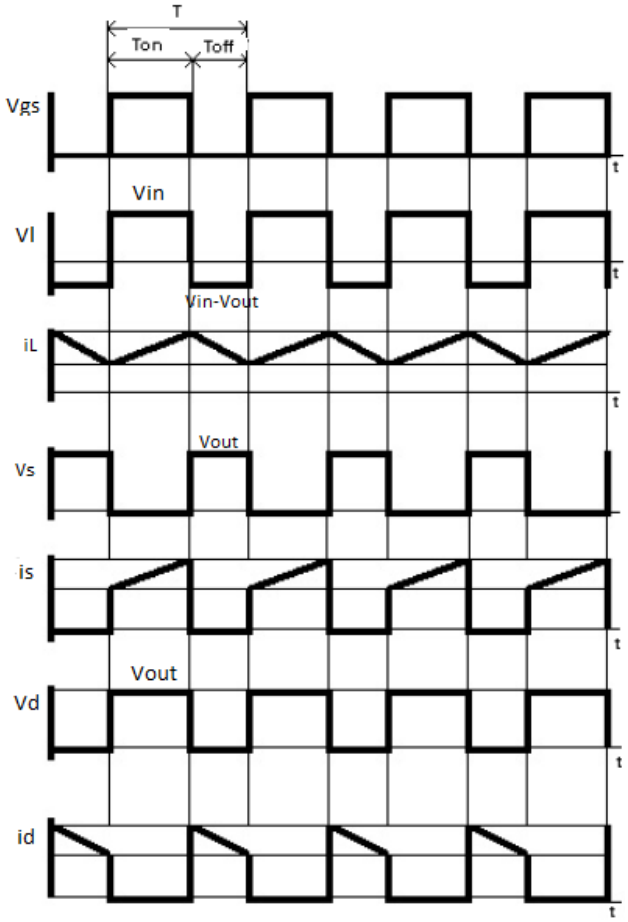


Figura 12. Formas de onda de convertidor elevador.

- Vgs: tensión gate-source, del MOSFET, indica el tiempo que se abre y se cierra el MOSFET.
- Vl: tensión en bornes de la bobina.
- iL: corriente que atraviesa la bobina.
- Vs: tensión drain-source en el MOSFET.
- Is: corriente que atraviesa el MOSFET.
- Vd: tensión que cae en el diodo.
- Id: corriente que atraviesa el diodo

Al ser un regulador conmutado tiene dos periodos de funcionamiento: intervalo de “conducción” e intervalo de “no conducción” del interruptor.

Seguidamente se describe el proceso de obtención de las ecuaciones características del sistema.

3.1 ÁNALISIS MATEMÁTICO

Antes de proceder a la obtención de las fórmulas, se muestran una serie de hipótesis que han sido necesarias establecer para el análisis del convertidor. Se trata se asunciones típicas de convertidores sin las cuales el problema a resolver en el trabajo no podría orientarse a ningún objetivo. Con estas condiciones iniciales y los requerimientos previos, el alumno puede enfocar el trabajo y empezar a resolverlo.

El circuito opera en régimen permanente, es decir, la cantidad de energía almacenada en cada uno de los componentes tiene que ser igual al principio y al final del ciclo de conmutación.

- Los componentes no son ideales.
- El período de conmutación del interruptor es T.
- t_{on}: el interruptor se encuentra cerrado y está conduciendo.
- t_{off} es el tiempo en que el interruptor está abierto o en corte.
- El rizado de la tensión de salida es despreciable: si se coloca un condensador lo suficientemente grande en paralelo con la carga, la tensión en ésta se mantendrá prácticamente constante e igual a su valor medio.

A continuación y en base a las especificaciones dadas en el apartado 1.1Objetivos y especificaciones, se procede al cálculo de tensiones y corrientes del convertidor elevador controlado por tensión.

Para la obtención de la función de transferencia se utilizarán las gráficas ideales siguientes (Figura 13) y del estudio de la bobina durante los períodos de encendido y apagado del interruptor:

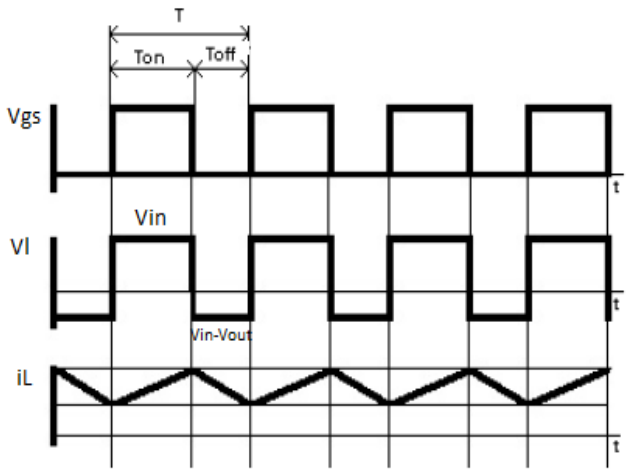


Figura 13. Tensión del interruptor y de la bobina y corriente de la bobina.

Se supone que el convertidor trabaja en régimen permanente donde la tensión media de la bobina ha de ser cero para no entrar en saturación ($\overline{V_L} = 0$). Partiendo de este dato:

Cuando el interruptor está abierto se cumple que la tensión de la bobina es la misma que la de entrada:

- $V_L = L\frac{d(i_L)}{dt} \rightarrow \frac{1}{L}V_L dt = d(i_L) \rightarrow \int_0^{t_{on}} \frac{1}{L}V_L dt = \int_0^{t_{on}} d(i_L) \rightarrow$

$$\Delta i_L = i_{Lmax} - i_{Lmin} = \frac{1}{L}\int_0^{t_{on}} V_{in} dt \rightarrow$$

$$\rightarrow \Delta i_L = \frac{1}{L}V_{in}t_{on} = \frac{1}{L}V_{in}\frac{d}{f}$$

- Cuando el interruptor está cerrado, la tensión de la bobina es igual a la diferencia de voltajes entre la entrada y la salida, considerando nula la caída de tensión en el diodo cuando conduce:

$$V_L = V_{in} - V_{out}$$

$$V_L = L\frac{d(i_L)}{dt} \rightarrow \frac{1}{L}V_L dt = d(i_L) \rightarrow \int_{t_{on}}^{t_{off}} \frac{1}{L}V_L dt = \int_{t_{on}}^{t_{off}} d(i_L) \rightarrow$$

$$\Delta i_L = \frac{1}{L}\int_{t_{on}}^{t_{off}} (V_{in} - V_{out}) dt \rightarrow$$

$$\rightarrow \Delta i_L = \frac{V_{in} - V_{out}}{L}\, t_{off}$$

En régimen permanente la variación neta de la corriente de la bobina debe ser cero, es decir, la tensión media en la bobina debe ser nula. Según esta condición, el área de trabajo del voltaje en la inductancia durante el periodo que magnetizmos la bobina (t_{on}), debe ser igual al área del voltaje del período de desmagnetización de la bobina (ver Figura 13, segunda gráfica).

$$\Delta i_{Lton} + \Delta i_{Ltoff} = 0 \rightarrow \frac{1}{L}V_{in}t_{on} + \frac{V_{in} - V_{out}}{L}\, t_{off} = 0 \rightarrow$$

$$\rightarrow V_{in}t_{on} = (V_{in} - V_{out})t_{off} \rightarrow V_{in}t_{on} + V_{in}t_{off} = V_{out}t_{off}$$

$$\rightarrow V_{in}(t_{on} + t_{off}) = V_{out}t_{off} \rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}}$$

Sabiendo que $T = t_{on} + t_{off}$, se puede aproximar la ecuación previa a:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{T}{T - t_{on}}$$

Si dividimos ambos términos entre el período de conmutación, T, obtenemos:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - d}$$

Fórmula que equivale a la función de transferencia característica del convertidor elevador.

A partir de lo anterior, el ciclo de trabajo puede calcularse como:

$$d = 1 - \frac{V_{in}}{V_{out}}$$

Con esto se obtiene un ciclo de trabajo para la tensión de entrada y de salida dada:

$$d = 1 - \frac{12}{19} = 0{,}368421$$

Para analizar el problema se supone que el rendimiento va a ser suficientemente alto y no se comete un gran error si se aplica el balance de potencias:

$$P_{in} = P_{out} = 65W$$

Con el voltaje de salida y la potencia, se obtiene la corriente de salida I_{out}:

$$P_{out} = V_{out}I_{out} \rightarrow \ I_{out} = \frac{P_{out}}{V_{out}} = \frac{65}{19}$$

$$I_{out} = 3{,}421A$$

Y por consiguiente si usandola ley de Ohm, la resistencia efectiva de la carga:

$$P_{out} = V_{out}I_{out} = \frac{{V_{out}}^2}{R} \rightarrow R = \frac{{V_{out}}^2}{P_{out}} = \frac{19^2}{65}$$

$$R = 5{,}5538\Omega$$

A través de la relación entre la potencia de salida y la de entrada es posible calcular la corriente media de la fuente o corriente de entrada:

$$P_{out} = P_{in} = \ V_{in}I_{in} \rightarrow I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{P_{out}}{V_{in}} = \frac{65}{12}$$

$$I_{in} = 5{,}4166A$$

Esta corriente de entrada coincide con la corriente media que atraviesa la bobina:

$$\overline{\imath_L} = 5{,}4166A$$

La corriente media por el interruptor es posible deducirla haciendo uso de las gráficas de corriente en el MOSFET y corriente en la bobina, pues se relacionan a través del periodo de trabajo:

$$\overline{\imath_s}\ T = \ \overline{\imath_L}\ t_{on} \rightarrow \ \overline{\imath_s} = \overline{\imath_L}\ \frac{t_{on}}{T} = \ \overline{\imath_L}\ d = 5{,}4166 * 0{,}368421$$

$$\overline{\imath_s} = 1{,}9956A = 2A$$

Otra posible forma de sacar la corriente media por el interruptor es por medio de su integral:

$$\overline{i_s} = \frac{1}{T}\int_0^T i_s(t)dt$$

La corriente media por el condensador al estar en régimen permanente es nula:

$$\overline{i_c} = 0$$

La Figura 14 demuestra la relación entre las corrientes por el diodo, por el condensador y la corriente de salida.

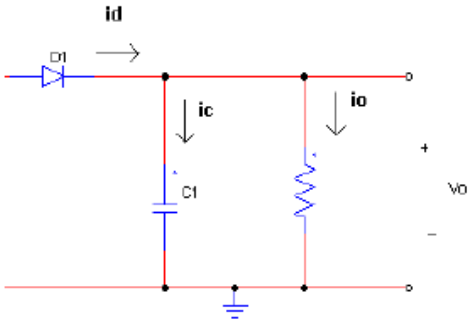


Figura 14. Distribución de corrientes.

$$I_d = I_c + I_{out}$$

Como la corriente media por el condensador era cero, queda que la corriente por el diodo es igual a la corriente de salida.

$$\overline{i_d} = \overline{i_{out}}$$

$$\overline{i_d} = 3{,}421A$$

Las corrientes eficaces por el interruptor, el diodo y el condensador se pueden calcular de manera aproximada despreciando los rizados:

$$I_{RMS_S} = \sqrt{d\ {I_{in}}^2} = \sqrt{0{,}368421 * 5{,}4166^2} \rightarrow I_{RMS_S} = 3{,}2878A$$

$$I_{RMS_D} = \sqrt{(1-d)\ {I_{in}}^2} = \sqrt{(1-0{,}368421)\ 5{,}4166^2} \rightarrow I_{RMS_D} = 4{,}3047A$$

$$I = \sqrt{d\ {I_{out}}^2} = \sqrt{0{,}368421 * 3{,}421^2} \rightarrow I_{RMS_C} = 2{,}0765A$$

Las tensiones máximas en el diodo, en el MOSFET y en el condensador cuanto a los voltajes que son invariables de la frecuencia de conmutación del circuito, tenemos:

$$V_{D_{max}}(inversa) = -V_{out} \rightarrow V_{D_{max}} = -19V$$

$$\overline{V_d} = d\,V_{out} = 0{,}368421 * 19 \rightarrow \overline{V_d} = 6{,}99V = 7V$$

$$\overline{V_s} = V_{out} \rightarrow \overline{V_s} = 19V$$

$$V_{s_{pico}} = V_{out} + \frac{\Delta V_{out}}{2} = 19 + \frac{0{,}01 * 19}{2} \rightarrow V_{s_{pico}} = 19{,}095V$$

$$\overline{V_c} = V_{out} \rightarrow \overline{V_c} = 19V$$

Para calcular el valor mínimo del condensador que se usará en el diseño, hay que fijarse en el rizado de la tensión de salida.

$$i_c = C\frac{dV}{dt} \rightarrow \Delta V_{out} = \frac{1}{C}\int_0^T i_c(t)dt \rightarrow C = \frac{1}{\Delta V_{out}}\int_0^T i_c(t)dt$$

Sabiendo que éste tiene que cumplir un valor $\leq 1\%$

$$\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} \leq 1\% \rightarrow \Delta V_{out} = V_{out} * 0{,}01 = 19 * 0{,}01$$

$$\Delta V_{out} = 0{,}19V$$

$$\rightarrow C = \frac{1}{\Delta V_{out}}\int_0^{ton}\left|\overline{i_c(t)}\right|dt = \frac{1}{\Delta V_{out}} I_{out} t_{on}$$

El valor mínimo de la bobina que garantiza el funcionamiento de la planta en MCC viene dado por la ecuación:

$$\frac{1}{2}\,\Delta i_L \leq\ i_{L_{min}}$$

De aquí se obtiene que L:

$$L = \frac{Rd(1-d)^2}{2f}$$

Tanto para calcular el valor de la inductancia como el valor del condensador, es necesario establecer una frecuencia de conmutación, por lo que en el apartado que sigue se llevará a cabo un estudio numérico variando la frecuencia y el porcentaje de carga.

3.1.1 CÁLCULOS DE LA INDUCTANCIA

Partiendo de los datos iniciales del problema y los calculados en el capítulo anterior, el siguiente paso es definir los parámetros mínimos de la inductancia y del condensador que aseguran su funcionamiento en continua. En este caso el convertidor deberá trabajar en MCC hasta un 10% - 20% de la carga máxima. Esto Significa que la corriente por la bobina no debe hacerse cero si la potencia demandada por la carga es mayor que 6,5W – 13W.

El cargador que se desea diseñar es aquel cuyas prestaciones son las mejores, por lo que se ha realizado un análisis de los valores del circuito para frecuencias diferentes. A continuación se explicarán los cálculos pertinentes de los componentes para las frecuencias de 100kHz y 250kHz.

Se empezará obteniendo el valor de la inductancia crítica cuando el modo de conducción continuo es igual al de discontinuo.

Partiendo de la ecuación $L = \frac{Rd(1-d)^2}{2f}$

- F=250kHz:

$$L_{crit} = \frac{5{,}5538 * 0{,}368421(1 - 0{,}368421)^2}{2 * 250 * 10^3} = 1{,}6324 * 10^{-6}H = 1{,}63\mu H$$

- F=100kHz:

$$L_{crit} = \frac{5{,}5538 * 0{,}368421(1 - 0{,}368421)^2}{2 * 100 * 10^3} = 4{,}081\mu H$$

Ahora se calculará el máximo que presenta la corriente que atraviesa la bobina en el instante crítico. Este resultado coincide con los picos de las corrientes del diodo en directa y el del interruptor. $i_{L_{max}} = i_{D_{max}} = i_{s_{max}}$.

$$i_{L_{max}} = \overline{i_L} + \frac{1}{2}\Delta i_L = \frac{V_{in}}{(1-d)^2 R} + \frac{1}{2}\frac{V_{in} d}{L_{crit} f}$$

- F=250kHz:

$$i_{L_{max}} = \frac{12}{(1 - 0{,}368421)^2 * 5{,}5538} + \frac{1}{2}\frac{12 * 0{,}368421}{1{,}6324 * 10^{-6} * 250 * 10^3} = 10{,}841A$$

- F=100kHz:

$$i_{L_{max}} = \frac{12}{(1 - 0{,}368421)^2 * 5{,}5538} + \frac{1}{2}\frac{12 * 0{,}368421}{4{,}081 * 10^{-6} * 100 * 10^3} = 10{,}833A$$

Tal como se indicó al principio, uno de las especificaciones del problema era que el funcionamiento tenía que estar comprendido entre el 10 y el 20% de la carga. Por lo que siguiendo este criterio, el rizado de la corriente de la inductancia se puede obtener de diferentes formas, o bien con la inductancia crítica cuando la carga está al 100% de su capacidad o por medio de la potencia.

La primera opción consiste simplemente en sustituir los valores en la ecuación:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} d}{L_{crit} f}$$

- F=250kHz:

$$\Delta i_L = \frac{12 * 0{,}368421}{1{,}6324 * 10^{-5} * 250 * 10^3} = 1{,}0836A$$

- F=100kHz:

$$\Delta i_L = \frac{12 * 0{,}368421}{4{,}081 * 10^{-5} * 100 * 10^3} = 1{,}0833A$$

La otra opción es darse cuenta de que al modificar la potencia de salida, el rizado de la bobina permanece invariable. Es la media de la corriente la que cambia.

Sabiendo que la corriente media de la bobina es la mitad de su rizado (ecuación1) y que al estar la inductancia conectada en serie con la fuente de alimentación de entrada su corriente media es la misma que la corriente de entrada:

$$(1)\ i_{in_{min}} = \frac{1}{2}\Delta i_L$$

$$(2)\ P_{in} = V_{in} * i_{in_{min}}$$

$$\rightarrow P_{in} = V_{in} * \frac{1}{2}\Delta i_L \rightarrow \Delta i_L = \frac{2P_{in}}{V_{in}}$$

- F=250kHz = f=100kHz:

$$\Delta i_L = \frac{2 * 65}{12} = 1{,}0833A$$

Efectivamente se demuestra que ambos procedimientos son válidos y que no dependen de la frecuencia del circuito.

Una vez obtenido el rizado de la bobina es posible calcular su valor despejando la fórmula:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} d}{L_{crit} f} \rightarrow L_{crit} = \frac{V_{in} d}{\Delta i_L f}$$

- F=250kHz:

$$L_{crit} = \frac{12 * 0{,}368421}{1{,}0836 * 250 * 10^3} = 1{,}6324 * 10^{-5} H = 16{,}3\mu H$$

- F=100kHz:

$$L_{crit} = \frac{12 * 0{,}368421}{1{,}0836 * 100 * 10^3} = 4{,}0812 * 10^{-5} H = 40{,}8 \mu H$$

Si $\overline{i_L} = 5{,}4166 A \; y \; \Delta i_L = 1{,}0833 A$

1) $i_{L_{max}} = i_{D_{max}} = i_{s_{max}} = \overline{i_L} + \frac{1}{2}\Delta i_L$

- F=250kHz = f=100kHz

$$i_{L_{max}} = 5{,}4166 + \frac{1}{2} * 1{,}0833 = 5{,}958 A$$

2) $i_{L_{min}} = i_{D_{min}} = i_{s_{min}} = \overline{i_L} - \frac{1}{2}\Delta i_L$

- F=250kHz = f=100kHz

$$i_{L_{min}} = 5{,}4166 - \frac{1}{2} * 1{,}0833 = 4{,}875 A$$

3) $i_{RMS_L} = \sqrt{\overline{i_L}^2 + \frac{\Delta {i_L}^2}{12}}$

- F=250kHz = f=100kHz

$$i_{RMS_L} = \sqrt{5{,}4166^2 + \frac{1{,}0833^2}{12}} = 5{,}4256 A$$

Como se ha podido comprobar los valores de la corriente en la bobina no cambian con la frecuencia, es independiente de la misma.

En el caso de la carga esté al 20%, los valores de la inductancia se resumen en:

	F=250kHz	F=100kHz
Δi_L	$1{,}0836 A$	$1{,}0833 A$
L_{crit}	$8{,}164 \mu H$	$20{,}4 \mu H$
$i_{L_{max}}$	$6{,}5 A$	$6{,}5 A$
$i_{L_{min}}$	$4{,}3336 A$	$4{,}3336 A$
i_{RMS_L}	$5{,}4526 A$	$5{,}4526 A$

Tabla 1. Valores de la inductancia al 20% de la carga.

3.1.2 CÁLCULOS DEL CONDENSADOR

Siguiendo el mismo procedimiento que con la inductancia, los valores críticos del condensador para ambas frecuencias se calculan:

$$C = \frac{1}{\Delta V_{out}} I_{out} t_{on} = \frac{1}{\Delta V_{out}} \frac{V_{out}\, d}{R\, f}$$

- F=250kHz:

$$C_{crit} = \frac{19 * 0{,}368421}{0{,}01 * 19 * 5{,}5538 * 250 * 10^3} = 2{,}653 * 10^{-5} F = 26{,}53 \mu F$$

- F=100kHz:

$$C_{crit} = \frac{19 * 0{,}368421}{0{,}01 * 19 * 5{,}5538 * 100 * 10^3} = 6{,}6336 * 10^{-5} F = 66{,}33 \mu F$$

La corriente en el condensador alcanza sus máximos y sus mínimos:

1) $i_{C_{max}} = i_{L_{max}} - I_{out}$

- F=250kHz = f=100kHz

$$i_{C_{max}} = 5{,}958 - 3{,}421 = 2{,}537 A$$

2) $i_{C_{min}} = i_{L_{min}} - I_{out}$

- F=250kHz = f=100kHz

$$i_{C_{min}} = 54{,}875 - 3{,}421 = 1{,}454 A$$

La siguiente tabla muestra los resultados cuando se trabaja a un 20% de la carga:

	F=250kHz	F=100kHz
C	$66{,}33 \mu H$	$26{,}5 \mu H$
$i_{C_{max}}$	3,078A	3,078A
$i_{C_{min}}$	0,9126A	0,9126A

Tabla 2. Valores del condensador al 20% de la carga.

3.2 SELECCIÓN COMPONENTES

En esta parte se determinará la frecuencia de conmutación y se dimensionará y seleccionará los elementos que componen el convertidor elevador.

3.2.1 MOSFET

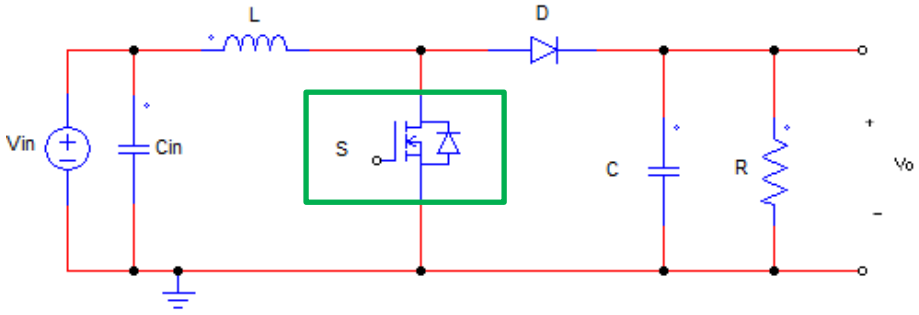


Figura 15. Situación del MOSFET en el convertidor elevador.

Un interruptor electrónico se caracteriza por tener dos estados, activado (ON) y desactivado (OFF). Idealmente se comportan como un cortocircuito y un circuito abierto respectivamente.

El MOSFET es el encargado de realizar la regulación. Funciona como un interruptor electrónico ya que trabaja en la región óhmica y de corte.

En electrónica de potencia los más utilizados son los MOSFETs de acumulación de canal N. Este modelo presenta dos tipos de pérdidas:

- De conducción: debidas al paso de la corriente por el dispositivo ya que tienen una resistencia interna.
- De conmutación: debido a que el paso de corte a zona óhmica no es inmediato.

A la hora de la selección del MOSFET se han tenido en cuenta varios aspectos: la tensión máxima que puede soportar el drenador-surtidor, la intensidad máxima que puede conducir, la resistencia que ofrece el MOSFET cuando está cerrado (Rds-on), pérdidas de conducción, Ciss, Coss, Crss, disponibilidad en el mercado y precio.

El convertidor elevador, según los cálculos llevado a cabo en el apartado 3.2 Análisis matemático, debía cumplir los siguientes parámetros en función de la frecuencia de conmutación y del porcentaje de carga que tuviese:

10%	$V_{S_{max}}$	$\overline{V_s}$	$I_{s_{RMS}}$	$\overline{i_s}$	$I_{s_{max}}$	$I_{s_{min}}$
F=100kHz	19,095V	19V	3,2878A	2A	5,958A	4,875A
F=250kHz	19,095V	19V	3,2878A	2A	5,958A	4,875A

Tabla 3. Parámetros calculados MOSFET al 10%.

20%	$V_{S_{max}}$	$\overline{V_s}$	$I_{s_{RMS}}$	$\overline{i_s}$	$I_{s_{max}}$	I_{min}
F=100kHz	19,095V	19V	3,2878A	2A	6,5A	4,3336A
F=250kHz	19,095V	19V	3,2878A	2A	6,5A	4,3336A

Tabla 4. Parámetros calculados MOSFET al 20%.

Dado que los valores característicos del MOSFET son los mismos para la frecuencia de 100kHz como para 250kHz, la tabla que se muestra a continuación (Tabla 5) es aplicable a la selección del interruptor cuando el circuito opera a un 10% de la carga y con una frecuencia de 250kHz.

Tras una exhaustiva búsqueda en las distintas páginas web de venta de componentes electrónicos, del interruptor que mejor se adecuase a las indicaciones previas, el estudio se ha reducido a la selección de unos pocos interruptores. A continuación se muestra una tabla cuantitativa con los resultados, cuyos cálculos se muestran en el anexo A.

	Modelo	Id (A)	Vds (A)	Rds-on (Ω)	Potencia (W)	Pérdidas de conducción (W)	Ciss (pF)	Coss(pF)	Crss(pF)	Precio (€)
10% 20% F=100kHz F=250kHz	IPD160N04L	30	40	0,133	31	0,14	900(typ) 1200(max)	230(typ) 310(max)	11	0,208
	PSMN017-30EL	32	30	0,017	47	0,18	552	127	64	0,42
	FDD6680AS	55	30	0,0105	60	0,11	1200	350	120	1,12
	Irlr7821	65	30	0,01	75	0,11	1030	360	120	1,39
	Irfp4332	57	300	0,029	12	0,31	5860	530	130	3,72

Tabla 5. MOSFETs escogidos para f=100kHz = f=250kHz y 10% y 20%.

Se analizan los valores de los componentes escogidos, se puede apreciar como todos los modelos poseen una corriente nominal y un voltaje entre el drenador - surtidor con valores muy por encima de los calculados teóricamente como requisitos (tabla3). Por este motivo, no es necesario buscar MOSFETs diferentes cuando el convertidor actúa a un 20% de la carga.

En base a estos datos, es posible deducir que un cargador que posea un convertidor elevador con una frecuencia de 100kHz y trabaje a un 10% de la carga, será más rentable físicamente que uno cuya frecuencia sea superior y su interruptor electrónico sea el mismo. El volumen ocupado será menor y al tener una frecuencia también inferior el sistema será más estable.

La elección del MOSFET estuvo entre dos modelos: IPD160N04L y PSMN017-30EL. El primero presentaba menores pérdidas y costaba menos, sin embargo, su resistencia interna era mayor, al igual que su Ciss (input capacitance).

Como se ha indicado en capítulos anteriores, en un proceso de conversión de energía es importante conseguir que la potencia perdida o disipada sea lo menor posible, y por tanto que la eficiencia energética sea alta, por dos motivos: la energía no aprovechada implica un coste perdido y la dificultad de eliminar el calor generado por dicha energía. Por todo ellos y teniendo en cuenta todos los parámetros, se ha optado por el MOSFET PSMN017-30EL de canal n (Figura 16), que además de ser compatible, se trata de un transistor rápido y diseñado específicamente para mejorar la eficiencia general de convertidores CC/CC que utilizan de modo síncrono o convencional controladores de conmutación PWM, exactamente lo que se requiere.

Figura 16. MOSFET PSMN017-30EL.

3.2.2 DIODO

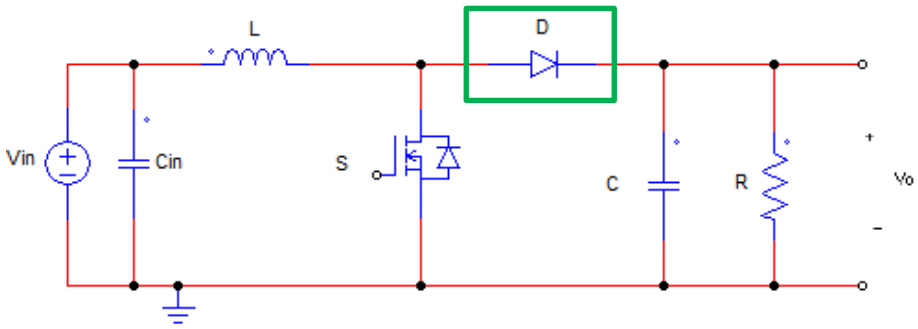


Figura 17. Situación del diodo en el convertidor elevador.

Las características del diodo de potencia son similares a las de los diodos normales. El paso de un estado a otro no se realiza de forma instantánea, y en dispositivos en los que el funcionamiento se realiza a elevada frecuencia es muy importante el tiempo de paso entre los estados, puesto que éste acotará las frecuencias de trabajo.

Existen dos estructuras básicas de diodo de potencia: p-n y Schottky. El diodo p-n está compuesto de tres capas de silicio y presenta una gran recuperación inversa causada por el fenómeno de modulación de conductividad.

El diodo Schottky, es una unión metal-semiconductor que no presenta recuperación inversa debido a su mecanismo de portadora mayoritario (no hay modulación de conductividad). Su caída de tensión en el estado encendido es menor a la del diodo pin.

El diodo que se utilizará será de tipo Schotkky porque tiene una caída de tensión más pequeña que la de los bipolares y porque tienen un tiempo de recuperación inferior. Las pérdidas que presenta son:

- De conducción: dependen de una resistencia interna que aumenta, idealmente, de forma proporcional a la corriente, y de la tensión umbral. En la figura 18 se puede ver un modelo de aproximación de un diodo.

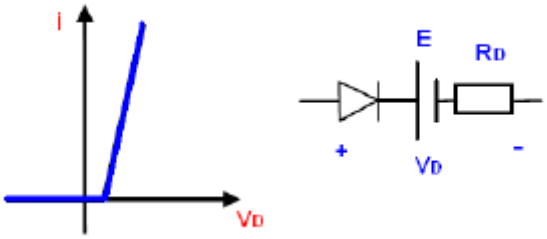


Figura 18. Modelo de aproximación de un diodo.

- De conmutación: debido a que los dispositivos no son ideales, se requiere un tiempo para conseguir el paso de corte a conducción, y de conducción a corte.

Tal como ocurría con el MOSFET, a la hora de elegir el diodo, hay que tener en cuenta ciertos parámetros:

- La máxima tensión inversa: indica cuando el diodo está en inversa.
- Máxima corriente directa: cuando el diodo esta en directa puede producir permanentemente hasta cierta intensidad sin calentarse excesivamente a una temperatura ambiente de 25ºC.
- Valor de la resistencia dinámica.
- Pérdidas de conmutación o potencia disipada.
- Tiempo de recuperación.
- Volumen.
- Precio.

10%	$V_{D_{max}}$	$\overline{V_D}$	$i_{D\,RMS}$	$\overline{i_D}$	$i_{D_{max}}$	$i_{D_{min}}$
F=100kHz	-19V	7V	4,3047A	3,421ª	5,958A	4,875A
F=250kHz	-19V	7V	4,3047A	2A	5,958A	4,875A

Tabla 6. Parámetros calculados para el diodo al 10%.

20%	$V_{D_{max}}$	$\overline{V_D}$	$i_{D\,RMS}$	$\overline{i_D}$	$i_{D_{max}}$	$i_{D_{min}}$
F=100kHz	-19V	7V	4,3047A	3,421A	6,5A	4,336A
F=250kHz	-19V	7V	4,3047A	3,421A	6,5A	4,336A

Tabla 7. Parámetros calculados para el diodo al 20%.

Los diodos seleccionados para el convertidor y que cumplían los requisitos previos son:

	Modelo	Vrrm (V)	If(A)	Rd (Ω)	Ud (V)	V (mm^3)	Pérdidas (W)	t (ns)	Precio (€)
10% 20% F=100kHz F=250kHz	SBL2035CT	35	5	0,111	0,845	789,515	4,951	10	1,38 + 20
	SBL2030CT	30	20	0,125	0,6	758,922	4,369	10	0,952 +20
	MUR2020RG	200	5	0,033	0,446	781,165	2,146	75	8,01 + 18
	MBRB1530CT	40	7,5	0,111	1,133	495,828	5,936	30	1,26 + 20
	STTH2002D	200	20	0,01	0,75	753,48	2,751	16	1,89
	BYV32-200G	200	20	0,05	1,376	780,406	5,633	35	1

Tabla 8. Diodos escogidos para f=100kHz = f=250kHz y 10% y 20%.

Tal como sucedió con el interruptor, los modelos seleccionados cumplen los requisitos para todas las posibilidades estudiadas en el desarrollo del proyecto. Es por ello que solo se presenta una tabla de resultados. (Los cálculos se encuentran en el anexo A).

En un primer análisis, no se consideró importante el factor del tiempo de recuperación. No obstante, tal como puede apreciarse en la tabla superior (tabla8), los valores de parámetros de estudio no difieren notablemente de unos modelos a otros.

Tras incluir este requisito, la búsqueda se redujo a dos modelos: MUR2020RG y SBL2030CT, los cuales a simple vista se compensaban bastante. El primero poseía una resistencia interna y unas pérdidas inferiores, mientras que su tiempo de recuperación era ligeramente superior, al contrario que sucedía con el otro modelo. Por eso, se procedió a comprobar la disponibilidad y precio de ambos.

El modelo MUR2020RG tenía un precio de 8,01€ al que había que incluir 18€ e portes, y el otro diodo costaba 0,952€ más incremento de 20€ por gastos de envío. Al ver que ambos presupuestos eran excesivos y que no había disponibilidad en el distribuidor Farnell, se decidió que el diodo más propicio después de descartar los anteriores es STTH2002D (Figura 19).

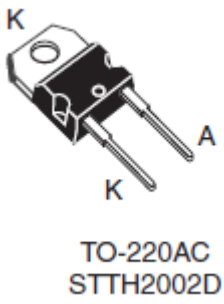


Figura 19. Diodo STTH2002D.

3.2.3 CONDENSADORES

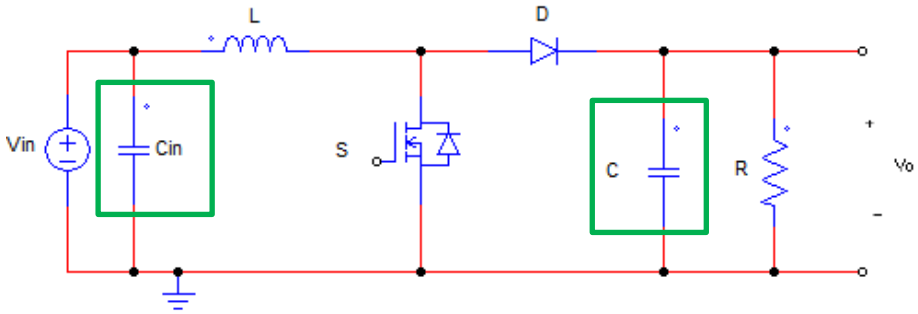


Figura 20. Situación de los condensadores en el convertidor elevador.

La principal misión de los condensadores es la de mantener constante la tensión de salida proporcionando la tensión necesaria cuando el interruptor está cerrado, siendo esto consecuencia de su función de eliminar el rizado.

La frecuencia a la que se trabaje condicionará varios de los aspectos a tener en cuenta para la elección del condensador. El primero se centra en la capacidad, que es inversamente proporcional a la frecuencia del sistema, siendo ésta más pequeña para alta frecuencias. Un segundo factor es el material y la fabricación, ya que aportan mejores o peores características según a la frecuencia a la que se trabaje.

El convertidor elevador estará dotado de un condensador de salida típico de todo circuito boost. Además se ha decidido colocar un condensador de entrada paralelo a la fuente de alimentación con el fin de estabilizar la tensión de entrada. Si se sitúa un condensador lo suficientemente grande en paralelo con la carga, la tensión en ésta se mantendrá prácticamente constante e igual a su valor medio.

Para realizar la elección de los condensadores de entrada y salida antes se debe conocer el propósito de su misión y los valores de las magnitudes a tratar. Según las especificaciones del proyecto y los cálculos llevados a cabo en el apartado 3.1 Análisis matemático, los condensadores deben cumplir:

10%	C_{min}	$\overline{V_C}$	$i_{C_{RMS}}$	$i_{C_{max}}$	$i_{C_{min}}$
F=100kHz	$66{,}33\mu F$	19V	2,0765A	2,537A	1,454A
F=250kHz	$26{,}53\mu F$	19V	2,0765A	2,537A	1,454A

Tabla 9. Parámetros calculados para el condensador al 10%.

20%	C_{min}	$\overline{V_C}$	$i_{C_{RMS}}$	$i_{C_{max}}$	$i_{C_{min}}$
F=100kHz	$66{,}33\mu F$	19V	2,0765A	3,078A	0,9126A
F=250kHz	$26{,}53\mu F$	19V	2,0765A	3,078A	0,9126A

Tabla 10. Parámetros calculados para el condensador al 20%.

Los tipos de condensadores que se investigaron y que cumplían con la tensión de rizado máxima, capacidad y tensión y corriente máxima y eficaz, eran de diversos materiales.

Otra condición importante que afectó a la hora de elegir un condensador fue el valor de su ESR. La impedancia de salida del circuito determina el valor máximo de esta ESR y se ha de tener en cuenta porque por el ancho de banda que tendrá el controlador, que nos limitará su acción sobre el circuito hasta cierta frecuencia y a partir de dicha frecuencia de corte actuará la ESR del condensador de filtrado.

Tras rechazar varios fabricantes y tipos de condensadores (cerámicos y electrolíticos) por no soportar la tensión mínima y por tener un volumen excesivo, la casa KEMET ofrecía una alternativa con condensadores de tántalo. Dentro de esta gama existe una gran disparidad en la resistencia interna (ver Anexo A), siendo para 100 μF la menor de todas. Por ejemplo, se encontró el condensador:

Modelo	C (μF)	V (V)	Irms (A)	ESR (Ω)	Pérdidas (W)	Volumen (mm^3)
T491X107(1)025(2)	100	25	23,452	0,3	1,293	150,328

Tabla 11. Condensador de tántalo KEMET.

Otra posibilidad era usar dos condensadores de 50micro faradios colocados en paralelo en lugar de un sólo condensador de 100 micro faradios. (Figura 21) Se realizó un estudio compa comparativo de esta opción. No obstante, se rechazó porque la resistencia interna que presentaba el condensador de 100micros era considerablemente inferior a los de 50micros.

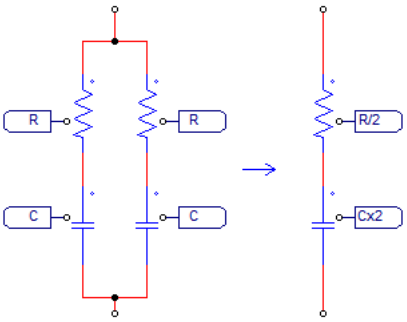


Figura 21. Estudio de condensadores válidos para el elevador.

Aunque todo indicaba que un condensador con las características descritas sería el más adecuado, en el momento de realizar la compra online del componente, se requería un pedido mínimo de 500 unidades, lo que supuso un aumento del precio que se salía del presupuesto y su consecuente rechazo del modelo.

Puesto que el condensador que se quería para el diseño del cargador estaba fuera del alcance, se estableció que un electrolítico con volumen superior, pérdidas menores e impedancia y precio inferiores, podría suplantar al original y cumplir los mismos requisitos.

Finalmente el modelo del condensador (Figura 22) utilizado para la construcción del cargador y que sirve para todos los casos estudiados es:

Modelo	C (μF)	V (V)	ESR (Ω)	Pérdidas (W)	Volumen (mm^3)
EEUFC1V121	120	35	0,117	0,504	578,053

Tabla 12. Condensador electrolítico seleccionado.

Figura 22. Condensador EEUFC1V121.

3.2.4 BOBINA

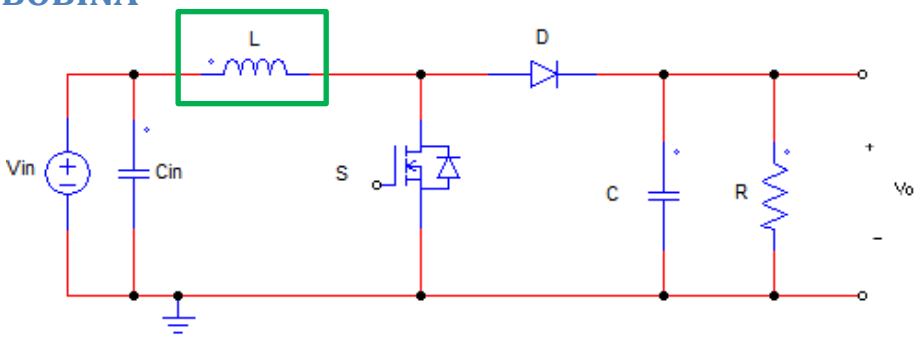


Figura 23. Situación de la bobina en el convertidor elevador.

La tensión de entrada se aplica en la bobina en el intervalo de conducción del interruptor, lo que provoca que la corriente circulante por la misma aumente, almacenando energía en forma de campo magnético y, así cederla en el intervalo de no conducción del interruptor.

Para la elección del inductor, es necesario conocer la intensidad que la va atravesar, así como su rizado y su voltaje. Para ello se analiza el caso calculado en el análisis matemático.

10%	L_{min}	Δi_L	$\overline{i_L}$	$i_{L_{RMS}}$	$i_{L_{max}}$	$i_{L_{min}}$
F=100kHz	$40{,}81\mu H$	1,0833A	5,4166A	5,4256A	5,958A	4,875A
F=250kHz	$16{,}32\mu H$	1,0833A	5,4166A	5,4256A	5,958A	4,875A

Tabla 13. Parámetros calculados para la bobina al 10%.

20%	L_{min}	Δi_L	$\overline{i_L}$	$i_{L_{RMS}}$	$i_{L_{max}}$	$i_{L_{min}}$
F=100kHz	$20{,}41\mu H$	2,166A	5,4166A	5,4526A	6,5A	4,3336A
F=250kHz	$8{,}164\mu H$	2,166A	5,4166A	5,4526A	6,5A	4,3336A

Tabla 14. Parámetros calculados para la bobina al 20%.

Como venimos indicando con el resto de componentes, las pérdidas en la bobina tienen una gran repercusión en su selección. Éstas disminuyen según aumenta la frecuencia, al contrario de lo que sucede en los elementos semiconductores. El volumen que ocupa la inductancia, la resistencia interna, el precio, etc. También son factores considerados en el estudio.

Acto seguido se muestra una tabla con algunos de los modelos analizados como posibles candidatos para formar parte del convertidor elevador. La tabla sólo muestra las bobinas para una frecuencia de 100kHz y una carga al 10% porque en los componentes anteriores se comprobó que este caso de estudio era el más acertado. No obstante, se pueden consultar el resto de casos en el Anexo A, así como el procedimiento llevado a cabo al realizar los cálculos pertinentes.

	Modelo	Inductancia (μH)	DRC (Ω)	I_{sat} (A)	Volumen (mm^3)	Pérdidas (W)
VISHAY 10% F=100kHz	1400-470K-RC	47	0,018	30,6	29827,0824	0,529868436
	1400-560K-RC	56	0,019	27,6	29827,0824	0,559305572
	1400-680K-RC	68	0,021	25,2	29827,0824	0,618179843
	1400-820K-RC	82	0,023	23,1	29827,0824	0,677054113
	1400-101K-RC	200	0,025	20,6	29827,0824	0,735928384
	1400-121K-RC	120	0,028	18,6	29827,0824	0,82423979
	1400-151K-RC	150	0,04	16,9	29827,0824	1,177485414
	1400-181K-RC	180	0,045	15,5	29827,0824	1,324671091
	1400-221K-RC	220	0,05	14	29827,0824	1,471856768
	1400-271K-RC	270	0,056	12,4	29827,0824	1,64847958
	1400-331K-RC	330	0,074	11,2	29827,0824	2,178348017

muRATA 10% F=100kHz	1447383C	47	0,019	8,3	10592,27233	0,559305572
	1447385C	47	0,021	8,5	7897,461276	0,618179843
	1468362C	68	0,032	6,2	7721,642043	0,941988332
	1468373C	68	0,025	7,3	10592,27233	0,735928384
	1410460C	100	0,033	6	10435,93097	0,971425467
	1410478C	100	0,04	7,8	17973,65476	1,177485414
	1415465C	150	0,042	6,5	17752,44265	1,236359685

Tabla 15. Bobinas escogidas para f=100kHz y 10%.

Una primera investigación nos llevó a decantarnos por el fabricante Vishay, cuyas bobinas poseían el menor volumen de todos. En este caso particular, el tamaño de la inductancia no afectaba al volumen total, pues permanecía invariable. Es por eso, que se dio importancia a aquellas cuyo DRC fuese menor y su capacitancia se aproximase lo máximo posible a la mínima establecida para trabajar en modo de conducción continuo.

Durante segunda búsqueda más exhaustiva, se encontraron:

	Inductancia (μH)	DRC (Ω)	I_{sat} (A)	Volumen (mm^3)	Pérdidas (W)
IHTH 10% F=100kHz	33	0,0238	11	3099,642515	0,700603822
	47	0,0372	8	3099,642515	1,095061435
	68	0,04892	6,2	3099,642515	1,440064662
	82	0,0581	6	3099,642515	1,710297564
	100	0,064	5,9	3099,642515	1,883976663

Tabla 16. Bobinas IHTH para f=100kHz y 10%.

Tal como se ve en la tabla, el volumen de esta gama de bobinas era mucho menor que las anteriores. Lo que implicó que se trabajase con estos modelos.

Después de encontrar el proveedor, el siguiente paso es calcular con qué porcentaje de rizado entra la bobina en modo de conducción discontinuo. Parecido al proceso que se llevado a cabo en el apartado de cálculos matemáticos, aquí se comprueba cuál sería el porcentaje de potencia con respecto a la total, con el valor del rizado de la inductancia, es decir, se despeja Δi_L en lugar de L y se calcula la potencia de entrada.

A modo aclaratorio se mostrará el proceso para una inductancia de 68 μH. Datos:

- L = 68 μH
- DRC = 0,04892 Ω
- I_{RMS} = 6,2 A
- I_{sat} = 6,2 A
- Vol = 4462 mm^3
- Pérdidas = 1,44 W

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} d}{L\, f}$$

$$i_{in_{min}} = \frac{1}{2}\Delta i_L$$

$$P_{in} = I_{in} V_{in}$$

- F=100kHz

$$\Delta i_L = \frac{12 * 0{,}368421}{68 * 10^{-6} * 100 * 10^3} = 0{,}6502A$$

$$i_{in_{min}} = \frac{1}{2} * 0{,}6502 = 0{,}325A$$

$$P_{in} = 0{,}325 * 12 = 3{,}9W$$

Que comparado con los 65W del circuito inicial supone un 6% de la potencia de salida, el cual es menor que el 10% que delimitaba el paso a modo de conducción discontinuo.

Además es posible comprobar si el sistema se encuentra en modo de conducción continuo o discontinuo analizando el siguiente criterio:

MCC: $\frac{1}{2}\Delta i_L < \overline{i_L}$ y MCD: $\frac{1}{2}\Delta i_L > \overline{i_L}$

El resumen de lo anterior es:

L (μF)	Δi_L (A)	$i_{in_{min}}(A)$	$P_{in}(W)$	MCC	%
33	1,339712727	0,669856364	8,038276364	SÍ	12,366579
47	0,940649362	0,470324681	5,64389617	SÍ	8,68291718
68	0,650154706	0,325077353	3,900928235	SÍ	6,00142805
82	0,539152683	0,269576341	3,234916098	SÍ	4,976794
100	0,940649362	0,470324681	5,64389617	SÍ	8,68291718
33	0,04421052	0,02210526	0,26526312	SÍ	0,40809711

Tabla 17. Comprobación de bobinas válidas f=100kHz y 10%.

Como los resultados para las inductancias de 33 y 47 μF son prácticamente iguales e igual de válidos, se lleva a cabo un estudio del ancho de banda con el programa SmartCtrl, el cuál será explicado con mayor detalle en el capítulo 4.

Por último, la bobina seleccionada por precio, stock y mejores prestaciones se corresponde a la de 47 μH del fabricante MURATA POWER SOLUTIONS (Figura 24):

Figura 24. Bobina MURATA-1400 Series.

3.2.5 CLEMAS

Las clemas son conectores eléctricos en el que un cable se aprisiona contra una pieza metálica. En nuestro proyecto se usan para conectar los cables de alimentación que van unidos al coche y los del portátil.

Las clemas utilizadas (Figura 25) se caracterizan por:

- Modelo: CTNA5002
- Voltaje: 300V
- Amperaje: 15 A
- 2 pines
- Paso: 5mm
- Altura: 14mm

Figura 25. Clema CTNA5002.

3.2.6 COMPONENTES FINALES

Este apartado engloba de manera resumida los componentes finales escogido para la realización del elevador.

Componente	Modelo	Valor
MOSFET	PSMN017-303L	-
Diodo	STTH2002D	-
Condensadores	EEUFC1V121	102 μF
Bobina	MURATA-1400 Series	47 μH
Clemas	CTNA5002	-

Tabla 18. Componentes seleccionados para el elevador.

3.3 SIMULACIÓN DE LA PLANTA EN LAZO ABIERTO

Con el objetivo de validar los cálculos realizados a lo largo del estudio teórico del convertidor elevador, este cuarto punto del capítulo tres estará dedicado a las simulaciones de las diferentes herramientas software. Se comprobará el funcionamiento y las formas de onda del circuito seleccionado con PSIM.

Antes de comenzar, será necesario establecer el esquemático del convertidor elevador (Figura 26) simbolizando cada uno de los modos de funcionamiento.

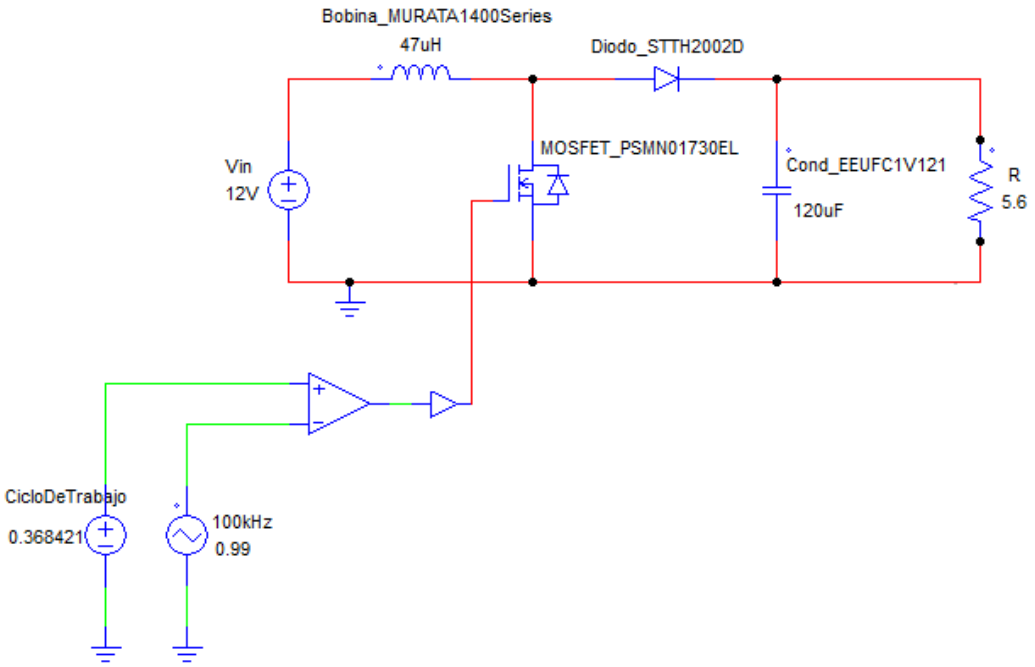


Figura 26. Convertidor elevador en Psim

Si se contempla la figura 26, la señal de disparo del interruptor es generada mediante la comparación de una señal continua y otra triangular, cuyo resultado es una señal de disparo de pulsos cuadrados con un ciclo de trabajo de 0.368421, de tal manera que los flancos a '1' y a '0' se mantienen durante el mismo tiempo a lo largo de un periodo de conmutación. La triangular oscila con una frecuencia de 100KHz, exactamente la que se requiere para este proyecto.

3.5.1 SIMULACIÓN DE FORMAS DE ONDA DEL ELEVADOR

Si se simula el elevador ideal con los valores de los componentes escogidos en el apartado anterior, es posible observar que la variación en régimen permanente de la bobina produce una corriente triangular que la atraviesa de eficaz igual a 5,48A según PSIM, que se aproxima a los 5,42A teóricos. Por consiguiente las formas de onda del

diodo y el MOSFETs calculadas también son correctas, pues si se recuerda estaban acotadas entre 4,875A y 5,958A como valor máximo, que es lo que se muestra en la figura 30.

Además se muestra como la forma de onda de disparo del interruptor MOSFET adopta forma cuadrada, asemejándose al resultado ideal que se buscaba (figura 27). En cuanto a los voltajes de entrada y salida, queda demostrado que son los impuestos por el diseño inicial. La entrada permanece constante en 12V (figura 28) mientras que el valor RMS de la salida es 19,15V casi el mismo que los 19V especificados (figura 29).

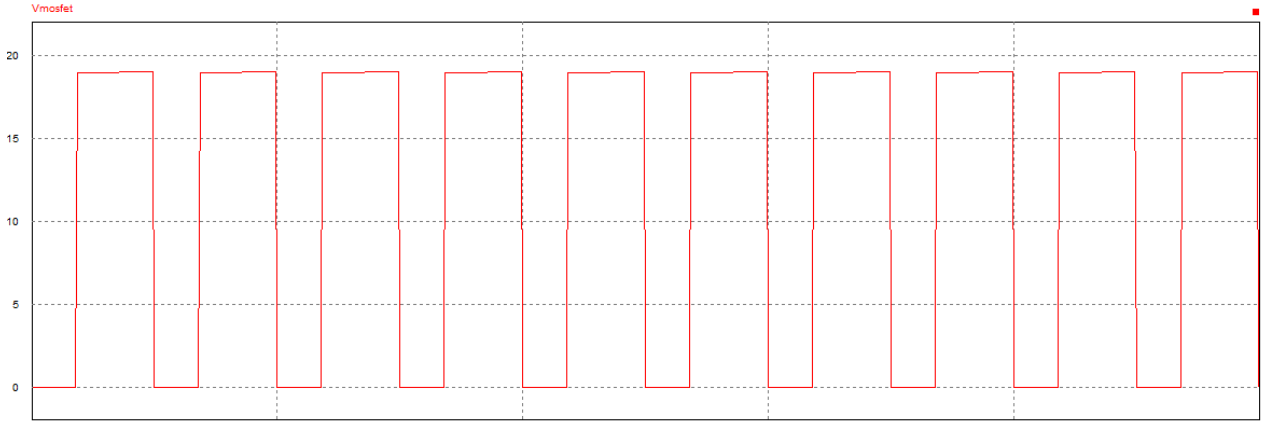


Figura 27. Voltaje drenador-fuente del MOSFET.

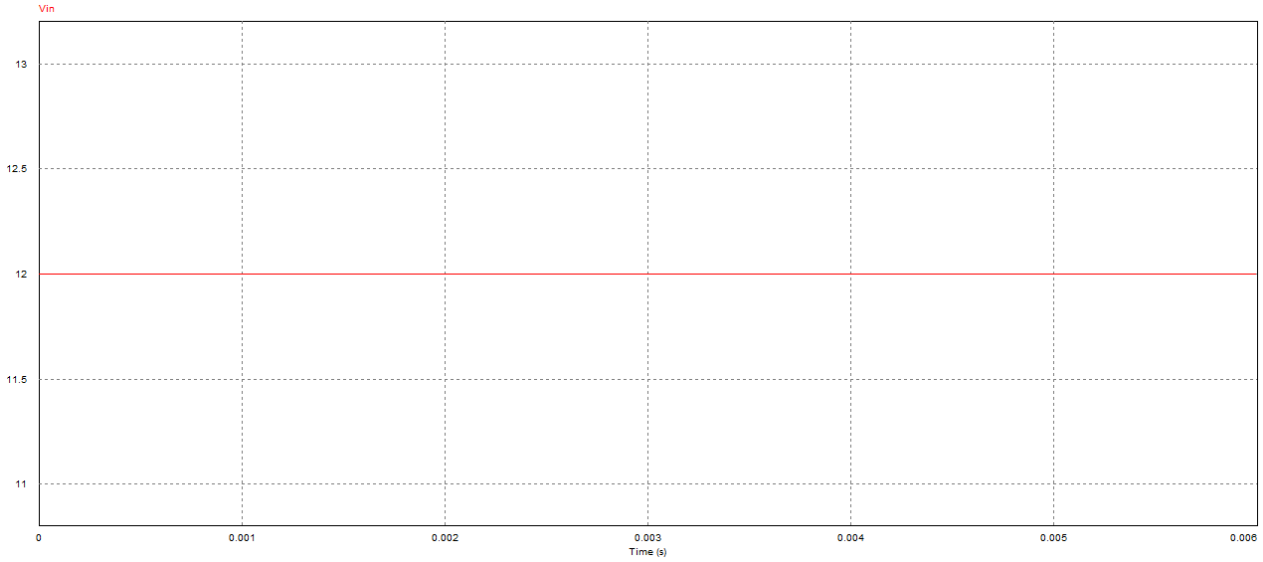
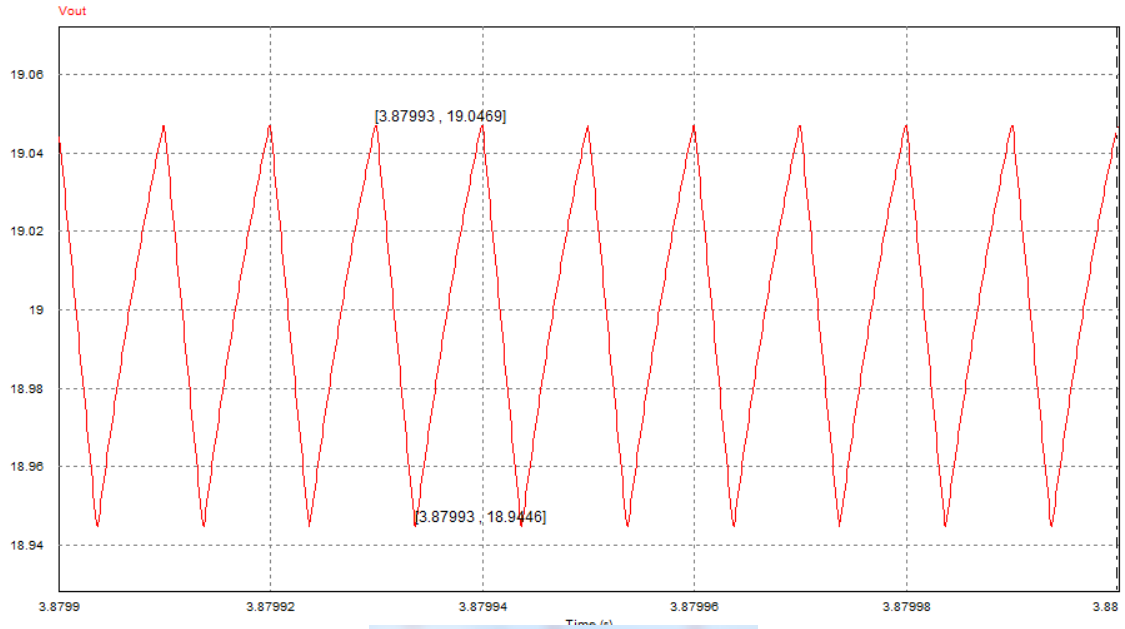
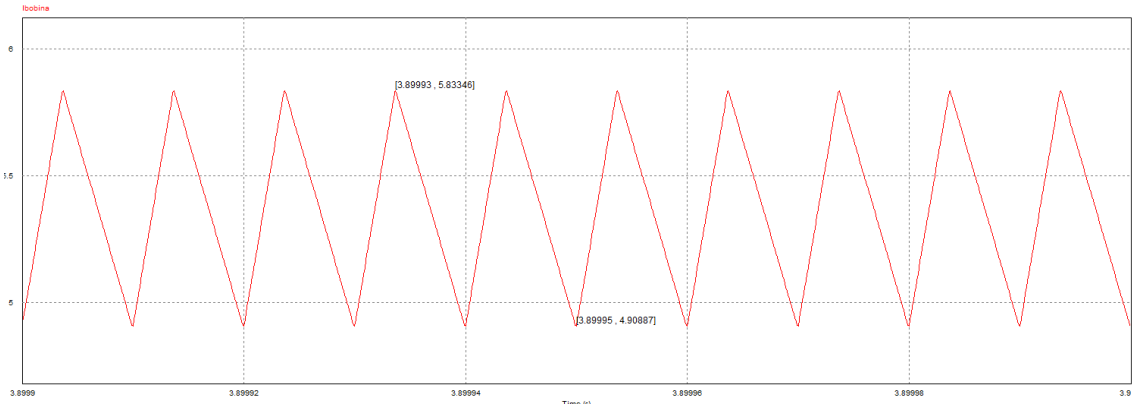


Figura 28. Voltaje entrada del convertidor (Vin).



RMS Value	
Time From	3.8799000e+000
Time To	3.8800001e+000
Vout	1.8998437e+001

Figura 29. Voltaje salida del convertidor (Vout).



RMS Value	
Time From	3.8999000e+000
Time To	3.9000001e+000
Ibobina	5.3772155e+000

Figura 30. Corriente bobina del convertidor (il).

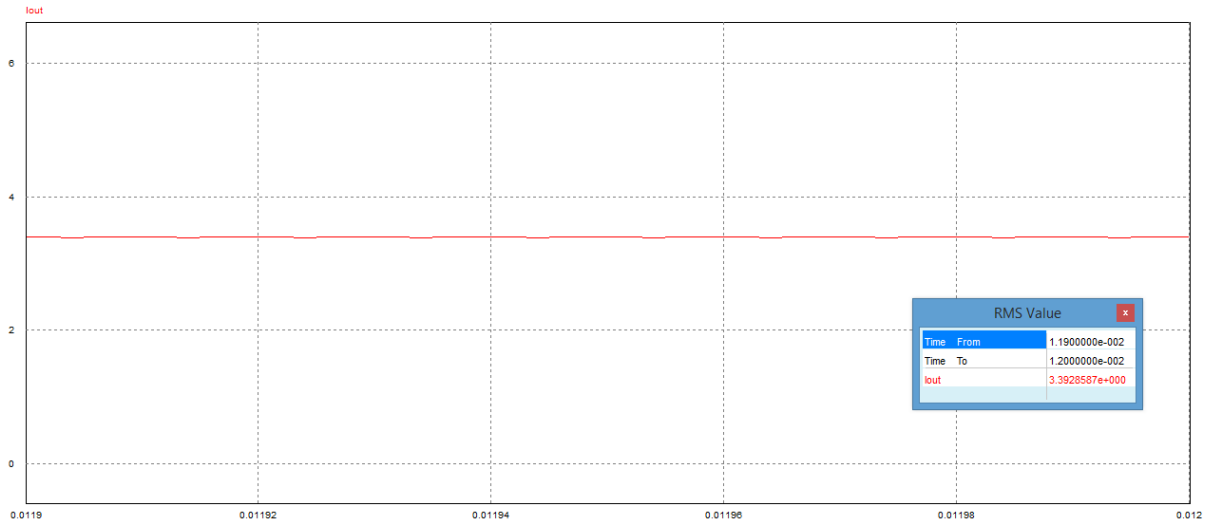


Figura 31. Corriente salida del convertidor (Iout).

En la tabla posterior (Tabla 19) se comparan los valores obtenidos en las simulaciones con los resultados teóricos calculados previamente, de tal manera que se hace visible las diferencias existentes y los errores que aparecen cuando se lleva a cabo el diseño en la práctica.

	Cálculo matemático	Simulación
V_{in}	12V	12V
$V_{RMS_{out}}$	19V	18,998V
$V_{out_{max}}$	19V	19,046V
$V_{out_{min}}$	19V	18,944V
I_{RMS_L}	5,425A	5,377A
$I_{L_{max}}$	5,958A	5,833A
$I_{L_{min}}$	4,875A	4,906A

Tabla 19. Tabla comparativa de los valores teóricos y simulados del convertidor.

3.5.2 SIMULACION DE FORMAS DE ONDAS EN EL PUNTO CRÍTICO

A modo de ampliación se decide llevar a cabo la simulación del sistema en el instante en que entra en modo de conducción discontinuo. Para ello, se dejan los valores de los componentes y las fuentes de alimentación invariables y se modifica el valor de la resistencia R hasta que el rizado de la bobina alcanza el valor cero.

La figura 32 muestra en su parte superior la forma de onda de la corriente que circula a través de la bobina. Se ve cómo el valor mínimo de la gráfica es nulo indicando con ello que a partir de entonces el sistema dejará de estar en modo de conducción continuo y pasará a ser discontinuo. Además se ha simulado la tensión de

salida en ese mismo instante (Figura 32 gráfica inferior) para verificar que la forma triangular del apartado previo pasa a curvarse por la parte de los máximos de la onda.

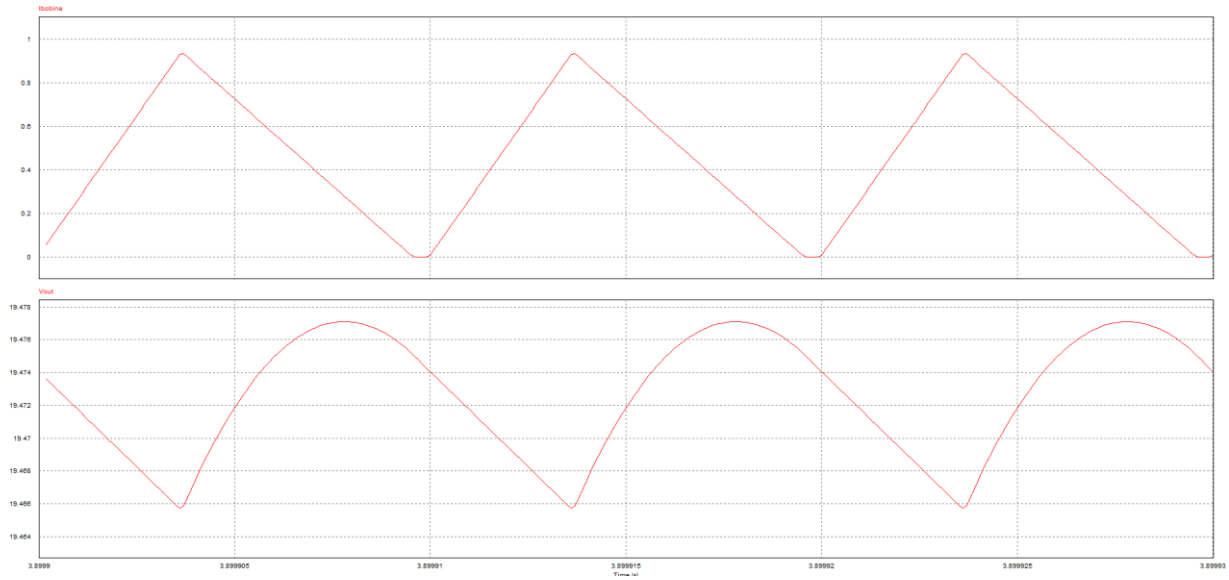


Figura 32. Formas de onda del elevador en el punto crítico

En este caso el esquemático llevado a cabo con Psim es el que se muestra en la Figura 33. En él se ve cómo el valor de la resistencia ahora es 70Ω.

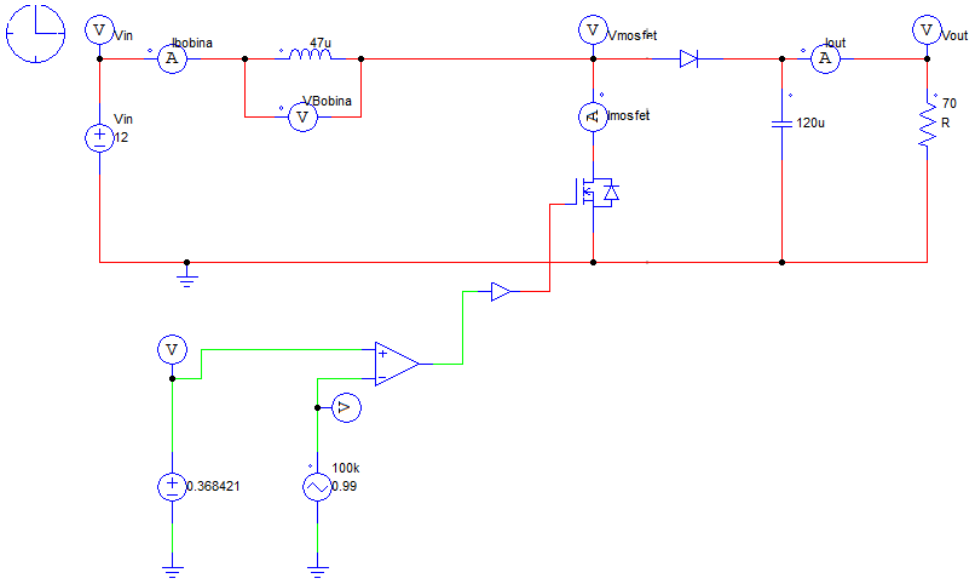


Figura 33. Esquemático del elevador en el instante crítico

3.4 RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR

Como se ha adelantado previamente un convertidor elevador puede presentar una eficiencia muy alta, pero una selección errónea de los componentes puede afectar a dicho rendimiento. [16]

En nuestro caso los componentes escogidos presentan pequeñas pérdidas que han de considerarse para conocer el rendimiento del sistema y que pueden verse en el Anexo A.

El rendimiento teórico puede ser calculado mediante la fórmula:

$$\eta = \frac{P_{in} - (P_{MOSFET} + P_{bobina} + P_{diodo})}{P_{in}} = \frac{65 - (0{,}18 + 1{,}095 + 2{,}751)}{65} = 0{,}938$$

$$\eta = 93{,}8\%$$

Este resultado es bastante alto y demuestra que efectivamente la eficiencia de un convertidor elevador es elevada y además se comprueba que la selección de componentes ha sido acertada.

En el apartado 6.1 de la memoria se analizará el rendimiento experimental del sistema.

4 DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL

Este apartado se centra en el diseño del lazo de control necesario para hacer funcionar la etapa de potencia exigida en el proyecto. Ésto se puede llevar a cabo matemáticamente, analógicamente o con una herramienta informática. En nuestro caso este estudio se ha realizado con ayuda de las herramientas de trabajo PSIM y SmartCtrl, las cuales nos han permitido conocer las limitaciones del sistema y sus efectos.

En SmartCtrl se ha elegido un convertidor de tipo elevador para la "PLANTA", un "REGULADOR" de tipo 3 ya que es el que permite elevar la fase de la planta para que sea estable, un "SENSOR" divisor resistivo y un "MAPA DE SOLUCIONES" cuya zona blanca permita encontrar el regulador buscado.

En la siguiente ilustración (Figura 34) se ven los elementos que se pueden elegir en SmartCtrl:

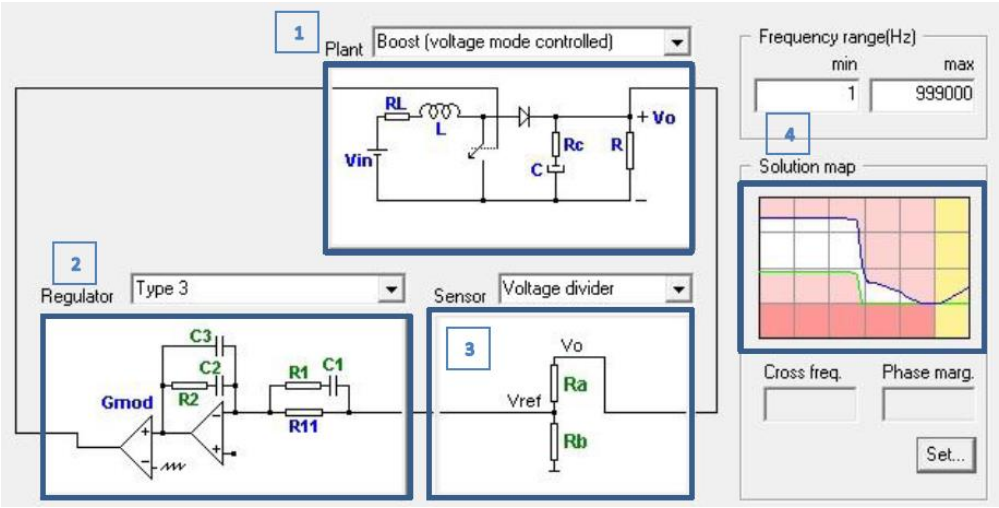


Figura 34. Elementos de SmartCtrl.

Una vez cumplimentados los datos previos, sólo queda introducir, los elementos que dan forma al convertidor tales como las ganancias del modulador y sensado, y el valor de la resistencia R11.

La gráfica inferior (Figura 35) enfrenta frecuencia de corte y margen de fase. Las zonas dentro del rojo indican que no hay solución existente o que es incorrecta para el convertidor actual. Por otro lado las regiones teñidas de color amarillo sí tienen solución posible dentro de las dos curvas, sin embargo puede que esta genere un regulador deficiente o que el ruido de conmutación produzca inestabilidades en el sistema. La superficie blanca es entonces donde se encuentran posibles soluciones, aunque esto no implica que todas sean correctas, estables u óptimas.

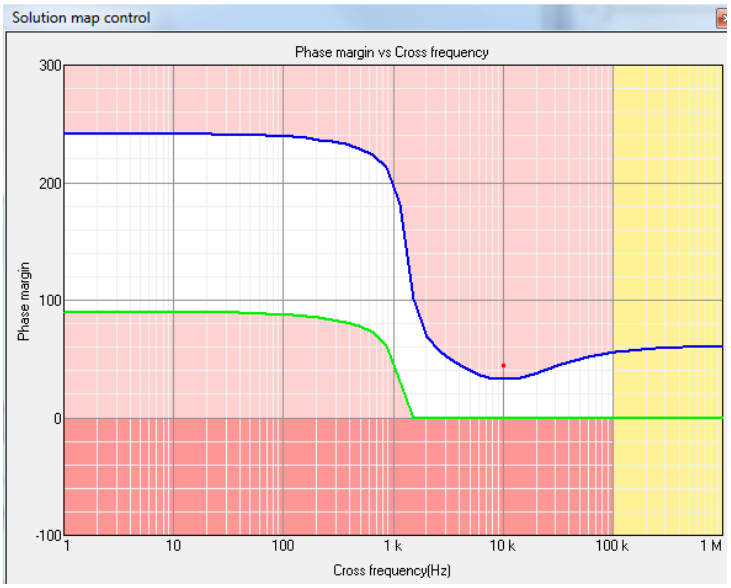


Figura 35. Mapa de soluciones del SmartCtrl con controlador Type3.

En el estudio anterior se escogió un controlador "Type3" y se estableció la frecuencia de corte en 10kHz y la fase en 45º. Y dado que la solución obtenida a través de SmartCtrl muestra que el sistema es inestable, se procede a analizar el elevador con otras características.

Se selecciona un nuevo controlador "Type2", el cuál se trata de un integrador. También se disminuye la frecuencia a 100Hz y se modifica la fase a 90º. La figura 36 muestra el resultado obtenido.

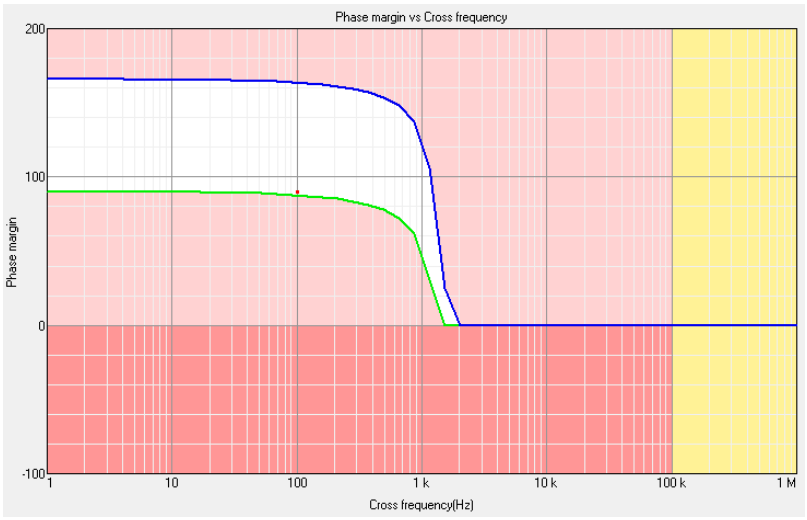


Figura 36. Mapa de soluciones del SmartCtrl con controlador Type2.

Se puede observar como el punto escogido ya se encuentra en la zona de color blanco y estable. Aunque a simple vista el resultado induce a pensar que el margen de fase no es suficiente con la zona inestable del sistema, las simulaciones aportadas por el programa SmartCtrl (Figura 37) y las llevadas a cabo con Psim (Figura 38), demuestran lo contrario. La respuesta es rápida y estable.

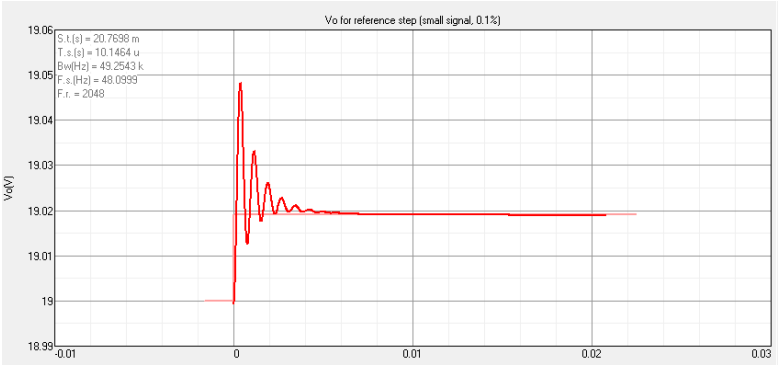


Figura 37. Tensión de salida del convertidor en SmartCtrl.

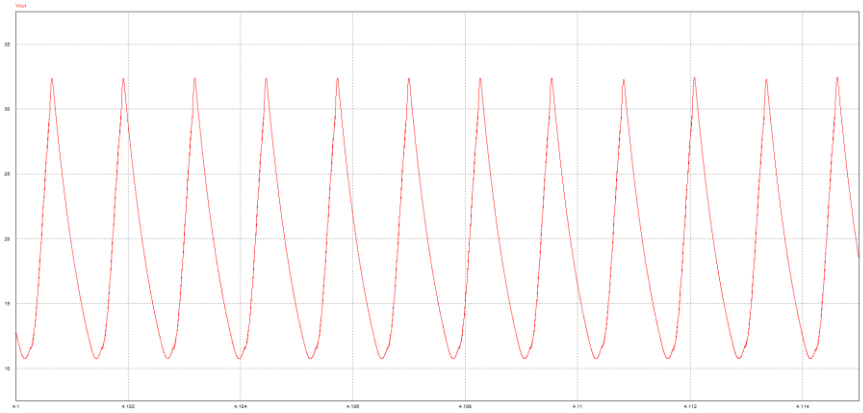


Figura 38. Tensión de salida del convertidor en Psim.

Una de las posibilidades que permite SmartCtrl es exportar a PSIM el regulador H(s) completo incluyendo el circuito analógico (Figura 39) con el objetivo de probar el análisis previo en el dominio del tiempo y poder conectarlo directamente al convertidor. Aprovechando esta cualidad se exporta el sistema y se evalúa el regulador:

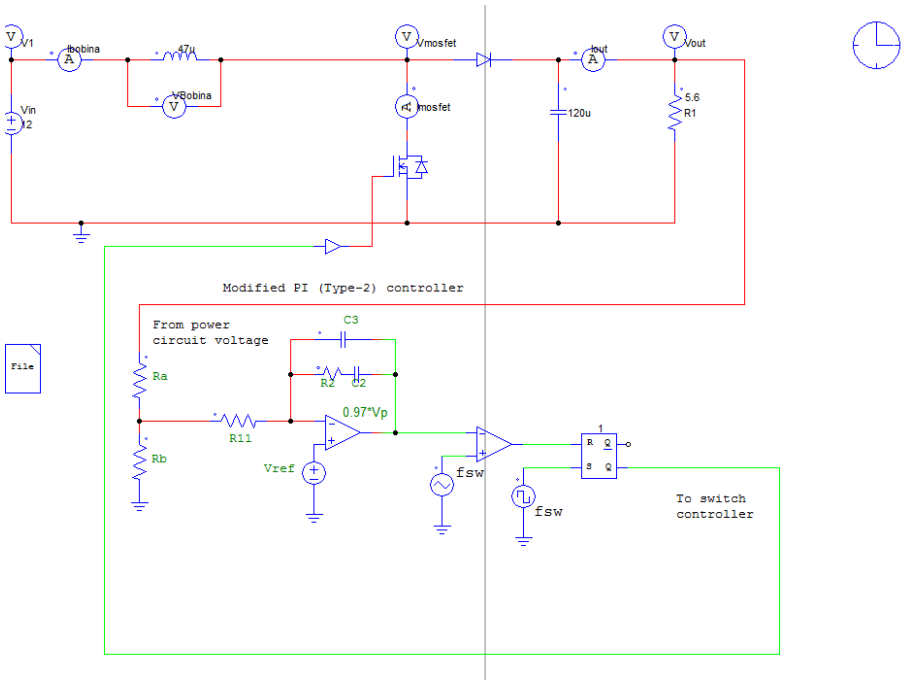


Figura 39. Convertidor elevador con lazo de control.

5 PROTOTIPO DE LA PLACA PCB

El objetivo de este trabajo es diseñar y construir un cargador del coche al portátil, por lo que como ya se ha constatado, el correcto funcionamiento del proyecto con simulaciones sólo queda llevar a cabo su fabricación físicamente. A continuación se explica la realización de la PCB (Printed Circuit Board) del circuito donde se montará el convertidor elevador. Para ello se ha utilizado el programa Orcad Layout.

5.1 DISEÑO EN ORCAD CAPTURE

En primer lugar y antes de proceder a la esquematización de la placa de conexiones en el programa Orcad Capture, se ha de crear una librería con cada uno de los componentes de los que consta el diseño, para más adelante asociarles una huella que será la correspondiente a su zócalo.

Posteriormente, se procede a la realización del diseño, conexiones y distribución de los distintos elementos sobre la placa.

A continuación se detalla el símbolo en Orcad utilizado para cada componente:

Símbolo en Orcad para la fuente de alimentación

La fuente de alimentación (Figura 40) que se utilizaría si las simulaciones se llevasen a cabo en Orcad Capture sería la huella que tiene por defecto una fuente de alimentación VCC.

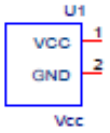


Figura 40. Huella en Orcad para la fuente de alimentación.

Sin embargo como lo que se desea es el diseño de la placa, se usará un JUMPER (Figura 41). Se trata de un hueco exacto equivalente a la tensión de entrada del coche Vcar.

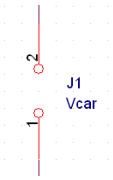


Figura 41. Jumper para la alimentación de entrada.

Además del JUMPER de entrada, el circuito estará dotado de tres más (Figuras 42-44):

- V_{cont}: destinado a la conexión del controlador con el boost.

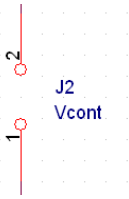


Figura 42. Jumper para la alimentación del controlador.

- V_{lap}: hará las veces de unión entre el cargador y el ordenador portátil.

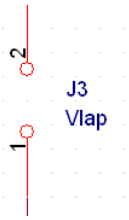


Figura 43. Jumper para la conexión al portátil.

- V_{out}: será la conexión que nos permita medir el voltaje de salida del circuito.

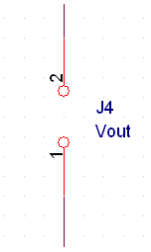


Figura 44. Jumper para el voltaje de salida.

Símbolo en Orcad para la inductancia

Para la bobina (Figura 45) se usará la huella por defecto para cualquier bobina en Orcad.

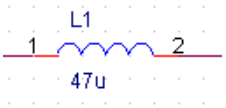


Figura 45. Huella en Orcad para la bobina.

Símbolo en Orcad para los condensadores

El convertidor elevador constará de dos condensadores (Figura 46) de igual valor. Uno situado en paralelo con la fuente de alimentación y otro a la salida. En ambos casos se utilizará la huella por defecto.

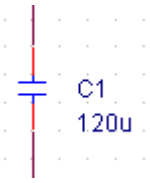


Figura 46. Huella en Orcad para los condensadores.

Símbolo en Orcad para el diodo

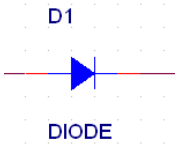


Figura 47. Huella en Orcad para el diodo.

Símbolo en Orcad para el MOSFET

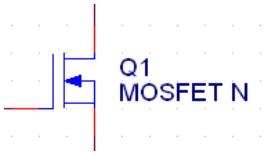


Figura 48. Huella en Orcad para el MOSFET.

Símbolo en Orcad para el divisor resistivo

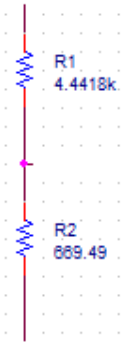


Figura 49. Huella en Orcad para el divisor resistivo.

5.1.1 ESQUEMÁTICO TOTAL

Con el fin de conseguir diseñar la PCB y alcanzar el objetivo, se captura el circuito que se muestra a continuación (Figura 50), haciendo uso de Orcad Capture CIS. Se ha querido mostrar un diseño plano donde se pueda apreciar con mayor facilidad todos los componentes presentes en esta parte del proyecto:

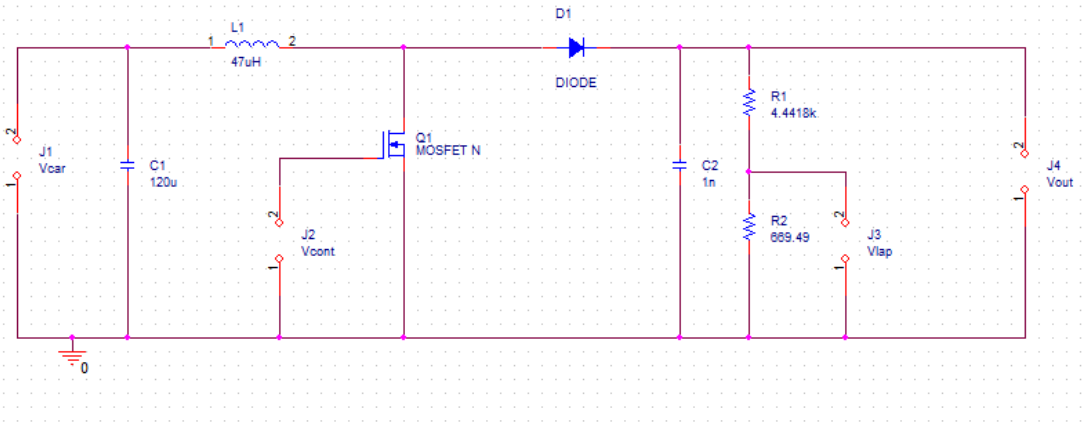


Figura 50. Esquemático total placa en Orcad Capture.

Para el diseño del circuito se usarán las siguientes huellas. Se necesita crear nuevas librerías para los componentes de inductancia, condensador y diodo, ya que las huellas existentes en Orcad no coinciden con los componentes escogidos para el proyecto.

Componentes	**Footprint**
JUMPERS	Clema
Conectores de dos pines	BLKCON.100/VH/TM1SQ/W.100/2
Inductancia	Bobina
Condensadores	CONDENSADOR
Diodo (D1N4148)	DIODO
MOSFET	TO262AA
Resistencias	AX/RC05

Tabla 20. Tabla de componentes y footprints del elevador.

5.2 DISEÑO EN ORCAD LAYOUT

Después de capturar el circuito en Orcad Capture y realizar las simulaciones necesarias para su correcto funcionamiento se pasa a crear las huellas de los componentes en Layout para posteriormente definir todas las características físicas de la PCB y la distribución de los componentes sobre ella para su rutado.

A continuación se detallan las huellas del conector de cada componente:

Huella Clemas

Dado que las clemas no son un componente genérico cuyas huellas estén ya diseñadas, ha sido necesaria su creación (Figura 51). Éstas hacen referencia a lo que en Orcad Capture fue denominado como JUMPER V_{car} y JUMPER V_{out}.

Figura 51. Huella en Orcad Layout para las clemas

Huella Conector

Los JUMPERS V_{lap} y V_{cont} se asocian a las huellas de dos pines (Figura 52). No se ponen las mismas que para las fuentes de alimentación de entrada y salida debido a que el voltaje que van a soportar no es tan grande, sino que simplemente son uniones entre la placa del controlador y el convertidor elevador.

Figura 52. Huella en Orcad Layout para los pines.

Huella bobina

Las dimensiones de la bobina quedan representadas en la huella (Figura 53) diseñada especialmente para este componente.

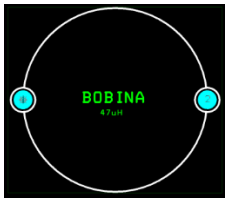


Figura 53. Huella en Orcad Layout para la bobina.

Huella condensador

La huella de los condensadores (Figura 54) se compone de dos pines separados 3,5mm de centro a centro y se ubican en la librería que se ha creado y que se denomina CONDENSADOR.llb

Figura 54. Huella en Orcad Layout para los condensadores.

Huella diodo

El diodo lleva asociado la huella por defecto existente en las librerías de Orcad (Figura 55) y no ha sido necesario modificar nada.

Figura 55. Huella en Orcad Layout para el diodo.

Huella MOSFET

La huella del MOSFET (Figura 56) estaba presente en el programa.

Figura 56. Huella en Orcad Layout para el MOSFET.

Huella resistencia

Se utiliza la huella como la de la Figura 57:

Figura 57. Huella en Orcad Layout para las resistencias.

5.2.1 RUTADO FINAL DE LA PLACA

Para finalizar de diseñar la placa del convertidor elevador hay que colocar los componentes del circuito exportado de Orcad Capture de la forma que se optimice lo máximo posible el área de la PCB. Hay que tener en cuenta que el diseño se considerará mejor mientras menos dimensión ocupe, siempre que sea sin perjudicar el proceso de fabricación, si se colocan los componentes demasiado cercanos unos de otros se dificultará la fabricación de la placa a la hora de soldar los componentes.

Además se debe intentar agrupar, en la medida que sea posible, todos los componentes iguales juntos. Sin olvidarse de cumplir ciertas especificaciones y restricciones aconsejables para la fabricación de la placa. En este caso se ha considerado:

- Aclarado: 15 milésimas de pulgada. (clearance = 15 mils).
- Ancho de las pistas: tamaño mínimo de 20 mils.
- Tamaño de los pads: 70 mils y para las clemas 100mils.
- Conexiones al plano de masa tipo “large” para facilitar el proceso de soldadura.
- Una única capa: BOTTOM.

Además se ha procurado evitar el uso de ángulos rectos en el rutado de los componentes, se han hecho las pistas lo más cortas posibles, se han situado las clemas y conectores en los bordes de la PCB y los condensadores próximos

Respetando todas las especificaciones descritas anteriormente se obtiene el diseño representado en el fotolito (Figura 58) mostrado a continuación mediante el uso de OrCAD Layout.

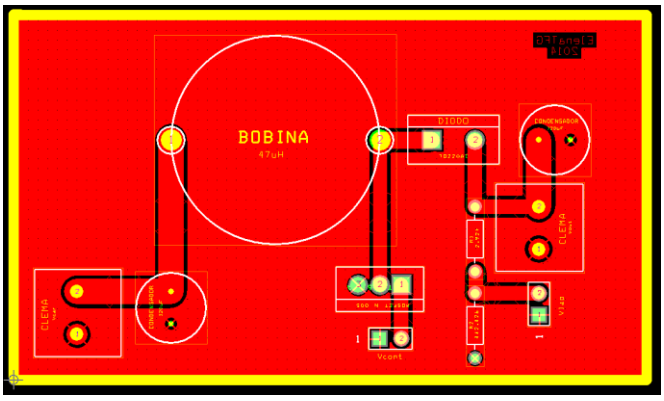


Figura 58. Rutado final de la PCB del elevador.

Con respecto a la etapa de control, se ha utilizado un diseño existente en el laboratorio de potencia de la universidad, cuya placa PCB (Figura 59) se muestra a continuación:

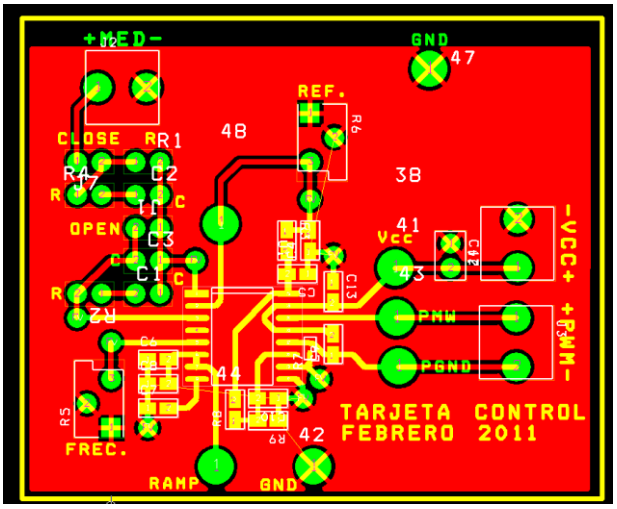


Figura 59. Placa de control del elevador.

5.3 ASPECTO FINAL DE LA PLACA

En la Figura 60 se muestran las caras superiores del aspecto final de las placas PCB cuando se han finalizado sus montajes manuales:

Figura 60. Placas finales convertidor elevador: 1) Placa de potencia, 2) Placa de control.

6 PRUEBAS EXPERIMENTALES

Las fases de diseño del convertidor elevador y del lazo de control han concluido, por tanto sólo queda validar experimentalmente, no sólo los diseños teóricos, sino también la implementación sobre las PCB y sus montajes.

Se han realizado ensayos de las placas diseñadas con una fuente de tensión y un osciloscopio para poder determinar si cumplí con las expectativas de diseño. La configuración ha sido en lazo abierto.

6.1 CONVERTIDOR EN LAZO ABIERTO

Si se desea comprobar el funcionamiento de convertidor, la primera prueba que hay que hacer es ensayar con el lazo abierto. De esta manera se evita el daño que pueda ocasionar al convertidor, llegando incluso a causar averías irreparables en el mismo, por una mala regulación de la señal de control.

Cuando el elevador se encuentra en lazo abierto es necesario cortocircuitar el "jumper" de "OPEN" y alimentar el UC3823 con +15V. Además hay que dotar al sistema de la resistencia de carga R. Esta carga posee un valor de 5,556Ω (apartado 3.2 Análisis matemático), necesita soportar 65W y por ella circula una corriente aproximada de 3,42A.

Dado que el conjunto se alimenta con una fuente de laboratorio cuya corriente máxima que puede proveer es de 3A, es obligatorio modificar la carga con el fin de lograr a la salida los 19V buscados. Para ello, se decide recalcular el valor de R manteniendo las tensiones de entrada y salida invariables y reduciendo la potencia. Según lo descrito en aparatados anteriores la potencia se conserva tanto a la entrada como a la salida, por lo que:

$$P_{in} = P_{out};\ V_{in}\, I_{in} = V_{out}\, I_{out};\ V_{in}\, I_{in} = V_{out}\, \frac{V_{out}}{R} \rightarrow R = \frac{{V_{out}}^2}{V_{in}\, I_{in}}$$

$$R = \frac{19^2}{12 * 3} = 10{,}03\Omega$$

Reutilizando componentes del laboratorio, se ha conseguido construir una carga de valor 10,19 Ω capaz de soportar 36W de potencia (Figura 61). Ésta se muestra a continuación:

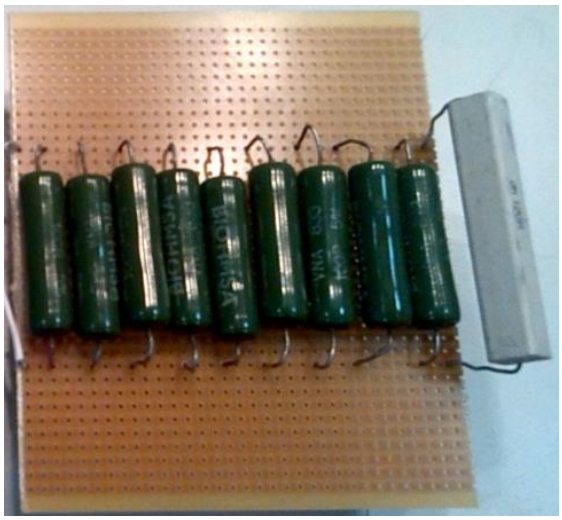


Figura 61. Resistencia de carga R = 10,2Ω y P = 36W.

El siguiente paso consiste en unir todas las placas y conectar el circuito correctamente a la fuente de alimentación (Figura 62), alimentando la placa de control con una tensión de +15V y una corriente ínfima, y a la placa de potencia con una tensión de entrada de +12V y una corriente de 3A:

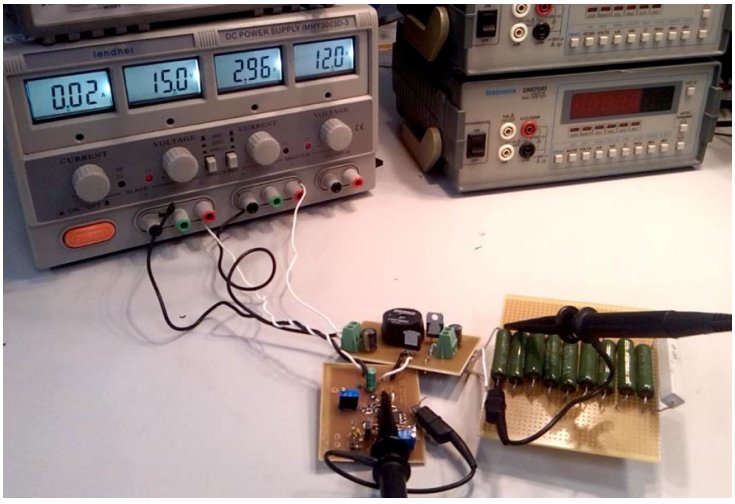


Figura 62. Conexión del cargador a la fuente de alimentación.

A continuación se procede a ajustar la frecuencia y el ciclo de trabajo girando los potenciómetros situados en la placa de control. Es posible variar la anchura de los pulsos de la señal PWM con estos componentes. Una vez se ha conseguido esto, se comienzan a medir, con ayuda de un osciloscopio y sus sondas, las diferentes tensiones del elevador.

La ilustración 63 muestra dos señales de DPWM. La que tiene forma triangular se mide colocando una sonda del osciloscopio en “RAMP” con el cocodrilo conectado a la masa del circuito impreso, y hace referencia a la señal triangular portadora. La otra señal es el ciclo de trabajo cuyo valor es 0,368421 tal y como puede apreciarse en la imagen:

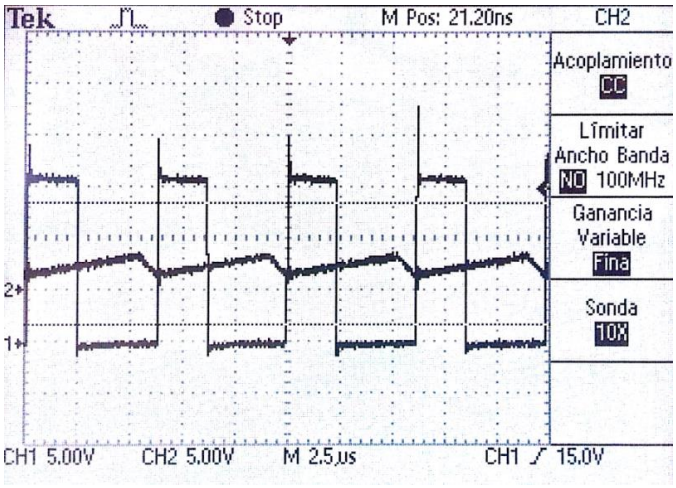


Figura 63. Osciloscopio con señal triangular de 100kH y PWM.

Las formas de ondas mostradas acto seguido (Figuras 64-67) se comparan siempre con el ciclo de trabajo para tener un punto de referencia. Por consiguiente, el CH1 del osciloscopio será siempre el mismo y mostrará el ciclo de trabajo.

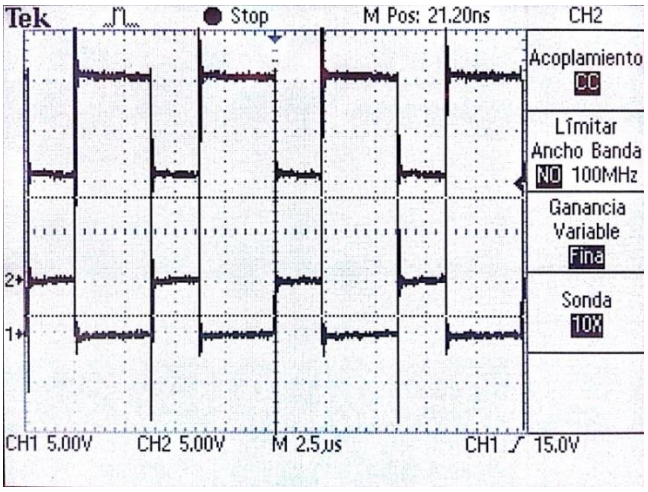


Figura 64. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión en el MOSFET (superior).

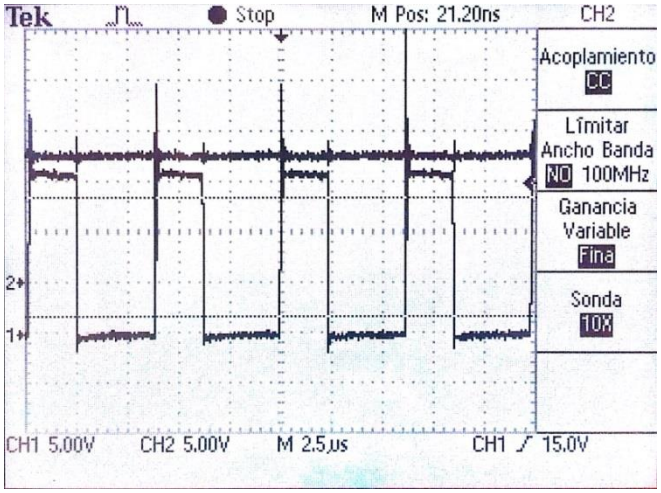


Figura 65. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión a la entrada de la bobina (superior).

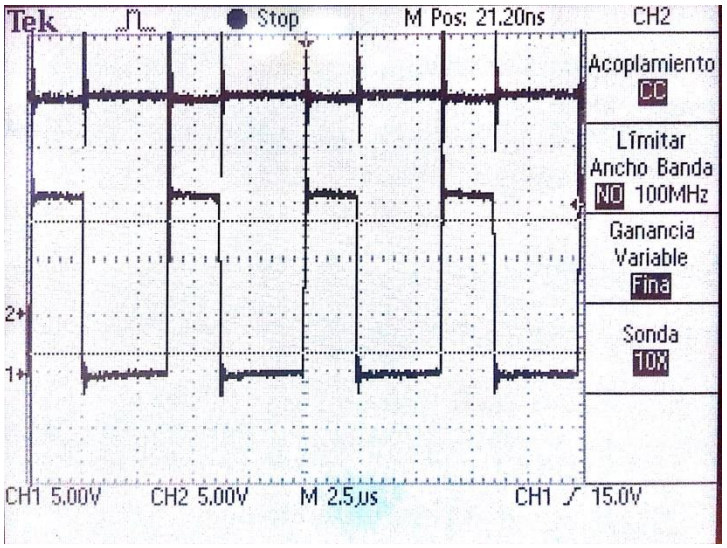


Figura 66. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión en el diodo (superior).

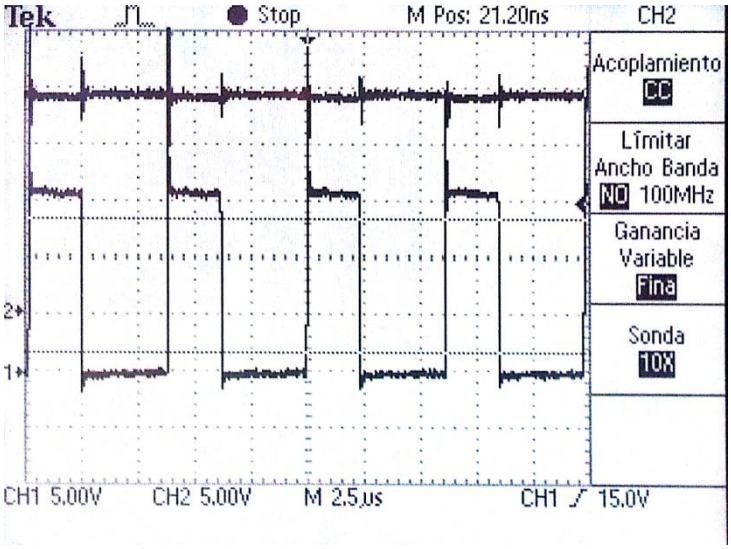


Figura 67. Osciloscopio con señal PWM-ciclo de trabajo (inferior) y tensión a la salida del elevador (superior).

Se puede observar, en todas las señales mostradas por el osciloscopio, unas sobreoscilaciones de tensión y bastante ruido debido en su mayoría a la calidad del instrumento de medida utilizado en el laboratorio. Estas imperfecciones también se ven influenciadas por el elevado valor de la inductancia de la bobina.

Con los resultados experimentales se puede obtener el rendimiento del sistema:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} * I_{out}}{V_{in} * I_{in}} = \frac{(V_{out})^2}{V_{in} * I_{in} * R} = \frac{(18{,}2)^2}{12 * 2{,}96 * 10{,}19}$$

$$\eta = 0{,}9297 = 92{,}97\%$$

Comparado con el 96,8% obtenido teóricamente, el rendimiento experimental no difiere mucho de lo esperado. Se puede decir que el sistema es eficaz.

7 CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

7.1 CONCLUSIONES

Este trabajo presenta los pasos llevados a cabo para analizar, diseñar y construir un convertidor elevador. En concreto se ha fabricado un cargador CC/CC para conectar la batería de un coche a un ordenador portátil de 65 watios.

El principal objetivo del proyecto consistía en documentar y analizar todos los componentes de un convertidor elevador.

Las conclusiones a las que se ha llegado tras el desarrollo de todo el trabajo y algunos de los conocimientos adquiridos son:

- El análisis de los convertidores existentes en el mercado ha servido para llevar a cabo la elección de la arquitectura de un convertidor CC/CC conmutado teniendo en cuenta las especificaciones iniciales.
- Se han estudiado los componentes del elevador. Se conoce el funcionamiento de cada uno de ellos, de tal manera que es posible aplicar los conocimientos adquiridos y aplicarlos en trabajos venideros.
- Selección de los componentes semiconductores, del condensador y de la bobina: se determinó cuáles eran los mejores transistores, diodos, condensadores y la mejor bobina mediante el análisis de diferentes dispositivos de distintos fabricantes. Con este conocimiento el alumno puede crear más convertidores, pues ya dispone de los pasos necesarios para ello.
- Dimensionamiento del resto de componentes de la etapa de control. Cuanto más pequeño es el elemento, más elevado era su precio.
- Decisión de la frecuencia de conmutación: una vez determinado todo lo anterior se escogió la frecuencia que menores pérdidas producía. Este proceso se llevó a cabo estudiando varios casos y la influencia de la variación de frecuencia en el sistema. Se concluye que a menor frecuencia, menor son las oscilaciones y las pérdidas que sufre el conjunto.
- Simulación del sistema para verificar si cumplen con las especificaciones teóricas. Se comprobó que la tensión de salida efectivamente era 19V y constante, el ciclo de trabajo presentaba una onda cuadrada por ser el disparo del interruptor.
- Diseño de la placa PCB del circuito impreso y construcción de la etapa de potencia. Dependiendo de la complejidad del circuito se requieren más capas o menos. Además se comprobó que cuanto mayor es el pin del componente y mayor es la corriente o la tensión que circula por él, el ancho de pista de la PCB

ha de ser superior para garantizar que no se queme el circuito y aguante el calor disipado.

- Desarrollo del algoritmo de control mediante las herramientas SmartCtrl y Psim. Refiriéndose al lazo de control, existe la posibilidad de regular la planta mediante técnicas digitales muy potentes como microprocesadores, sin embargo la ventaja que ofrece un lazo analógico es su relativa sencillez y sus mínimos costes de elaboración, manteniendo una calidad en el regulado muy considerable. Es más, se recomienda dominar las técnicas analógicas si se pretende diseñar un lazo digital, pues estos están basados, principalmente, en el comportamiento que ofrecen los controladores I, PI, PID, tipo 2 y tipo3.
- Verificación del funcionamiento del cargador en lazo abierto y estudio de sus resultados.

7.2 TRABAJOS FUTUROS

El trabajo aquí presentado puede extenderse mediante la construcción de un convertidor elevador casero. El dispositivo desarrollado a lo largo de este documento es bastante rudimentario, y por ello, susceptible a innumerables mejoras de las que podemos destacas las siguientes:

- Utilización de conectores atornillados.
- Cables de conexionado apantallados.
- Mejora de las protecciones
- Mejora del trazado de las pistas intentando acercar más la entrada y la salida de potencia.
- Tecnología multicapa, introduciendo una capa intermedia puesta a tierra para un apantallamiento entre capas.
- Por motivos de seguridad, la legislación europea impide implantar convertidores sin aislamiento galvánico, ya que si una persona de forma accidental cortocircuita con su propio cuerpo la salida, es probable que la energía almacenada en la batería o en la línea de alimentación se descargue a través del individuo, generando daños que en algunos casos pueden suponer el fallecimiento instantáneo. Luego es necesario, como mínimo, insertar un transformador a la entrada de la etapa de potencia.
- Pruebas en lazo cerrado.

Anexo A

Cálculos del convertidor elevador

A.1 Pérdidas del MOSFET

Las pérdidas de potencia (Pi) en cualquier componente de conmutación pueden ser clasificadas en tres grupos:

a) Pérdidas de conducción (Pc)
b) Pérdidas de conmutación (Psw)
c) Pérdidas de bloqueo (Pb), normalmente son despreciadas.

De esta forma:

$$P_i = P_c + P_{sw} + P_b \cong P_c + P_{sw} + P_b$$

Pérdidas de conducción

Las pérdidas de potencia en la conducción del MOSFET pueden ser calculadas utilizando una aproximación del MOSFET respecto a la resistencia del drenador-surtidor en estado encendido (R_{DSon}):

$$P_c = V_{DS}\, I_D = R_{DSon} * {I_D}^2$$

V_{DS} y I_D son el voltaje del drenador-surtidor y la corriente de drenado, respectivamente. La típica R_{DSon} puede ser leído en el diagrama datasheet, donde I_D es la corriente en estado encendido del MOSFET definida por la aplicación. A modo de ejemplo se adjunta una imagen con la obtención de la resistencia interna.

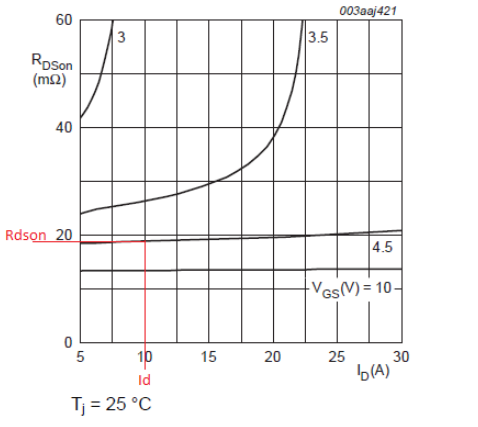


Fig 13. Drain-source on-state resistance as a function of drain current; typical values

Figura 68. Resistencia del drenador-surtidor como función de la Id (a TJ=25ºC).

Pérdidas de conmutación

Debido a la complejidad y al alto nivel de conocimientos requeridos para calcular las pérdidas de conmutación en el MOSFET, éstas han sido despreciadas a la hora de elegir el modelo que formará parte del convertidor elevador diseñado para la construcción del cargador.

Balance de pérdidas

Para los cálculos matemáticos del balance de pérdida de potencia, es suficiente una aproximación lineal que incluya las pérdidas de conmutación del componente.

A.2 Cálculos del diodo

Resistencia interna

La resistencia interna presente en los diodos puede ser aproximada por medio de la ecuación y de la gráfica:

$$r_d = \frac{V_2 - V_1}{I_2 - I_1}$$

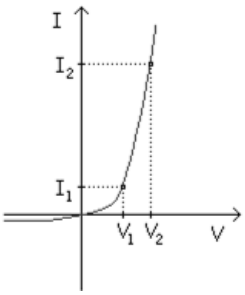


Figura 69. Gráfica para calcular la resistencia interna de un diodo.

Siendo V_2 la tensión con polarización directa para un valor de corriente I_2, y V_1, la tensión umbral para una corriente aproximadamente cero.

El punto 1 debe ser el punto umbral.

Pérdidas de conducción

Las pérdidas de conducción del diodo pueden ser estimadas usando una aproximación del diodo respecto a una conexión serie de fuentes de voltaje de corriente continua (U_{D0}), representando el voltaje en corriente 0 del diodo en estado encendido y la resistencia del diodo en estado encendido (R_D), siendo U_D el voltaje a través del diodo e i_F la corriente a lo largo del mismo:

$$U_D = U_{D0} + R_D\, i_F$$

Estos parámetros pueden ser extraídos de los diagramas de los datasheet del. Para obtener un cálculo aproximativo, el valor U_{D0} tomado del diagrama tiene que estar en escala respecto a $\frac{U_{Dmax}}{U_{Dtyp}}$.

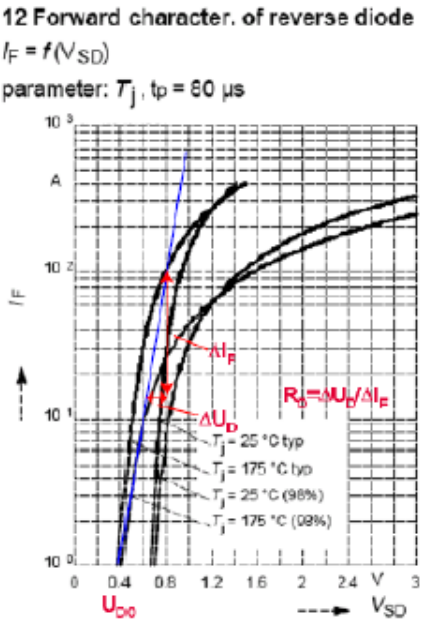


Figura 70. Resistencia del diodo como función de la corriente del diodo.

La potencia disipada incluyendo el modelo estático en conducción, queda por tanto:

$$P_T = \frac{1}{T}\int_0^T (U_{D0} + R_D\, i_F)\, i_F\, dt = \frac{1}{T}\int_0^T U_{D0}\, i_F\, dt + \frac{1}{T}\int_0^T R\, {i_F}^2\, dt = U_{D0}\overline{i_D} + {i_{RMS}}_D{}^2 R_D$$

A.3 Cálculos del condensador

Pérdidas de conducción

Las pérdidas de potencia en la conducción del diodo pueden ser calculadas utilizando una aproximación:

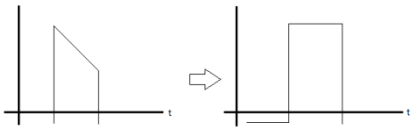


Figura 71. Aproximación de pérdidas de un diodo.

$$P_D = V_{DS}\, I_D = ESR * {I_{RMS}}^2$$

Condensadores estudiados

	Modelo	Capacitancia (µF)	Voltaje (V)	ESR (Ω)	I RMS (mA)	Volumen (mm^3)	Pérdidas (W)
ELECTROLÍTICOS	686KXM035M	68	35	2,296	280	472,118544	9,90001276
	686KXM050M	68	50	2,438	380	766,057733	10,5122957
	686KXM100MNP	68	100	1,95	465	2256,44892	8,40811188
	826KXM063M	82	63	1,617	580	1472,03250	6,97226508
	826KXM063MJU	82	63	1,617	600	1248,39038	6,97226508
	107KXM025M	100	25	2,321	405	472,118544	10,0078090
	107KXM050M	100	50	1,658	724	766,057733	7,14905103
	107KXM063M	100	63	1,326	748	1904,98324	5,71751608
	107KXM063MNP	100	63	1,326	700	2256,44892	5,71751608
	107KXM100M	100	100	1,326	660	2900,76994	5,71751608
	107KXM100MQP	100	100	1,326	715	3635,01905	5,71751608
	686CKH025M	68	25	3,6589	105	453,960138	15,7766362
	686CKH050M	68	50	2,4393	165	737,685225	10,5179011
	686CKH063M	68	63	2,4393	190	1212,26206	10,5179011
	686CKJ100M	68	100	1,9514	255	1515,32758	8,41414848
	107CKE025MEM	100	25	2,4881	125	296,978680	10,7283195
	107CKE035M	100	35	1,9904	170	453,960138	8,58231071
	107CCKH050M	100	50	1,6587	220	737,685225	7,15206932
	107CKH100MLQ	100	100	1,327	240	1515,32758	5,72182793
		100	25	0,5	180	640	2,15592612
		100	50	0,3	320	1000	1,29355567
		100	33	1,3	170	1400	5,60540792

	Modelo	Capacitancia (µF)	Voltaje (V)	ESR (Ω)	I RMS (mA)	Volumen (mm^3)	Pérdidas (W)
TÁNTALO KEMET T491 Series	T491X686(1)025(2)	68	25	0,7	15,3529894	150,328	3,01829657
	T491D476(1)025(2)	68	25	0,7	14,6385010	108,376	3,01829657
	T491X107(1)025A(2)	100	25	0,3	23,4520788	150,328	1,29355567

	Modelo	Capacitancia (µF)	Voltaje (V)	ESR (Ω)	I RMS (mA)	Volumen (mm^3)	Pérdidas (W)
ALTERNATIVA (Electr) 1697097 e-pw	ELXZ250ELL101MFB5D	100	25	0,25	290	358,4832	1,07796306
	UPW1E101MED	100	25	0,5	220	342,8969	2,15592612
	EEUFR1J271	270	63	0,033		2454,369	0,14229112
	ELXY350ELL121MH12D	120	35	0,17		981,7477	0,73301488
	MCGPR25V337M8X14	330	25	0,703	420	703,7167	3,03123213
	EEUFC1V121	120	35	0,117		578,0530	0,50448671

Tabla 21. Tabla condensadores estudiados.

A.4 Cálculos de la inductancia

Pérdidas de conducción

Las pérdidas por conducción de la bobina pueden ser calculadas mediante una aproximación por medio de la ecuación:

$$P_L = V_L\, I_L = DRC * {I_{RMS}}^2$$

Anexo B

Planificación y presupuesto del proyecto

B.1 Planificación

La idea de trabajar en este trabajo fin de grado surgió en diciembre de 2013, cuando finalicé la asignatura de "Fabricación y construcción de equipos electrónicos". Durante las navidades de 2013 tuve la oportunidad investigar e informarme sobre el diseño y fabricación de placas electrónicas.

El tema principal de esta tesis, y lo que llevó más tiempo, fue entender el problema a tratar y definir los parámetros que se ajustaban al objetivo final del proyecto, así como encontrar los componentes que lo cumpliesen. Desde febrero a mayo realicé diferentes pruebas y simulaciones que no condujeron a nada durante semanas. En abril, Cristina, me ayudó a definir las especificaciones iniciales del circuito y me orientó en los siguientes pasos.

No fue hasta mayo, cuando el sistema completo fue diseñado, se escogieron los componentes del convertidor, se simuló el comportamiento de los valores calculados y se diseñó la placa del elevador. Entonces, nos dimos cuenta de la importancia de definir los elementos correctamente para que posteriormente no hubiese problemas con el funcionamiento del cargador. Desde finales de junio hasta comienzos de julio se procedió a construir la placa del elevador y a estudiar el modo de llevar a cabo el control del sistema. Ya en julio-septiembre se terminó de fabricar el conjunto y se procedió al análisis experimental.

La planificación se divide en las siguientes partes: la investigación de la literatura problema y estado del arte; planificación; diseño del convertidor elevador; representación del conjunto de datos en Psim; diseño del cargador; fabricación del sistema; experimentos; memoria y presentación.

B.2 Presupuesto

Se ha redactado un resumen de los costes para la realización del proyecto. Incluye todo tipo de costes tanto materiales como personales.

Coste de material:

Descripción	Unidades	Cantidad	Precio unitario	Total
Clema CTNA5002	uds.	2	0,25€	0,50€
Inductor 47UH, MURATA-1400 Series	µH	1	3,78€	3,78€
Condensador	µF	2	0,50€	1€
Diodo STTH2002D	uds.	1	1,89€	1,89€
MOSFET PSMN017-30EL	uds.	1	0,42€	0,42€
Resistencia 4k42 250MW	k Ω	1	0,35€	0,35€
Resistencia 680R 0,25W	Ω	1	0,02€	0,02€
Controlador PWM UC3823 de SM	-	1	3,80€	3,80€
Potenciómetro Multivuelta	-	2	1,21€	2,42€
Coste fabricación PCB de potencia	-	1	12,50€	12,50€
Coste de fabricación PCB de control	-	1	12,50€	12,50€
Coste de fabricación PCB carga resistiva	-	1	14,80€	14,80€
TOTAL				53,98€

Tabla 22. Tabla estimación del presupuesto de material del proyecto.

Coste de herramientas y material infromático:

Descripción	Coste unitario	Vida útil (meses)	Uso (meses)	Coste
Licencia OrCAD Capture y Layout	62,25€	48	4	5,19€
PC	800€	60	7	93,34€
Licencia PSIM y SmartCtrl	62,93€	48	5	6,55€
Osciloscopio	1012,68€	108	1	9,38€
Polímetro	52,99€	120	1	0,44€
TOTAL				114,90€

Tabla 23. Tabla estimación del presupuesto del coste de material e informatico del proyecto.

Coste de Recursos Humanos:

Descripción	€/hora	Número de horas	Coste
Investigación	11,36	100	1136,0€
Diseño	20	200	4.000€
Implementación	6	40	240€
Pruebas	6	40	240€
Documentación	8	120	960€
TOTAL			6.576€

Tabla 24. Tabla estimación del presupuesto de recursos humanos del proyecto.

Presupuesto final:

Se han tomado los costes finales anteriores y se han sumado aplicando el porcentaje de IVA.

Tipo de coste	Coste
Coste de material	53,98€
Coste de herramientas y material informático	114,90€
Costes de Recursos Humanos	6.576€
SUBTOTAL	6.744,88€
I.V.A (21%)	1.416,42€
TOTAL	8.161,30€

Tabla 25. Tabla estimación del presupuesto total del proyecto.

Bibliografía

[1]. Anónimo, "Electrónica Digital", Capítulo 3, Introducción a la electrónica. URL http://img.redusers.com/imagenes/libros/lpcu142/capitulogratis.pdf. Última visita 2014-09-02

[2]. Raúl Jiménez, "Introducción a la electrónica digital", Tema I. URL http://www.google.es/url?sa=t&rct=j&q=&esrc=s&source=web&cd=1&cad=rja&uact=8&ved=0CCEQFjAA&url=http%3A%2F%2Fwww.uhu.es%2Fraul.jimenez%2FDIGITAL_I%2Fdig1_i.pdf&ei=7foaVL_PBMvpoASev4DACg&usg=AFQjCNF0LYMPSqGkDQ1JtoI_msfNDkEZPg&sig2=4tm0oMFd4o5SwK8aMtl4lw&bvm=bv.75097201,bs.1,d.cWc. Última visita 2014-07-16.

[3]. R. W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, Segunda Edición, Springer Science+Bussines Medi, Inc. Nueva York, EU, 2001.

[4]. Chilet Salvador, Fundamentos de la electrónica de potencia, Capítulo 1, Introducción a la Electrónica de Potencia. URL https://www.google.es/webhp?sourceid=chrome-instant&ion=1&espv=2&ie=UTF-8#q=en+este+primer+capitulo+se+precisa+el+alcance+de+la+electronica. Última visita 2014-09-18.

[5]. Gabriel Eirea, "Modelado y Control de Convertidores Electrónicos de Potencia", Instituto de Ingeniería Eléctrica, Facultad de Ingeniería, Universidad de la República, Introducción.

[6]. X. Zhou, P. Wong, P. Xu, F. C. Lee, A. Q. Huang, "Investigation of candidate VRM topologies for future microprocessors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, Noviembre 2000, pp. 1172-1182.

[7]. J. Han, A. Jouanne, G. C. Temes, "A new approach to reducing output ripple in switched-capacitor-based step-down dc-dc converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 21, No. 6, Noviembre 2006, pp. 1548-1555.

[8]. D. D. Lu, J. C. P. Liu, F. N. K. Poon, B. M. H. Pong, "A single phase voltaje regulator module (VRM) with stepping inductance for fast transient response", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No. 2, Noviembre 2007, pp. 417-242.

[9]. L. Lorenz, G. Deboy, I. Zverev, "Matched pair of CoolMOS transistors with SiC-Schottky diode-advantages in application", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 5, Septiembre/Octubre 2004, pp. 1265-1272.

[10]. W. Wondrak, R. Held, E. Niemann, U. Schmid, "SiC devices for advance power and high-temperature applications, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 2, Abril 2001, pp. 307-308.

[11]. J.G. Kassakian, M.F. Schlect y G.C. Verghese, Addison Wesley, "Principles of Power Electronics", 1991, ISBN 0-201-09689-7.

[12]. R.W. Erickson y D. Maksimovic, Springer, “Fundamentals of Power Electronics (2nd ed.)”, 2001, ISBN 0.-792-3727-0.

[13]. Wikipedia the free Encyclopedia. Standard score. URL http://es.m.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Buck. Última visita 2014-08-06.

[14]. Wikipedia the free Encyclopedia. Standard score. URL http://es.m.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost. Última visita 2014-08-06.

[15]. Wikipedia the free Encyclopedia. Standard score. URL http://es.m.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Buck_Boost. Última visita 2014-08-06.

[16]. Travis Eichhorn, “Boost Converter Efficiency Through Accurate Calculations”, Power Electronis, Septiembre 2008. URL http://powerelectronics.com/power-management/boost-converter-efficiency-through-accurate-calculations . Última visita 2014-09-25