ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA

Proyecto Fin de Grado

Convertidor CUK bidireccional en un sistema híbrido de energía

Bidirectional CUK converter in a hybrid power system

Para acceder al Título de

GRADUADO EN INGENIERÍA EN ELECTRÓNICA INDUSTRIAL Y AUTOMÁTICA

Autor: Félix Madera Ruiz

Diciembre–2024

RESUMEN

En este trabajo se propone el diseño, simulación y montaje de un convertidor electrónico dc-dc tipo CUK bidireccional que se utiliza para gestionar la carga y descarga de un sistema de almacenamiento hibrido de energía eléctrica (HESS, *Hibrid Energy Storage System*), formado por una batería de 48 V y un supercondensador, con el objetivo de emplearlo en la gestión de energía de un coche eléctrico.
El sistema de almacenamiento HESS, generalmente está formado por una batería y un supercondensador, también conocido como ultracondensador, junto con el sistema electrónico de control. Los supercondensadores se caracterizan por tener una respuesta más rápida que las baterías. Por esta razón, la batería, en este caso de iones de litio (batería Li-Ion), es la encargada de suministrar la energía para la potencia media de funcionamiento de la aplicación, mientras que el supercondensador, cubre los picos de corriente temporales, por ejemplo, durante la aceleración o frenado del motor; su elevado rendimiento permite suministrar corrientes elevadas durante un breve periodo de tiempo sin dañarse.
El convertidor que se desarrolla en este trabajo, es bidireccional, de forma que permite la carga del sistema de almacenamiento de energía a partir de una fuente de energía, o alimentar con la energía almacenada en el sistema de almacenamiento HESS las diferentes partes del sistema electrónico del vehículo eléctrico, o incluso, devolver la energía almacenada hacia la red eléctrica. Por tanto, se trata de un convertidor DC-DC que permite intercambiar energía en ambas direcciones.

ABSTRACT

This paper proposes the design, simulation and assembly of a bidirectional CUK-type DC-DC electronic converter used to manage the charge and discharge of a hybrid energy storage system (HESS), consisting of a 48 V battery and a supercapacitor, with the aim of using it in the energy management of an electric car.
The HESS storage system is generally made up of a battery and a supercapacitor, also known as an ultracapacitor, together with the electronic control system. Supercapacitors are characterized by having a faster response than batteries. For this reason, the battery, in this case lithium-ion (Li-Ion battery), is responsible for supplying the energy for the average operating power of the application, while the supercapacitor is responsible for covering temporary current peaks, for example, during engine acceleration or braking; its high performance allows it to supply high currents for a short period of time without being damaged.
The converter developed in this work is bidirectional, so that it allows the energy storage system to be charged from a power source, or to feed the energy stored in the HESS storage system to the different parts of the electric vehicle's electronic system, or even to return the stored energy to the electrical grid. Therefore, it is a DC-DC converter that allows energy to be exchanged in both directions.

ÍNDICE

DOCUMENTO 1. MEMORIA

DOCUMENTO 2. ANEXOS

DOCUMENTO 3. PLANOS

DOCUMENTO 4. PLIEGO DE CONDICIONES

DOCUMENTO 5. PRESUPUESTO

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Estructura general de un convertidor DC-DC bidireccional. 13
Figura 2. Resumen de los distintos tipos de convertidor. 13
Figura 3. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado Buck y Boost [1]. 14
Figura 4. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado Buck-Boost [1]. 15
Figura 5. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado Cuk [1]. 15
Figura 6. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado SEPIC-Zeta [1]. 16
Figura 7. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado en cascada [1]. 16
Figura 8. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado con condensador conmutado [1]. 16
Figura 9. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado intercalado [1]. 17
Figura 10. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado multinivel [1]. 17
Figura 11. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Flyback [1]. 19
Figura 12. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Cuk [5]. 19
Figura 13. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Push-Pull [1]. 20
Figura 14. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Forward [1]. 20
Figura 15. Convertidor DC-DC bidireccional aislado DAB [1]. 21
Figura 16. Estructuras del resonador [3]. 21
Figura 17. Convertidor DC-DC de medio puente activo doble [3]. 22
Figura 18. Convertidor DC-DC de doble puente activo [3]. 22
Figura 19. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Dual Half Bridge [1]. 22
Figura 20. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Half-Full Bridge [1]. 23
Figura 21. Convertidor DC-DC bidireccional aislado multientrada [1]. 23
Figura 22. Supercondensador para un vehículo eléctrico [19]. 26
Figura 23. Batería para un vehículo eléctrico [20]. 26
Figura 24. Vehículo con sistema HESS 28
Figura 25. Configuración pasiva del HESS [8]. 28
Figura 26. Configuración semiactiva de SC del HESS [8]. 29
Figura 27. Configuración semiactiva de batería del HESS [8]. 29
Figura 28. Configuración activa del HESS [8]. 30
Figura 29. Arquitectura topología semiactiva de SC del HESS [8]. 30
Figura 30. Diagrama de estructura de HESS para FCV [3]. 31
Figura 31. Diagrama de estructura de HESS para PHEV [3]. 32
Figura 32. Diagrama de estructura de HESS para FC-PHEV [3]. 32
Figura 33. Diagrama de estructura de HESS para FC-PHEV [11]. 33
Figura 34. Esquema Buck-boost bidireccional no aislado en HESS [11]. 34
Figura 35. Placa Arduino Uno 35
Figura 36. Placa Arduino Mega 35
Figura 37. Placa Arduino Nano 36
Figura 38. Placa Arduino Leonardo 36
Figura 39. Placa Arduino Due 36
Figura 40. Placa Arduino Pro Mini 37
Figura 41. Placa Arduino MKR Series 37
Figura 42. Placa Arduino Portenta 38
Figura 43. Placa Arduino Mini 38
Figura 44. Transistor MOSFET 39
Figura 45. Transistor IGBT 39
Figura 46. Convertidor Cuk MOSFET y diodo de potencia [17]. 40
Figura 47. Convertidor Cuk ON [17]. 41
Figura 48. Convertidor Cuk OFF [17]. 41
Figura 49. Tensión en la inductancia $Vl1$ [17]. 42
Figura 50. Tensión en la inductancia $Vl2$ [16]. 43
Figura 51. Corriente por el condensador $ic1$ [16]. 43
Figura 52. Corriente por el condensador $ic2$ [16]. 43

Figura 53. Cuk con interruptores ideales [16]. 44
Figura 54. Rizado $L1$ [16]. 45
Figura 55. Rizado $L2$ [1]. 45
Figura 56. Rizado $C1$ [16]. 46
Figura 57. Estimación rizado intensidad por el $C2$ [17]. 55
Figura 58. Estimación rizado tensión por el $C2$ [17]. 55
Figura 59. Convertidor Reductor 56
Figura 60. Intensidad de entrada convertidor reductor 56
Figura 61. Rizado de intensidad de entrada convertidor reductor 57
Figura 62. Intensidad de entrada media convertidor reductor 57
Figura 63. Intensidad de salida convertidor reductor 57
Figura 64.Rizado intensidad de salida convertidor reductor 58
Figura 65. Intensidad de salida media convertidor reductor 58
Figura 66. tensión de salida convertidor reductor 58
Figura 67. tensión de salida media convertidor reductor 58
Figura 68. tensión en la puerta del MOSFET reductor 59
Figura 69. Rendimiento convertidor modo reductor 59
Figura 70. Rendimiento convertidor modo reductor ampliado 59
Figura 71. Convertidor elevador 60
Figura 72. Intensidad de entrada convertidor elevador 60
Figura 73. Rizado de intensidad de entrada convertidor elevador 61
Figura 74. Intensidad de entrada media convertidor elevador 61
Figura 75. Intensidad de salida convertidor elevador 61
Figura 76. Rizado intensidad de salida convertidor elevador 61
Figura 77. Intensidad de salida media convertidor elevador 62
Figura 78. Tensión de salida convertidor elevador 62
Figura 79. Tensión de salida media convertidor elevador 62
Figura 80. Tensión en la puerta del MOSFET elevador 63
Figura 81. Rendimiento convertidor modo elevador 63
Figura 82. Rendimiento convertidor modo elevador ampliado 63
Figura 83. Convertidor bidireccional modo reductor 64
Figura 84. Tensión de entrada al transistor IGBT 64
Figura 85. Intensidad de entrada convertidor bidireccional modo reductor 65
Figura 86. Rizado intensidad de entrada convertidor bidireccional modo reductor 65
Figura 87. Intensidad de entrada media convertidor bidireccional modo reductor 65
Figura 88. Intensidad de salida convertidor bidireccional modo reductor 65
Figura 89. Rizado de intensidad de salida convertidor bidireccional modo reductor 66
Figura 90. Intensidad de salida media convertidor bidireccional modo reductor 66
Figura 91. Tensión de salida convertidor bidireccional modo reductor 66
Figura 92. Tensión de salida media convertidor bidireccional modo reductor 66
Figura 93. Rendimiento convertidor bidireccional reductor 67
Figura 94. Rendimiento convertidor bidireccional reductor 67
Figura 95. Programación Arduino ciclo de trabajo de 0,85 68
Figura 96. Placa Arduino 68
Figura 97. Bobina 250 uH 69
Figura 98. Resistencia 12 Ohmios 70
Figura 99. Controladores de compuerta 70
Figura 100. Driver 70
Figura 101. Condensador 0,47 uF 71
Figura 102. Condensador 1 uF 71
Figura 103. Condensador 1 uF (2) 71
Figura 104. Transistor MOSFET 25 A 72
Figura 105. Bobina 560 uF 72
Figura 106. Transistor IGBT 72
Figura 107. Esquema del montaje del convertidor 73
Figura 108. Esquema conexionado del driver [18] 73
Figura 109. Montaje del convertidor en el laboratorio 74
Figura 110. Convertidor sobre placa protoboard desde cerca. 74
Figura 111. Programación Arduino ciclo de trabajo de 0,15 75
Figura 112. Tensión de salida en el driver 76

Figura 113. Tensión media en la carga con MOSFET 76
Figura 114. Tensión y corriente en el MOSFET 77
Figura 115. Tensión y corriente en el IGBT 77
Figura 116. Tensión y corriente en el IGBT diodo 78
Figura 117. Tensión de salida media con IGBT 78

ÍNDICE DE ECUACIONES

(1)Tensión de entrada convertidor Cuk....41
(2)Tensión de salida convertidor Cuk....41
(3) intensidad que circula por el condensador C_1....41
(4) Tensión en el condensador C_2....41
(5) Tensión en el bobina 1....42
(6) Tensión en el bobina 2....42
(7) Intensidad en el condensador C_1....42
(8) Intensidad en el condensador C_2....42
(9) Relación D'....42
(10) Balance Voltio-Segundo en L_1....42
(11) Balance Voltio-Segundo en L_2....43
(12) Balance Amperio-Segundo en C_1....43
(13) Balance Amperio-Segundo en C_2....43
(14) Sistema de ecuaciones....43
(15) Sistema de ecuaciones....43
(16) Sistema de ecuaciones....44
(17) Sistema de ecuaciones....44
(18) Relación tensión salida y entrada....44
(19) Rizado en $L_1\ (1)$....44
(20) Rizado en $L_1\ (2)$....44
(21) Rizado en i_1....45
(22) Rizado en $L_2\ (1)$....45
(23) Rizado en $L_2\ (2)$....45
(24) Rizado en i_2....45
(25) Rizado en $C_1\ (1)$....45
(26) Rizado en $C_1\ (2)$....46
(27) Rizado en v_1....46
(28) Potencia de salida....51
(29) Intensidad resistencia de carga....51
(30) Intensidad de entrada....51
(31) Ciclo de trabajo convertidor reductor....51
(32) tensión en el condensador C_1....51
(33) intensidad en L_2....51
(34) intensidad en L_1....52
(35) Valor rizado en C_1....52
(36) Valor rizado en C_2....52
(37) Valor rizado en L_1....52
(38) Valor rizado en L_2....52
(39) Fórmula del periodo....54
(40) Carga en el condensador (1)....54
(41) Carga en el condensador (2)....54
(42) Rizado en C_2....55
(43) Cálculo del valor del C_2....55
(44) Coste energético....93

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Síntesis de los convertidores bidireccionales sin aislamiento. 18
Tabla 2. Síntesis de los convertidores bidireccionales con aislamiento. 24
Tabla 3. Comparativa entre transistores MOSFET e IGBT. 40
Tabla 4. Cálculos del convertidor reductor. 52
Tabla 5. Cálculos del convertidor elevador. 53
Tabla 6. Componentes utilizados. 69
Tabla 7. Materias primas. 93
Tabla 8. Costes de equipo. 93
Tabla 9. Coste total del proyecto. 94

DEFINICIONES Y ABREVIATURAS

En este apartado que se expone, se recogen las definiciones de términos y abreviaturas que se utilizan en la Memoria del proyecto. Se enumeran por orden alfabético acompañadas del término al que se refiere.

DAB *Dual Active-Bridge (*Puente activo dual)

DC *Direct Current Corriente Continua* (Corriente continua)

DHB *Dual Half Bridge (*Puente medio dual)

FC *Fuel Cell (*Pila de combustible)

HESS *Hibrid Energy Storage System* (Sistema híbrido de almacenamiento de energía)

PWM *Pulse-Width Modulation (*Modulación por ancho de pulso)

SC *Switched-Capacitor (*Supercondensador)

SOC *State of Charge (*Estado de carga)

TAB *Triple-Active Bridge (*Triple Puente activo)

VE *Vehículos Eléctricos.*

DOCUMENTO 1.
MEMORIA

ÍNDICE

1 INTRODUCCIÓN 12

1.1 OBJETIVOS 12

2 CONVERTIDORES DC-DC BIDIRECCIONALES 13

2.1 TOPOLOGÍAS 13

2.1.1 CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES SIN AISLAMIENTO 14

2.1.2 CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES CON AISLAMIENTO 18

3 SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA HÍBRIDO 24

3.1 SUPERCONDESADORES Y BATERÍAS 25

3.1.1 SUPERCONDENSADORES 25

3.1.2 BATERÍAS 25

3.2 VENTAJAS 26

3.3 HESS EN LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS 27

3.3.1 TOPOLOGÍAS DE UN HESS EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS 28

3.3.2 CONVERTIDORES APLICADOS A HESS EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS 30

3.3.3 ESTRUCTURAS DEL HESS PARA LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS 31

3.4 FRENADO REGENERATIVO 33

4 PROGRAMACIÓN EN ARDUINO 34

4.1 ¿QÚE ES ARDUINO? 34

5 TRANSITORES IGBT Y MOSFET 38

5.1 MOSFET 38

5.2 IGBT 39

5.3 COMPARATIVA ENTRES TRANSISTOR MOSFET E IBGT 40

6 DISEÑO DEL CONVERTIDOR CUK 40

1 INTRODUCCIÓN

En la actualidad, con la necesidad de ahorro energético y al agotamiento de los combustibles fósiles debido a la creciente demanda de energía, se ha impulsado la búsqueda de alternativas de generación de energía renovable. La electrónica de potencia es una parte esencial en este aspecto debido a que proporciona las herramientas necesarias para poder aprovechar nuevos esquemas de generación de energía. El carácter intermitente de la mayoría de las fuentes de energía no permite disponer de energía de forma continua, por lo que, mediante el uso de dispositivos de almacenamiento, se podrá disponer de energía almacenada, para suministrarla a los consumidores en momentos de mayor demanda.

El estudio de los convertidores de potencia DC-DC bidireccionales se ha convertido en un importante campo de investigación en la electrónica de potencia actual. Desde el punto de vista de la topología, estos convertidores se dividen en dos categorías principales; - configuraciones aisladas y no aisladas. Estos últimos, se benefician de una configuración más sencilla y no tienen las desventajas del aislamiento galvánico, como las interferencias magnéticas o el elevado peso. En cambio, con las topologías aisladas se consigue aislar la etapa de entrada de la salida, siendo muy beneficioso para alimentar cargas sensibles que son vulnerables a los fallos y al ruido.

Los vehículos eléctricos desempeñan un papel positivo en la reducción de las emisiones de carbono. Para mejorar el rendimiento dinámico y la durabilidad de la cadena cinemática del vehículo, el sistema híbrido de almacenamiento de energía (pila de combustible/batería de potencia más supercondensador) se utiliza más en los vehículos eléctricos actuales. Los convertidores DC-DC bidireccionales son esenciales para la adaptación de la tensión y el desacoplamiento de la potencia entre el supercondensador y el bus del vehículo, ayudando a mejorar las características de baja tensión de entrada de los supercondensadores y a realizar la recuperación de la energía de retorno.

1.1 OBJETIVOS

En este trabajo se diseña, simula y monta un convertidor tipo CUK bidireccional, que se utiliza para gestionar la carga y descarga de un sistema de almacenamiento híbrido de energía, formado por una batería y un condensador. La batería se encarga de suministrar la energía en régimen permanente y el condensador cubrirá los picos de energía, durante el frenado y acelerado del motor. El objetivo es desarrollar un convertidor que permita el flujo de energía en ambas direcciones.

Los principales objetivos de este trabajo son:

- Diseño del convertidor (cálculos)
- Simulación en PSpice
- Montaje del convertidor y obtención de resultados experimentales en el laboratorio.

2 CONVERTIDORES DC-DC BIDIRECCIONALES

En este capítulo se realiza un estudio de los principales convertidores DC-DC bidireccionales empleados en la actualidad, haciendo foco en la topología a desarrollar en este trabajo.

2.1 TOPOLOGÍAS

Un convertidor bidireccional facilita la transferencia de energía en ambas direcciones del convertidor, permitiendo invertir la dirección de la corriente mientras mantiene constante el voltaje de entrada y salida. Estos convertidores DC-DC bidireccionales se dividen en dos categorías principales según su diseño: aislados y no aislados.

La estructura general de estos convertidores se representa en la Figura 1. El sistema de control se utiliza para regular la tensión o la corriente del sistema.

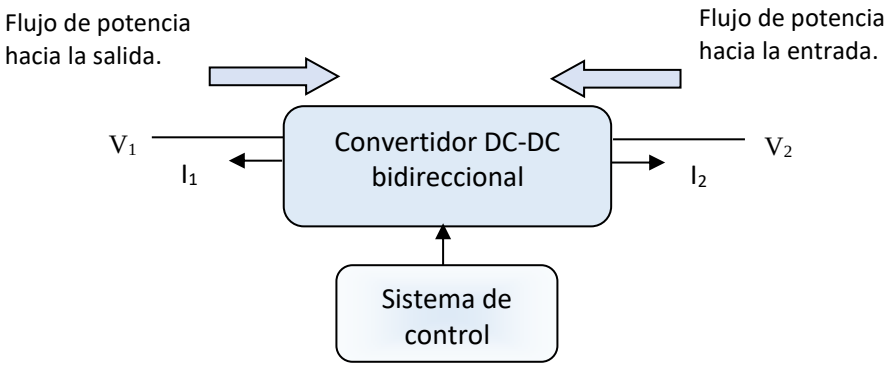


Figura 1. Estructura general de un convertidor DC-DC bidireccional.

Para trasferir la energía en ambos sentidos será necesario cambiar los diodos rectificadores del convertidor por transistores controlados, generalmente MOSFETS o IGBTs, y así se consigue un flujo de corriente en ambas direcciones.

En el esquema mostrado en la Figura 2 se muestra un resumen de los diferentes convertidores DC- DC bidireccionales.

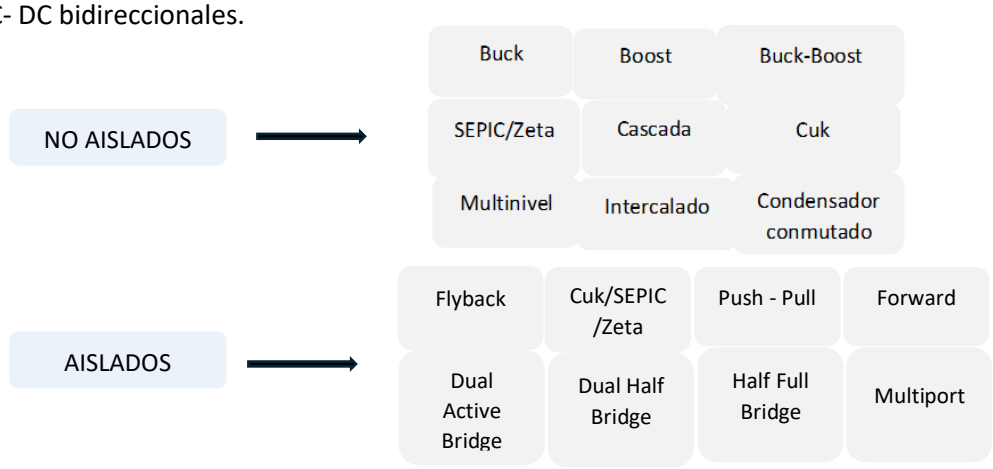


Figura 2. Resumen de los distintos tipos de convertidor.

2.1.1 CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES SIN AISLAMIENTO

Los convertidores no aislados prescinden del uso de transformadores, transfiriendo la energía sin aislamiento galvánico. Esto las priva de ventajas como una alta relación de ganancia de tensión, pero, a cambio, ofrecen una estructura más simple y evitan problemas asociados al uso de núcleos magnéticos, como las interferencias electromagnéticas y el peso elevado. Estas cualidades las hacen ideales para aplicaciones donde el tamaño y el peso son factores cruciales, y donde el convertidor opera con una única referencia.

En la Figura 2, se presentan algunas configuraciones no aisladas basadas en los convertidores DC-DC básicos como: Buck, Boost, etc. En las que se encuentra el Cuk bidireccional, convertidor elegido para la realización de este trabajo.

A continuación, se presentan los distintos esquemas de convertidores bidireccionales sin aislamiento.

Convertidor DC-DC bidireccional Buck y Boost

Esta topología bidireccional, que se representa en la Figura 3, se realiza mediante la combinación del convertidor Buck y Boost unidireccional. Este convertidor funciona como elevador desde la entrada hasta la salida, mientras que cuando opera en la dirección inversa se comporta como un convertidor reductor.

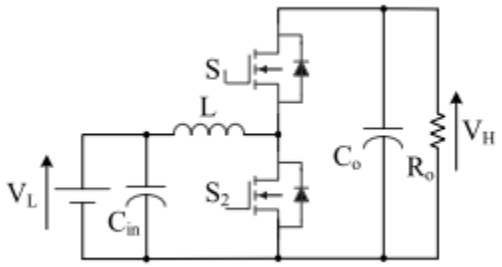


Figura 2. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado Buck y Boost [1].

Convertidor DC-DC bidireccional Buck-Boost

En este caso, además de la característica del convertidor Buck-Boost tradicional, es decir, la capacidad de aumentar o reducir el nivel de tensión, el convertidor Buck-Boost bidireccional puede reducir o elevar el nivel de tensión en cualquier dirección de funcionamiento. En la Figura 4 se muestra su esquema.

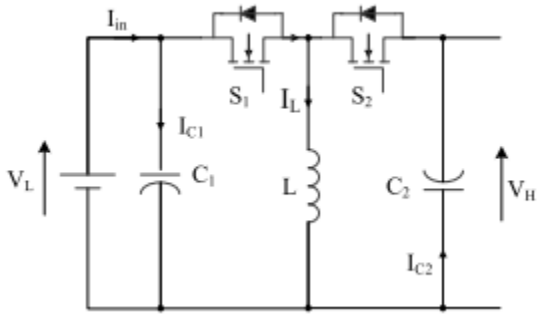


Figura 3. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado Buck-Boost [1].

Convertidor DC-DC bidireccional Cuk

El convertidor Cuk bidireccional tiene la ventaja de una baja ondulación en las corrientes de entrada y salida, además de la capacidad de invertir la dirección del flujo de corriente.
Este convertidor se deriva del convertidor Cuk unidireccional convencional al reemplazar el diodo principal por un MOSFET. En el modo de funcionamiento directo, la potencia fluye desde V_L a V_H, S_1 está funcionando y S_2 está apagado y su diodo funciona como diodo principal.
A la inversa, pasa lo contrario, S_1 y S_2 funcionando.

Para reducir significativamente el tamaño y el coste de los componentes reactivos, es conveniente que el convertidor Cuk bidireccional funcione a alta frecuencia. Sin embargo, en un convertidor de conmutación dura, a medida que aumenta la frecuencia de conmutación, aumentan las pérdidas de conmutación y la interferencia electromagnética [2].

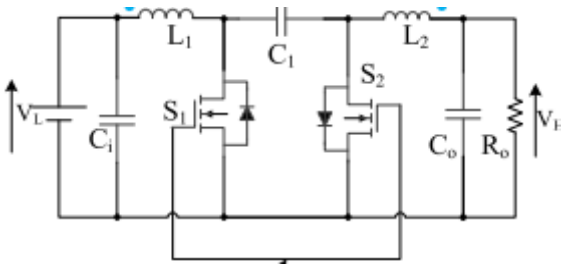


Figura 4. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado Cuk [1].

Convertidor DC-DC bidireccional SEPIC - Zeta

Similar al convertidor cuk, pero con los elementos organizados de una manera diferente, por ello, la relación entre la tensión de entrada y salida es positiva, no como en el Cuk que es negativa. Actúa como SEPIC cuando la potencia fluye de la entrada hacia la salida, y como Zeta cuando fluye a la inversa. Como se puede observar en la Figura 6, el circuito consta de una rama auxiliar, esta sirve para reducir las ondulaciones de la corriente.

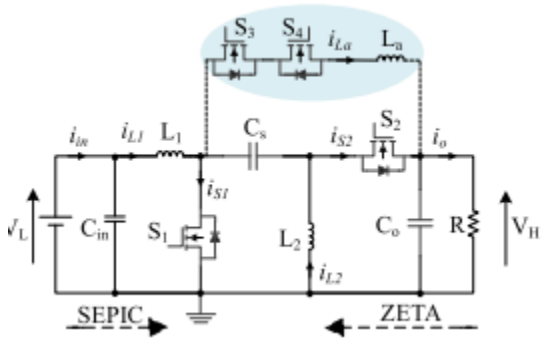


Figura 5. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado SEPIC-Zeta [1].

Convertidor DC-DC bidireccional en cascada

Conexión en cascada de dos convertidores bidireccionales *Buck-Boost*, como se puede ver en la Figura 7, que permite aumentar la capacidad de manejar mayores niveles de tensión y reduciéndose el nivel de corriente de los dispositivos.

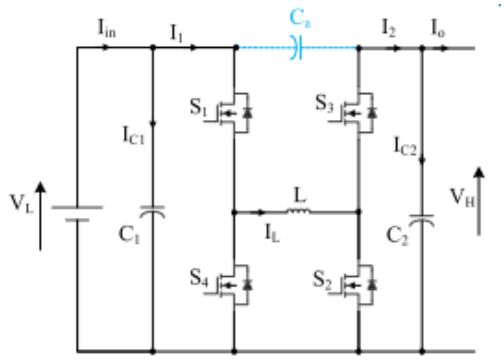


Figura 6. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado en cascada [1].

Convertidor DC-DC bidireccional con condensador conmutado

La Figura 8 muestra un convertidor bidireccional que utiliza una célula SC (*Switched-Capacitor*) para mejorar la relación de conversión de la tensión. Este convertidor no utiliza inductor, aunque logra una corriente continua de entada conectando en paralelo dos cadenas similares de células y haciéndolas funcionar en anti-fase.

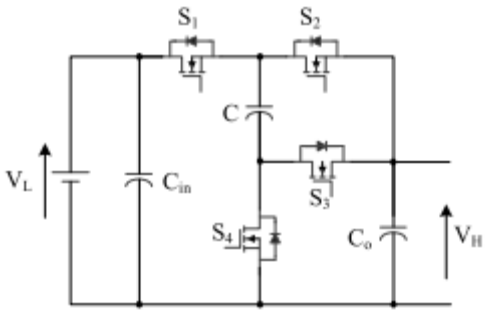


Figura 7. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado con condensador conmutado [1].

Convertidor DC-DC bidireccional intercalado

Con este tipo de convertidor se consigue disminuir la ondulación de la corriente de la frecuencia de conmutación, lo que conduce a un filtro EMI (Filtro de interferencia electromagnética) más pequeño. Este tipo de convertidor reduce significativamente el tamaño del filtro y da una mejor respuesta dinámica. En la Figura 9, se muestra un esquema de esta topología.

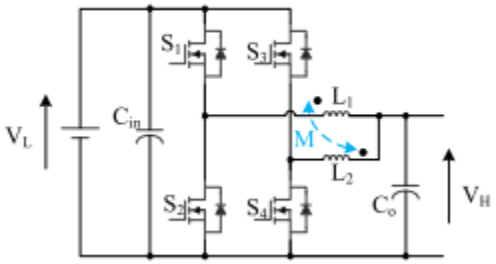


Figura 8. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado intercalado [1].

Convertidor DC-DC bidireccional multinivel

Como se puede observar en la Figura 10, se utiliza un módulo de conmutación como patrón de repetición en cada nivel, lo que proporciona una alta ganancia de tensión, y un menor esfuerzo en los dispositivos de potencia. Este tipo de convertidor tampoco consta de inductor, por lo que el peso y el tamaño son considerablemente menores que los que utilizan elementos magnéticos.

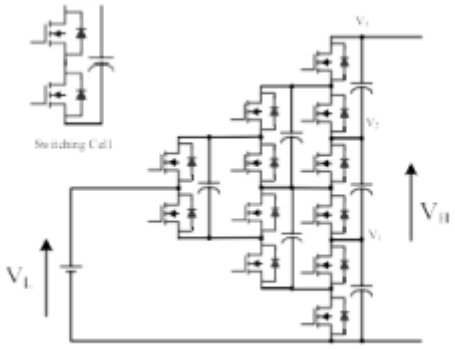


Figura 9. Convertidor DC-DC bidireccional no aislado multinivel [1].

Una vez que se ha detallado los distintos tipos de convertidores bidireccionales sin aislamiento más comunes, se presenta una síntesis de las características y aplicaciones de cada una de ellos, así como la relación de ganancia de cada convertidor en la Tabla 1.

***Tabla 1**. Síntesis de los convertidores bidireccionales sin aislamiento.*

Tipo	Características	Aplicaciones	Ganancia
Buck y Boost	• Menor número de elementos	• Sistemas fotovoltaicos. • Sistema de alimentación interrumpida.	$\frac{1}{1-D}$
Buck-Boost	• Tensión de salida negativa. • Capacidad de aumentar o disminuir el voltaje.	• Vehículos eléctricos.	$\frac{-D}{1-D}$
Cuk	• Corriente de entrada y salida continua. • Eliminación de las ondulaciones de la corriente de entrada con inductores.	• Sistemas de almacenamiento con baterías.	$\frac{-D}{1-D}$
SEPIC/ZETA	• Tensión de salida positiva. • Eliminación de las ondulaciones con el uso de una rama auxiliar.	• Sistemas de energía distribuida.	$\frac{D}{1-D}$
Cascada	• Alta ganancia de tensión. • Menor tensión de corriente.	• Vehículos eléctricos. • Red inteligente.	$\frac{1}{1-D}$
Condensador Conmutado	• Menor tamaño y peso debido a la no presencia de inductor. • Corriente de entrada continua.	• Recursos energéticos distribuidos.	2
Intercalado	• Se requiere de un filtro EMI menor. • Disminución de las ondulaciones de la corriente de la frecuencia de conmutación.	• Aplicaciones que requieran alta potencia.	$\frac{1}{1-D}$
Multinivel	• Menor tamaño y peso debido a la no presencia de inductor. • Auto equilibrio de la tensión.	• Sistemas automovilísticos (arquitectura de doble voltaje).	N = 3

2.1.2 CONVERTIDORES BIDIRECCIONALES CON AISLAMIENTO

Mediante la utilización de aislamiento galvánico se logran aislar etapas del convertidor, evitando posibles problemas con las referencias de los convertidores, además, se puede conseguir un aumento de la ganancia añadiendo un grado de libertad adicional en el diseño del convertidor, convirtiéndose así en una topología idónea para aplicaciones que requieran amplios intervalos de tensión de entrada y regulación en la carga.

Los convertidores DC-DC con aislamiento se utilizan habitualmente en los cargadores de baterías de los vehículos eléctricos (VE). Estos convertidores se interconectan entre un enlace de tensión

de corriente continua, que suele ser la salida de una etapa de corrección del factor de potencia, y una unidad de almacenamiento de energía. Por ejemplo, el convertidor Dual Active Bridge puede alcanzar una alta densidad de potencia, una alta eficiencia energética y un amplio rango de ganancia. Por lo tanto, tiene un gran potencial para utilizarse como convertidores DC-DC para sistemas de carga bidireccional de vehículos eléctricos.

En la Figura 2 se muestra cuáles son los principales tipos de convertidores con aislamiento.

A continuación, se muestran los distintos esquemas de convertidores con aislamiento, desarrollando el convertidor Cuk, que como se ha comentado anteriormente, es el utilizado en los VE.

Convertidor DC-DC bidireccional Flyback

En el convertidor Flyback se sustituye el inductor del convertidor Buck-Boost por un transformador. Es importante saber, que para este tipo de convertidor, será necesario un snubber para evitar las sobretensiones en la conmutación de ON a OFF.

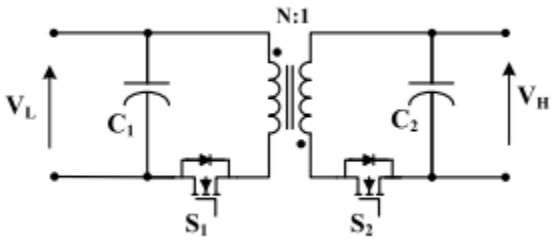


Figura 10. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Flyback [1].

Convertidor DC-DC bidireccional Cuk y SEPIC/Zeta

A partir del convertidor Cuk bidireccional no aislado, se desarrolla un convertidor Cuk aislado para aprovechar las ventajas del aislamiento magnético presente en la versión original. Este nuevo diseño cuenta con corriente continua tanto en la entrada como en la salida y ofrece una alta relación de ganancia de tensión gracias a la incorporación de la relación de transformación del núcleo. Además, al añadir bobinas en la entrada y salida, se logra disminuir el rizado de la corriente en estas, lo cual resulta especialmente útil en aplicaciones como los sistemas de energía renovable.

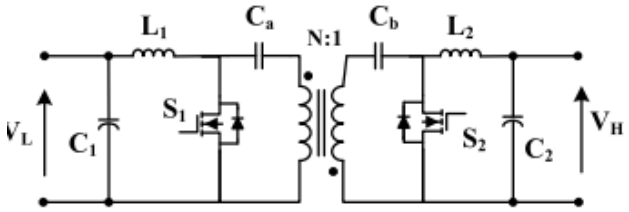


Figura 11. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Cuk [5].

Convertidor DC-DC bidireccional Push-Pull

Similar a los convertidores Push-Pull unidireccionales, esta topología emplea un transformador multidevanado para regular la transferencia de potencia. Si se requiere el convertidor para aplicaciones de alta potencia, se optaría por un diseño Push-Pull bidireccional trifásico. Esto implica el uso de un transformador trifásico de alta frecuencia que garantiza el aislamiento entre la fuente de energía y la carga.

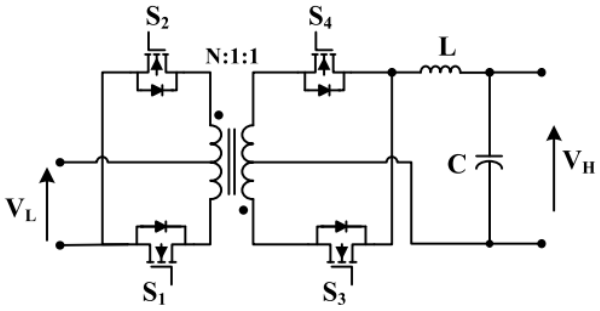


Figura 12. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Push-Pull [1].

Convertidor DC-DC bidireccional Forward

En este caso, tal como se muestra en la Figura 14, se puede utilizar un circuito de sujeción para conseguir una conmutación a tensión cero (*ZVS, Zero Voltage Switching*) en el convertidor. Además, se puede utilizar la inductancia de fuga del transformador como inductor resonante para así conseguir la versión resonante del convertidor. Con esto, el convertidor puede conmutar a frecuencias más elevadas en comparación con otras topologías de convertidores, pudiendo por consiguiente reducir el volumen de los componentes pasivos.

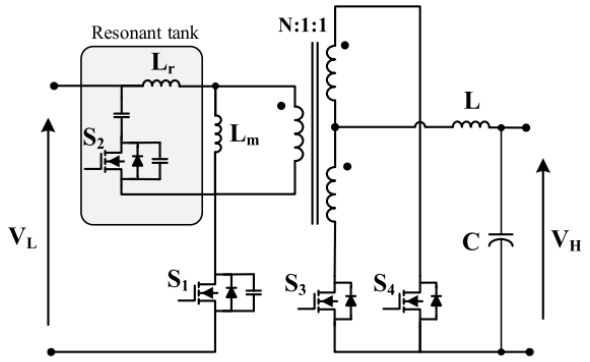


Figura 13. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Forward [1].

Convertidor DC-DC bidireccional Dual-Active Bridge (DAB)

La Figura 15 muestra la topología básica del convertidor DAB, que utiliza dos convertidores de puente completo en ambos lados del transformador. La transmisión de potencia de los convertidores bidireccionales es proporcional al número de interruptores, por tanto, hace a este convertidor idóneo para aplicaciones de alta potencia con una relación de ganancia de tensión elevada. Debido al gran número de interruptores que tiene este convertidor, puede haber pérdidas debido a la cantidad de interruptores. Este problema se puede solucionar utilizando interruptores de potencia de carburo de silicio (SiC) o de nitruro de galio (GaN) de bajas perdidas.

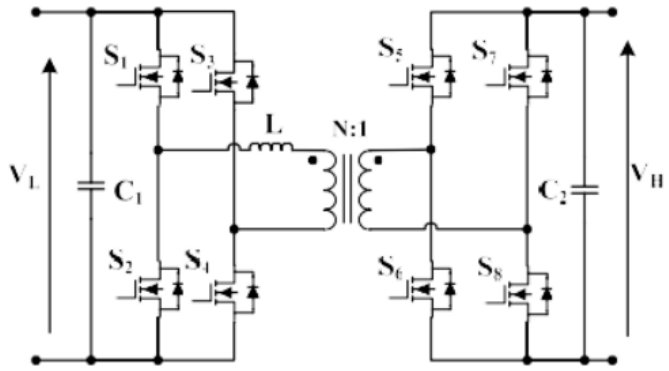


Figura 14. Convertidor DC-DC bidireccional aislado DAB [1].

Según las diferentes configuraciones de los lados primario y secundario del transformador, los convertidores DAB pueden clasificarse en tipos resonantes y no resonantes. En los DAB de tipo resonante, el transformador está conectado en serie con un circuito resonante, que tiene buenas características de conmutación suave.

La estructura del resonador puede formarse como se muestra en la Figura 16. En (a) el resonante está formado por un inductor y un condensador en serie, suprimiendo así la polarización en DC. Añadiendo el inductor magnetizador al circuito LC se construye una estructura LLC, la cual tiene dos métodos de control: modulación de frecuencia y PWM, como se muestra en la Figura 16 (b). la estructura LLC puede suprimir los armónicos de corriente, mejorar la frecuencia de funcionamiento y reducir la corriente de apagado de los interruptores. En los convertidores DAB no resonantes, el transformador tiene solo un inductor en serie. En general, los convertidores DAB se refieren a los convertidores DAB no resonantes. [3]

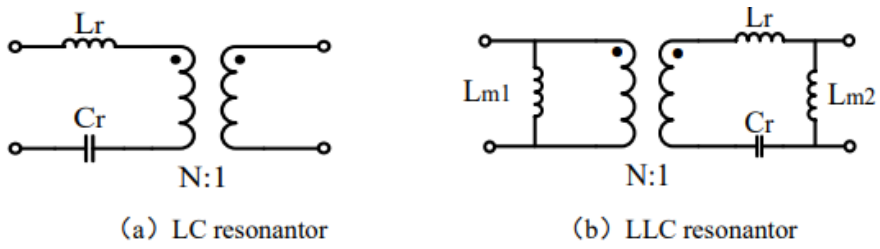


Figura 15. Estructuras del resonador [3].

En los convertidores DAB no resonantes. La estructura se divide en los tipos de medio puente y puente completo, como se muestra en las Figuras 17 y 18.

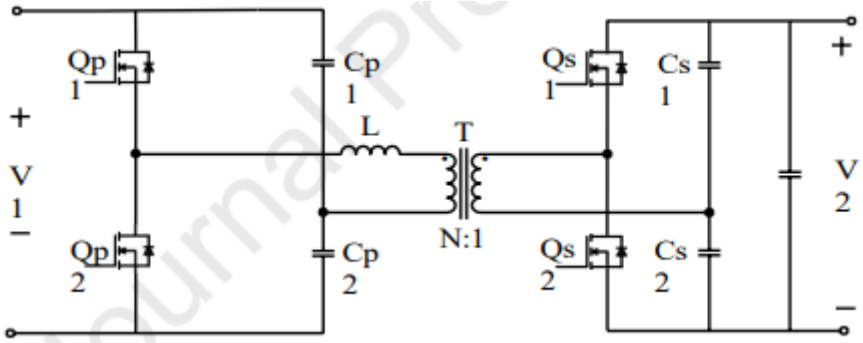


Figura 17. Convertidor DC-DC de medio puente activo doble [3].

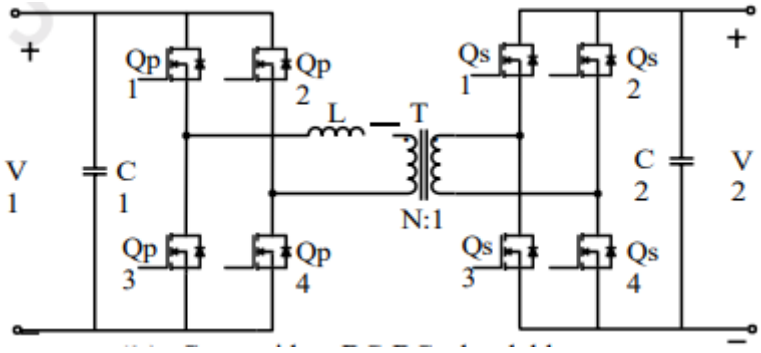


Figura 18. Convertidor DC-DC de doble puente activo [3].

Las estructuras de medio puente son ampliamente utilizadas en cargadores de baterías, debido a la ventaja de tener un menor número de dispositivos y un volumen reducido. Como se puede ver en la Figura 18, el número de interruptores del convertidor doble de puente activo es el doble que el del convertidor de medio puente. A continuación, se hace detalle de cada uno de ellos.

Convertidor DC-DC bidireccional Dual Half Bridge (DHB)

En comparación con el DAB, esta topología resulta más adecuada para aplicaciones de menor potencia, ya que reduce el número de interruptores de ocho a cuatro. La Figura 19 presenta un convertidor bidireccional aislado que implementa esta configuración, con alimentación de tensión en ambos lados del transformador.

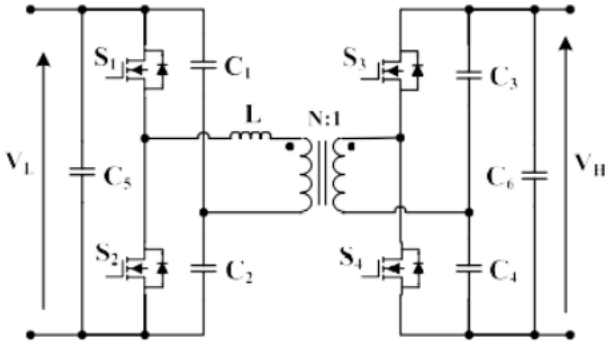


Figura 19. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Dual Half Bridge [1].

Convertidor DC-DC bidireccional Half-Full Bridge

Este convertidor emplea una topología de medio puente alimentada por tensión en el lado primario y una topología de puente completo alimentada por tensión en el lado secundario del transformador, como se ilustra en la Figura 20. Gracias a su menor número de interruptores, ofrece requisitos de control más simples en comparación con el DAB. En particular, resulta ideal para la integración de un convertidor Buck-Boost de dos interruptores en el lado del medio puente.

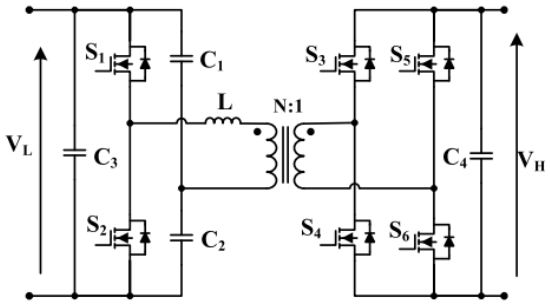


Figura 20. Convertidor DC-DC bidireccional aislado Half-Full Bridge [1].

Convertidor DC-DC bidireccional multientrada

Los convertidores multientrada son una gran opción en caso de integrar múltiples fuentes de tensión de entrada en sistemas de energía renovable y vehículos eléctricos híbridos. En [4] se ha propuesto un convertidor DC-DC bidireccional aislado de múltiples entradas basado en DAB que utiliza un transformador de bobinado múltiple junto con la gestión del flujo de potencia desacoplado, tal como se muestra en la Figura 21.

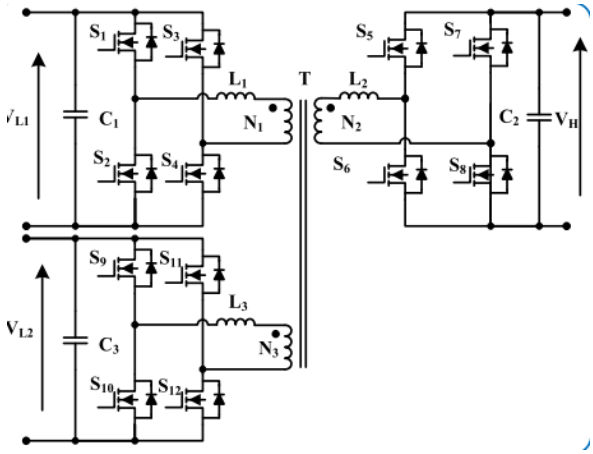


Figura 21. Convertidor DC-DC bidireccional aislado multientrada [1].

Una vez que se ha detallado los distintos tipos de convertidores bidireccionales con aislamiento más comunes, se presenta una síntesis de las características y aplicaciones de cada una de ellos, así como la relación de ganancia de cada convertidor en la Tabla 2.

Tabla 2. *Síntesis de los convertidores bidireccionales con aislamiento.*

Tipo	Características	Aplicaciones	Ganancia
Flyback	• Menor número de elementos.	• Sistemas fotovoltaicos. • Sistema de alimentación interrumpida.	$\frac{ND}{1-D}$
Cuk	• Tensión de salida negativa. • Capacidad de aumentar o disminuir el voltaje.	• Vehículos eléctricos.	$\frac{N*D}{1-D}$
Push-Pull	• Corriente de entrada y salida continua. • Eliminación de las ondulaciones de la corriente de entrada con inductores.	• Sistemas de almacenamiento con baterías.	ND
Forward	• Tensión de salida positiva. • Eliminación de las ondulaciones con el uso de una rama auxiliar.	• Sistemas de energía distribuida.	ND
DAB	• Alta ganancia de tensión. • Menor tensión de corriente.	• Vehículos eléctricos. • Red inteligente.	-
Dual Half-Bridge	• Menor tamaño y peso debido a la no presencia de inductor. • Corriente de entrada continua.	• Recursos energéticos distribuidos.	-
Half-Full Bridge	• Se requiere de un filtro EMI menor. • Disminución las ondulaciones de la corriente de la frecuencia de conmutación.	• Aplicaciones que requieran alta potencia.	-
Multientrada	• Menor tamaño y peso debido a la no presencia de inductor. • Auto equilibrio de la tensión.	• Sistemas automovilísticos (arquitectura de doble voltaje).	-

3 SISTEMA DE ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA HÍBRIDO

Un sistema HESS es un sistema de almacenamiento en el que se combina una batería y un supercondensador (SC), en el que el SC actúa proporciona la energía cuando el vehículo arranca y la batería proporciona la energía durante el tiempo de funcionamiento en régimen permanente.

La batería proporciona la potencia media y el SC proporciona la potencia instantánea cuando las condiciones de funcionamiento cambian instantáneamente. El convertidor DC-DC bidireccional realiza la adaptación de la tensión entre el SC y el bus DC, y el flujo bidireccional de energía instantánea [3].

3.1 SUPERCONDESADORES Y BATERÍAS

3.1.1 SUPERCONDENSADORES

Los supercondensadores son dispositivos de almacenamiento de energía que tiene propiedades únicas que los hacen ideales para aplicaciones que requieren una carga y descarga rápida de energía. Además, son adecuados para altas temperaturas y no se ven perjudicados cuando ocurran sobrecargas. En contraste, los supercondensadores tienen una baja densidad energética y presentan un alto coste, por lo que no son útiles cuando se requieren grandes periodos de tiempo de almacenamiento. En la Figura 22 se muestra un ejemplo de supercondensador.

Estructura de un supercondensador:

Electrodos: Los supercondensadores están compuestos por dos electrodos: uno positivo y otro negativo. Estos electrodos están hechos de materiales conductores, como el carbón activado o el grafeno. Su estructura porosa proporciona una gran superficie para la adsorción de iones, lo que es esencial para el almacenamiento de energía en el supercondensador.

Electrolito: Entre los dos electrodos se encuentra un electrolito, que puede ser líquido o sólido. El electrolito permite el flujo de iones entre los electrodos, lo que es fundamental para la carga y descarga de energía en el supercondensador.

Mecanismos de almacenamiento de energía:

Adsorción de iones: El proceso de almacenamiento de energía en un supercondensador se fundamenta en la acumulación de iones sobre la superficie de los electrodos. Al aplicar una diferencia de voltaje, los iones positivos se acumulan en el electrodo con carga negativa, mientras que los iones negativos lo hacen en el electrodo con carga positiva. Esta acumulación forma una doble capa eléctrica en la interfaz entre el electrodo y el electrolito, que permite una gran capacidad de almacenamiento energético debido a la alta concentración de cargas en dicha interfaz.

Doble capa eléctrica: La acumulación de iones en la interfaz entre el electrodo y el electrolito forma una doble capa eléctrica. Esta estructura es esencial para el almacenamiento de energía en el supercondensador, ya que ofrece una capacidad significativa para retener cargas.

3.1.2 BATERÍAS

Las baterías de ion-litio son recargables y funcionan mediante el movimiento de los electrones negativos de los iones de litio hacia los electrones positivos durante la descarga, invirtiendo este proceso en la carga. Entre sus ventajas destacan su elevada densidad energética, aproximadamente 400 Wh/l, lo que las convierte en un complemento ideal para los supercondensadores, además de su buen rendimiento. Sin embargo, su principal desventaja es la rápida degradación que sufren cuando se exponen a altas temperaturas o sobrecargas, lo que afecta negativamente su vida útil. En la Figura 23 se muestra una batería empleada en un VE.

Figura 22. Supercondensador para un vehículo eléctrico [19].

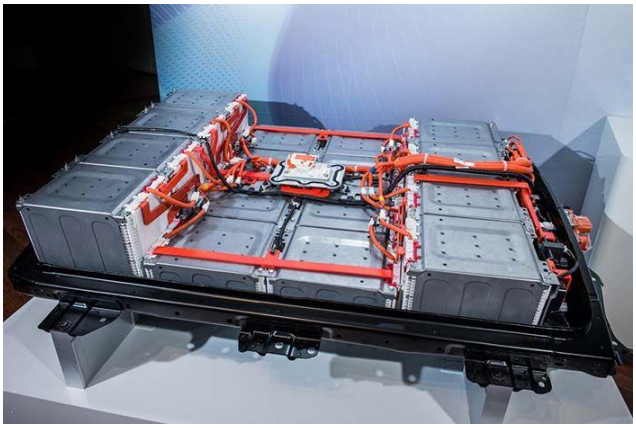


Figura 23. Batería para un vehículo eléctrico [20].

3.2 VENTAJAS

Mayor capacidad de energía y producción de energía

Una de las ventajas más importantes de un HESS es su capacidad para almacenar más energía y entregar mayor potencia de salida en comparación con los sistemas tradicionales de almacenamiento de energía. Al integrar varias tecnologías de almacenamiento, como baterías, supercondensadores y volantes de inercia, HESS puede aprovechar las fortalezas de cada componente.

Eficiencia mejorada y vida útil más larga

La eficiencia es un factor crítico en el almacenamiento de energía y HESS sobresale en esta área al optimizar el proceso de conversión de energía. La capacidad del sistema para asignar tareas de almacenamiento de energía en función de las fortalezas específicas de cada tecnología da como resultado pérdidas de energía reducidas.

Flexibilidad y escabilidad mejoradas

HESS está diseñado para ser altamente flexible y escalable, lo que lo hace adecuado para una amplia gama de aplicaciones, desde almacenamiento de energía residencial hasta gestión de energía industrial a gran escala. La naturaleza modular de los sistemas híbridos permite una fácil

expansión a medida que aumentan las demandas de energía, lo que garantiza que el sistema pueda evolucionar junto con las necesidades de sus usuarios.

Tiempos de respuesta más rápidos

El tiempo de respuesta se refiere a la rapidez con la que un sistema puede reaccionar a los cambios en la oferta o la demanda de energía. En un sistema HESS, los tiempos de respuesta son mucho más rápidos que en los casos de almacenamiento basados únicamente en baterías, debido al uso de tecnologías como supercondensadores y volantes de inercia, que pueden descargar energía casi instantáneamente. Esta capacidad de respuesta rápida es crucial en aplicaciones como la estabilización de la red, donde incluso retrasos menores pueden provocar cortes de energía u otras interrupciones.

Almacenamiento de energía optimizado para la integración de energías renovables

El sistema de almacenamiento HESS juega un papel fundamental para optimar la integración de fuentes de energía renovables. en la red de energía eléctrica. Al equilibrar la naturaleza intermitente de las energías renovables con la producción confiable y constante de las tecnologías de almacenamiento tradicionales, HESS garantiza un suministro de energía constante.

Reducción de costes y ahorros operativos

La mejora de la eficiencia, el de la vida útil y los menores requisitos de mantenimiento de los sistemas de almacenamiento HESS contribuyen a reducir los costos operativos generales. Además, la capacidad de integrar múltiples tecnologías de almacenamiento de energía dentro de un solo sistema, permite una gestión más eficaz de los recursos energéticos, lo que reduce la necesidad de costosas actualizaciones de la red o infraestructura adicional.

3.3 HESS EN LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Manteniendo el ritmo de consumo actual, los recursos petrolíferos mundiales podrán agotarse en unos 50 años. Se estima que el número mundial de vehículos pasará de 700 millones a 2.500 millones en los próximos 50 años [5], por lo que, los métodos para mejorar el ahorro de combustible de los vehículos han ganado especial importancia [6].

El sistema de almacenamiento HESS se ha estudiado extensamente para su uso en vehículos eléctricos (VE) debido a su capacidad para prolongar la vida útil de las baterías, reduciendo así los costos operativos al minimizar la necesidad de reemplazo durante la vida útil del vehículo. El ahorro de energía y la autonomía de los VE dependen significativamente del HESS, que no sólo permite almacenar grandes cantidades de energía, sino también liberarla de manera rápida según los requerimientos de potencia. En este sentido, los dispositivos de almacenamiento se cargan durante periodos de baja demanda y se descargan en momentos de alta demanda, funcionando como impulsores que aportan energía adicional cuando es necesario.

Las características más importantes de los HESS para vehículos son la densidad de carga, la densidad de potencia, la vida útil, el coste y el mantenimiento. Actualmente, los HESS integrados en la actual generación de VE se basan principalmente en las baterías de iones de litio y los

supercondensadores. Como se ha detallado anteriormente, las baterías suelen tener una alta densidad de energía y almacenan la mayor parte de la energía eléctrica a bordo, proporcionando una gran resistencia a los vehículos. El sistema de almacenamiento de energía debe satisfacer tanto los requisitos de potencia como de densidad de energía [7]. Por otro lado, los supercondensadores tienen altas densidades de energía y presentan un largo ciclo de vida con alta eficiencia, al mismo tiempo que tienen una rápida respuesta para la carga/descarga. La corta duración de las cargas/descargas de la batería durante las aceleraciones y desaceleraciones bruscas, pueden evitarse utilizando supercondensadores. Estos dos componentes serán necesarios para que los VE sean comparables a los vehículos de combustible en lo que respecta a la aceleración transitoria rápida, la energía y la resistencia a larga distancia. En la Figura 24 se presenta un ejemplo de sistema HESS en un VE.

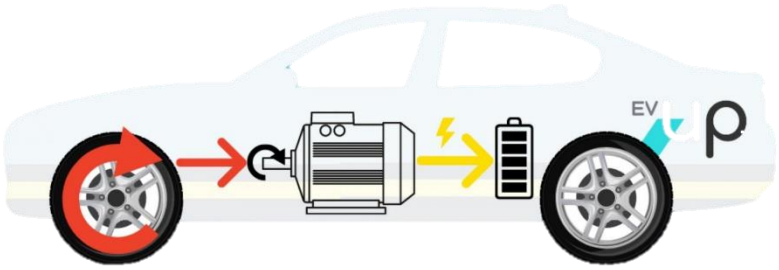


Figura 24. Vehículo con sistema HESS

3.3.1 TOPOLOGÍAS DE UN HESS EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

En el HESS se utilizan cuatro tipos de topologías: activa, semiactiva de condensador, semiactiva de batería y pasiva. La Figura 25 muestra la configuración pasiva del HESS. La topología pasiva es la forma más simple de integrar la batería y el supercondensador. Su principal ventaja es que no requiere el uso de convertidores electrónicos de potencia. Sin embargo, como el voltaje del bus de CC se estabiliza mediante la batería, la energía almacenada en el supercondensador no puede aprovecharse completamente.

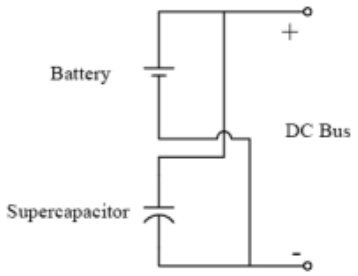


Figura 25. Configuración pasiva del HESS [8].

En la topología semiactiva de supercondensadores, mostrada en la Figura 26, la batería se conecta directamente al bus de CC, mientras que el supercondensador se conecta mediante un

convertidor CC/CC bidireccional. Esto hace que el voltaje del bus de CC sea igual al voltaje de salida de la batería, lo que limita su variación. Sin embargo, el voltaje del supercondensador puede ajustarse en un rango amplio. La principal desventaja de esta configuración es la necesidad de un convertidor CC/CC de gran tamaño.

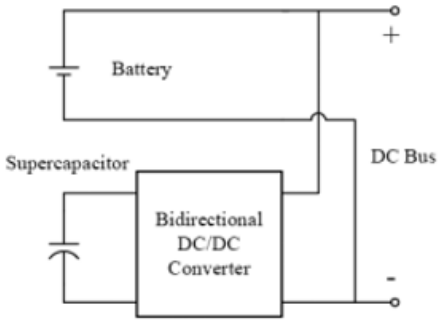


Figura 26. Configuración semiactiva de SC del HESS [8].

En la topología semiactiva de batería, mostrada en la figura 27, el supercondensador se conecta directamente al bus de CC, mientras que la batería se conecta mediante un convertidor CC/CC bidireccional. Esto permite mantener la corriente de la batería casi constante, lo que mejora significativamente su vida útil y eficiencia energética. Sin embargo, la principal desventaja de esta configuración es que el voltaje del bus de CC fluctúa durante los procesos de carga y descarga del supercondensador.

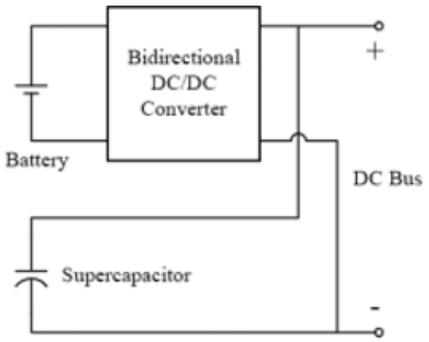


Figura 27. Configuración semiactiva de batería del HESS [8].

La topología activa, mostrada en la figura 28, es una opción óptima que puede resolver todos los problemas anteriores. Sin embargo, necesita de dos convertidores DC/DC, por lo que aumentará la complejidad, el coste y las perdidas adicionales del sistema.

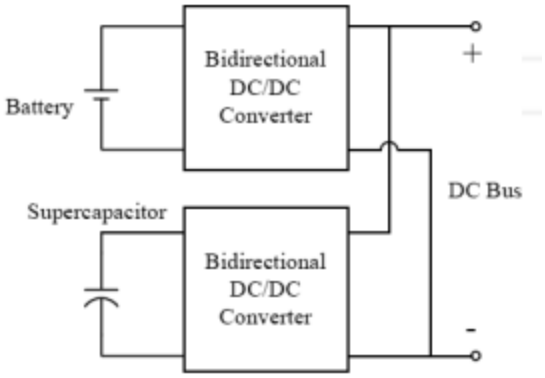


Figura 168. Configuración activa del HESS [8].

Entre las configuraciones comentadas, la semiactiva con supercondensadores se considera una buena solución para los VE debido a su alta densidad de potencia y su bajo coste. La arquitectura de esta configuración se muestra en la Figura 29.

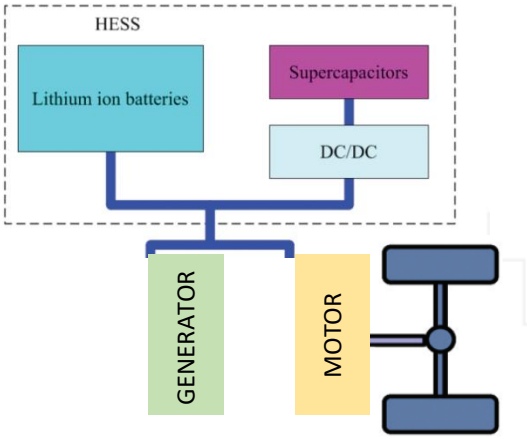


Figura 29. Arquitectura topología semiactiva de SC del HESS [8].

3.3.2 CONVERTIDORES APLICADOS A HESS EN VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Los convertidores DC-DC bidireccionales aplicados a HESS de VE deben de reunir una serie de condiciones [3]:

- Es esencial un amplio rango de conversión de voltaje para asegurar que tanto el voltaje de la batería o del supercondensador (SC) como el del bus del vehículo puedan ajustarse de manera eficiente según las condiciones de operación.

- Dado el espacio limitado en el vehículo, el convertidor debe contar con una alta densidad de potencia para optimizar el espacio disponible para su instalación.

- El convertidor debe tener entrada y salida con tierra común para minimizar las interferencias electromagnéticas provocadas por pulsos de alta frecuencia generados por la modulación por ancho de pulso (PWM).

- La corriente en el lado de la fuente de alimentación del convertidor debe ser continua para prolongar la vida útil de la batería o del SC, evitando los daños ocasionados por las ondulaciones de corriente.

- Es importante minimizar las tensiones aplicadas a los dispositivos para reducir el riesgo de daños por sobrevoltajes, ya que tensiones y corrientes elevadas afectan la fiabilidad del sistema del convertidor.

- El convertidor debe ofrecer una alta eficiencia de conversión para evitar pérdidas de energía y el sobrecalentamiento causado por la disipación en los dispositivos de potencia.

3.3.3 ESTRUCTURAS DEL HESS PARA LOS VEHÍCULOS ELÉCTRICOS

Las estructuras del HESS en los vehículos eléctricos, se muestran en la Figura 30, y son las siguientes:

- (a) HESS para FCV (vehículos de pila de combustible de hidrogeno)
- (b) HESS para PHEV (vehículo eléctricos híbridos enchufables)
- (c) HESS para FC-PHEV (vehículos de pila de combustible enchufables)

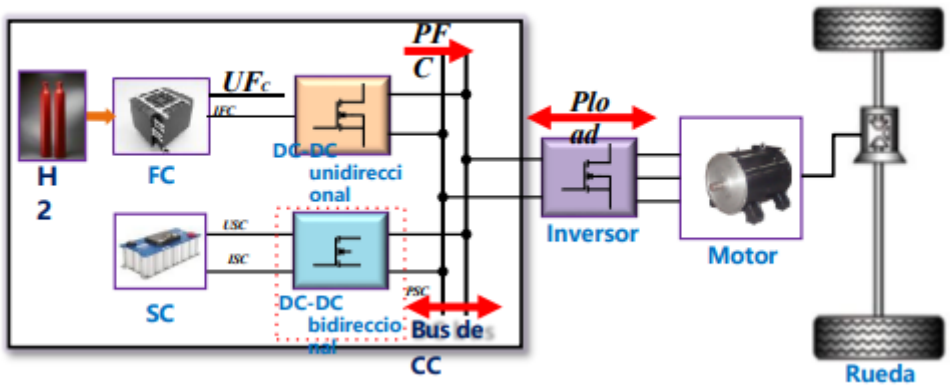


Figura 30. Diagrama de estructura de HESS para FCV [3].

El HESS para el FCV se muestra en la Figura 30. La pila de combustible (FC, Fuel Cells) proporciona la potencia media y el SC proporciona la potencia instantánea cuando las condiciones de funcionamiento cambian instantáneamente [9]. En convertidor DC-DC unidireccional realiza la adaptación de la tensión y el desacoplamiento de la potencia entre la FC y el bus DC [10]. El convertidor DC-DC bidireccional realiza la adaptación de la tensión entre el SC y el bus DC, y el flujo bidireccional de energía instantánea.

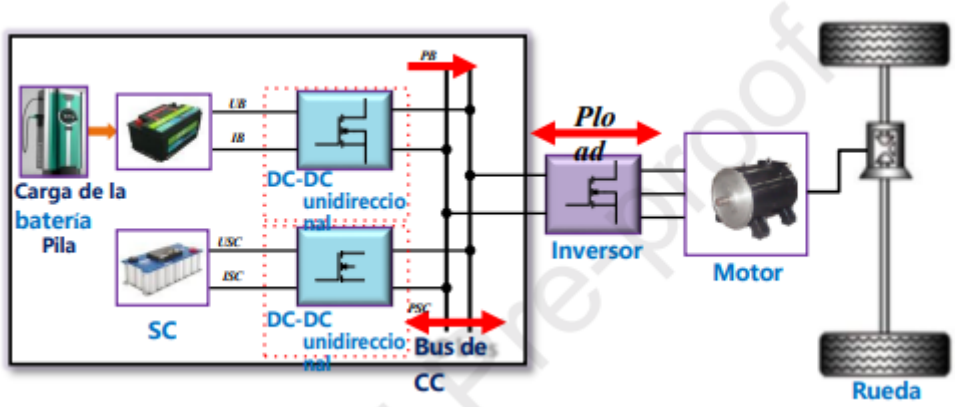


Figura 31. Diagrama de estructura de HESS para PHEV [3].

El HESS para el PHEV se muestra en la Figura 31. La batería proporciona una potencia media, y el SC proporciona una potencia instantánea cuando las condiciones de funcionamiento cambian instantáneamente. El convertidor DC-DC bidireccional del lado de la batería de potencia realiza la adaptación de la tensión entre la batería y el bus de CC, y la entrada de la energía de retroalimentación. El convertidor DC-DC bidireccional del lado del SC realiza el flujo bidireccional de energía instantánea y la adaptación de la tensión.

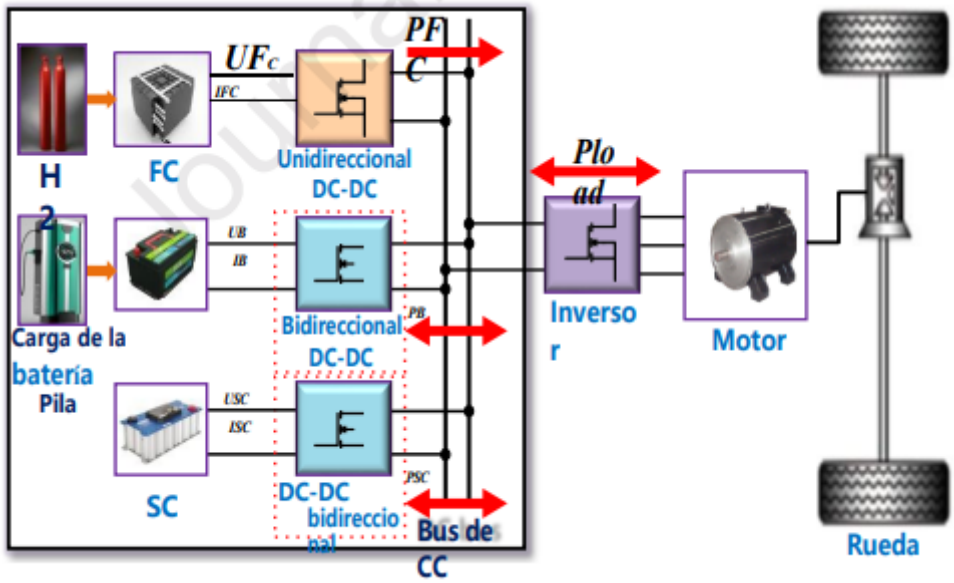


Figura 32. Diagrama de estructura de HESS para FC-PHEV [3].

El HESS para el FC-PHEV se muestra en la Figura 32. La batería de potencia se utiliza como fuente de energía principal y el FC se utiliza como fuente de energía auxiliar. Cuando la demanda de potencia del tren motriz del vehículo es baja, sólo la batería de potencia proporciona energía; cuando la demanda de potencia cambia con frecuencia, el SC proporciona potencia instantánea, cuando la energía de la batería de potencia es insuficiente, el FC empieza a funcionar. El SC proporciona la potencia instantánea necesaria para el tren motriz y almacena la energía de retroalimentación.

3.4 FRENADO REGENERATIVO

El frenado regenerativo es un sistema avanzado y eficiente que permite detener el vehículo mientras recupera una cantidad significativa de energía. Entre sus principales beneficios se encuentran la prolongación de la vida útil de las baterías, la capacidad de operar el vehículo completamente con energía eléctrica, la recuperación de energía que, de otro modo, se perdería, y un aumento en la eficiencia de hasta un 50%. Este sistema se emplea en bicicletas eléctricas, *scooters*, vehículos híbridos o eléctricos, camiones ligeros y transporte ferroviario. Además, puede combinarse con frenos tradicionales en vehículos eléctricos. Su objetivo principal es generar electricidad durante la frenada y almacenarla o reutilizarla en el vehículo. Básicamente, los frenos regenerativos se componen de: un componente de almacenamiento de electricidad - una batería/supercondensador, un sistema electrónico de potencia (convertidor DC-DC con inversor) y un motor/generador eléctrico [11]. El componente principal del sistema electrónico de potencia es el convertidor DC-DC bidireccional. Esta unidad convierte la energía eléctrica de la batería al motor y viceversa. Entre el motor y la batería pueden utilizarse diversas topologías, como la bidireccional, el convertidor intercalado con inversor, el convertidor híbrido CA-CC, el convertidor regenerativo y otras. En principio, la topología más utilizada es la de los convertidores DC-DC bidireccionales. Los convertidores DC-DC bidireccionales no aislados se utilizan en aplicaciones de media y alta potencia. Se caracterizan por su simplicidad, flexibilidad y alta eficiencia.

En la Figura 33, se muestra el diagrama de bloques de un sistema de frenado regenerativo, la parte de control del convertidor está compuesto por un microprocesador/controlador que indica el modo de control y envía señales de control.

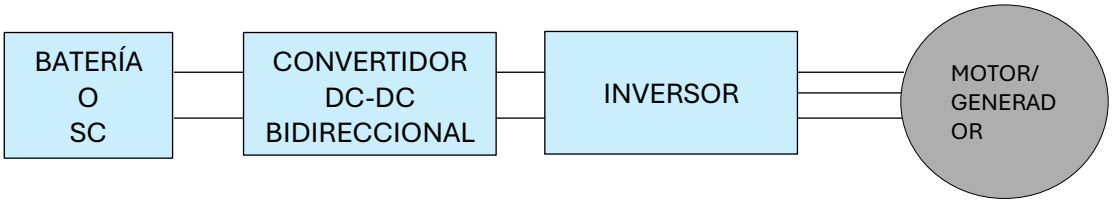


Figura 33. Diagrama de estructura de HESS para FC-PHEV [11].

Las topologías más usadas en este tipo de aplicación son las no aisladas, ya que presentan una mayor simplicidad, flexibilidad y alta eficiencia.

A continuación, se detallará un prototipo de convertidor DC-DC bidireccional no aislado para el frenado regenerador de un vehículo eléctrico con control de modo deslizante (SMC). El convertidor DC-DC bidireccional no aislado es una combinación antiparalela de convertidores buck-boost [12]. Se caracteriza por su eficiencia y sus reducidas pérdidas de conductividad. Se utiliza en dispositivos y sistemas de media potencia [13]. La desventaja de este convertidor es que a potencias más altas la cantidad de potencia que pasa por cada interruptor es grande. El control en modo deslizante se realiza mediante variables de tensión y corriente. La Figura 34 muestra un esquema de un convertidor bidireccional Buck-boost no aislado con SMC.

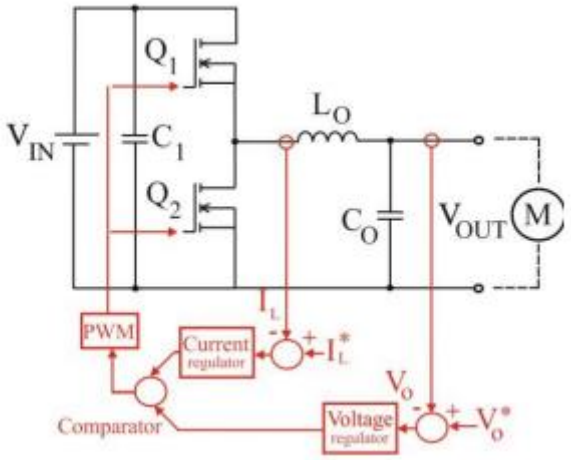


Figura 34. Esquema Buck-boost bidireccional no aislado en HESS [11].

4 PROGRAMACIÓN EN ARDUINO

Para el desarrollo del convertidor que se presenta en este trabajo, es necesario establecer una lógica para las señales PWM, que será la encargada de general una señal periódica en la que se indique el ciclo de trabajo dependiendo si el convertidor está actuando como convertidor reductor o como convertidor elevador.

4.1 ¿QÚE ES ARDUINO?

Arduino es una plataforma de creación de electrónica de código abierto, la cual está basada en hardware y software libre, flexible y fácil de utilizar para los creadores y desarrolladores. Esta plataforma permite crear diferentes tipos de controles digitales programando la placa en la que se encuentra el microcontrolador, a los que la comunidad de creadores puede darles diferentes tipos de uso.
Los microcontroladores son circuitos integrados capaces de almacenar instrucciones programadas mediante lenguajes de programación compatibles, como los utilizados en el entorno Arduino IDE. Estas instrucciones permiten desarrollar programas que interactúan con los circuitos de la placa. El microcontrolador de Arduino incluye una interfaz de entrada, que sirve como conexión para diversos periféricos. La información de estos periféricos se envía al microcontrolador, que procesa los datos recibidos. El tipo de periféricos que puedes conectar al microcontrolador varía según el propósito que le quieras dar. Algunos ejemplos son cámaras para capturar imágenes, teclados para ingresar datos o distintos tipos de sensores para recolectar información específica.

También cuenta con una interfaz de salida, que es la que se encarga de llevar la información que se ha procesado en el Arduino a otros periféricos. Estos periféricos pueden ser pantallas o altavoces en los que reproducir los datos procesados, pero también pueden ser otras placas o controladores. Arduino es un proyecto y no un modelo concreto de placa, lo que quiere decir que compartiendo su diseño básico te puedes encontrar con diferentes tipos de placas [14].

De todos los tipos de placas que se pueden encontrar en Arduino, a continuación, se detallarán las más populares [15]:

Arduino Uno:

El Arduino Uno es una de las placas más icónicas y utilizadas. Cuenta con un microcontrolador ATmega328P y una amplia gama de pines de entrada/salida digitales y analógicos. Es una excelente opción para principiantes y proyectos de nivel intermedio. Su simplicidad y versatilidad lo convierten en un punto de partida ideal. Esta placa es la elegida para proporcionar la señal PWM al convertidor que se desarrolla en este trabajo.

Figura 35. Placa Arduino Uno

Arduino Mega:

El Arduino Mega es la indicada cuando se necesita más potencia y pines. Equipado con el microcontrolador ATmega2560, ofrece una mayor cantidad de pines de entrada/salida digitales y analógicos. Esto lo hace adecuado para proyectos más grandes y complejos, como impresoras 3D y sistemas de automatización.

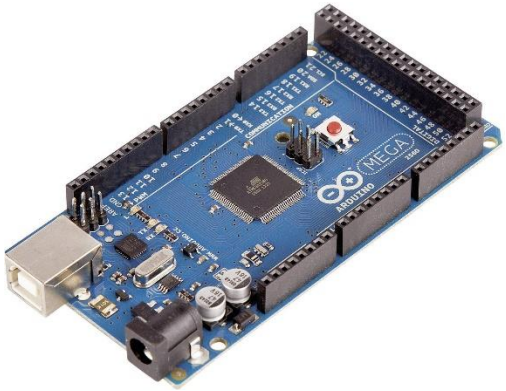


Figura 36. Placa Arduino Mega

Arduino Nano:

El Arduino Nano es una versión compacta del Uno. Ofrece un tamaño reducido pero mantiene muchas de las mismas capacidades. Es ideal para proyectos donde el espacio es limitado y se necesita un rendimiento similar al del Uno.

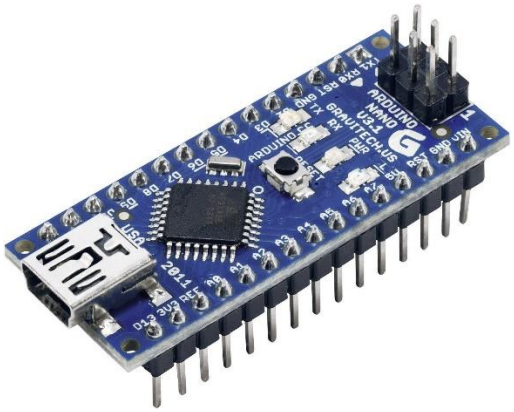


Figura 37. Placa Arduino Nano

Arduino Leonardo:

El Arduino Leonardo se destaca por su capacidad de emulación de teclado y ratón. Utiliza el microcontrolador ATmega32u4 y es perfecto para proyectos que requieren entrada de datos directa, como controladores de juegos y dispositivos de interfaz de usuario.

Figura 38. Placa Arduino Leonardo

Arduino Due:

El Arduino Due es una placa basada en el microcontrolador SAM3X8E de 32 bits. Ofrece un rendimiento significativamente mejorado en comparación con las placas basadas en ATmega. Es ideal para proyectos intensivos en cálculos, como aplicaciones de control de motores y robótica avanzada.

Figura 39. Placa Arduino Due

Arduino Pro Mini:

El Arduino Pro Mini es una placa diminuta que ofrece un rendimiento sólido. Debido a su pequeño tamaño, es ideal para proyectos integrados en los que el espacio es un factor crítico. Sin embargo, ten en cuenta que no tiene un puerto USB incorporado y requiere un adaptador para la programación.

Figura 40. Placa Arduino Pro Mini

Arduino MKR Series:

Las placas Arduino MKR están diseñadas específicamente para proyectos de Internet. Ofrecen conectividad WiFi y/o 4G, lo que las hace ideales para proyectos de monitoreo y control remoto.

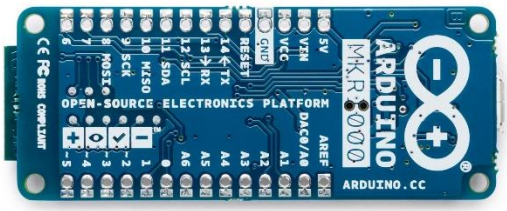


Figura 41. Placa Arduino MKR Series

Arduino Portenta:

Arduino Portenta es una placa Arduino especialmente diseñada para proyectos de alta gama y aplicaciones industriales. Incorpora un potente microcontrolador STM32H7 de 32 bits y ofrece capacidades de conectividad avanzadas, incluyendo WiFi y Bluetooth. Además, su diseño modular permite la adición de módulos específicos, como cámaras y pantallas, lo que lo convierte en una elección sólida para proyectos complejos de IoT y aplicaciones de automatización industrial. Su robustez y flexibilidad lo hacen destacar en el ámbito de la electrónica de alto rendimiento.

Figura 42. Placa Arduino Portenta

Arduino Mini:

El Arduino Mini es similar al Pro Mini en cuanto a tamaño, pero tiene algunas diferencias en términos de hardware y configuración. Es una excelente opción para proyectos de espacio limitado.

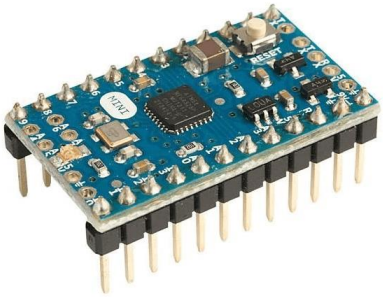


Figura 43. Placa Arduino Mini

5 TRANSITORES IGBT Y MOSFET

Para la realización de los dispositivos de conmutación del convertidor Cuk que se desarrolla en este trabajo, se han utilizado tanto transistores IGBTs como MOSFETs. A continuación, se detallan las características de cada clase de transistor y la comparativa entre los transistores MOSFET e IGBT.

5.1 MOSFET

Un MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor) es un tipo de transistor unipolar que utiliza un campo eléctrico para controlar la conductividad de un canal de semiconductor. Poseen una alta resistencia de corte y una alta ganancia de corriente, lo que los hace ideales para aplicaciones de alta frecuencia y alta velocidad. Utilizados a menudo en circuitos de potencia, dispositivos de alimentación y sistemas de control de velocidad. También se pueden utilizar en sistemas de control de potencia, amplificadores de audio y otros dispositivos electrónicos. Como tienen una alta eficiencia y pueden manejar altas corrientes y

tensiones, lo que los hace ideales para aplicaciones de alta potencia. Además, los MOSFET tienen un tiempo de respuesta rápido y pueden conmutar rápidamente entre el estado de conducción y el estado de aislamiento [16].

Figura 44. Transistor MOSFET

5.2 IGBT

Un IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) es un tipo de transistor bipolar que combina la estructura de un transistor bipolar (BJT, por sus siglas en inglés) con la puerta aislada de un MOSFET (Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor). Esto permite que el IGBT tenga una alta conductividad en el estado de conducción y una alta resistencia en el estado de aislamiento, lo que lo hace ideal para aplicaciones de alta corriente y alta tensión. Se utilizan a menudo en motores de corriente alterna, sistemas de inversión de frecuencia y otras aplicaciones de control de potencia. También se pueden utilizar en sistemas de control de velocidad, dispositivos de alimentación y otros circuitos de potencia. Los IGBT tienen una alta eficiencia y pueden manejar altas corrientes y tensiones, lo que los hace ideales para aplicaciones de alta potencia. Además, tienen un tiempo de respuesta rápido y pueden conmutar rápidamente entre el estado de conducción y el estado de aislamiento.

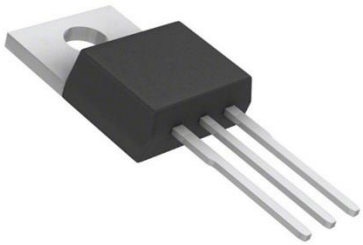


Figura 45. Transistor IGBT

5.3 COMPARATIVA ENTRES TRANSISTOR MOSFET E IBGT

Tabla 3. *Comparativa entre transistores MOSFET e IGBT.*

Característica	IGBT	MOSFET
Tipo de transistor	Bipolar	Unipolar
Estructura	Combina la estructura de un BjT con una puerta aislada	Utiliza un campo eléctrico para controlar la conductividad de un canal de semiconductor
Conductividad	Alta en el estado de conducción, alta resistencia en el estado de aislamiento	Alta resistencia de corte, alta ganancia de corriente
Aplicaciones comunes	Control de potencia, motores de corriente alterna, inversión frecuencia	Circuitos de potencia, dispositivos de alimentación, control de velocidad

6 DISEÑO DEL CONVERTIDOR CUK

A continuación, se describen los pasos seguidos para realizar el diseño del convertidor Cuk.

El convertidor Cuk, es un convertidor DC-DC, que se caracteriza por tener un bajo rizado de las corrientes de entrada y de salida, debido a la utilización de una bobina en la entrada del convertidor, y otra en la salida. Se logra la bidireccionalidad sustituyendo el MOSFET de potencia y el diodo del circuito original, como se puede observar en la Figura 46, por interruptores de potencia bidireccionales. El convertidor CUK, visto desde el condensador intermedio es simétrico hacia la entrada y la salida, convirtiendo en un convertidor que puede trabajar en ambas direcciones de forma similar. Al igual que en el convertidor unidireccional, el convertidor Cuk bidireccional tendrá una buena característica de las corrientes de entrada y salida.

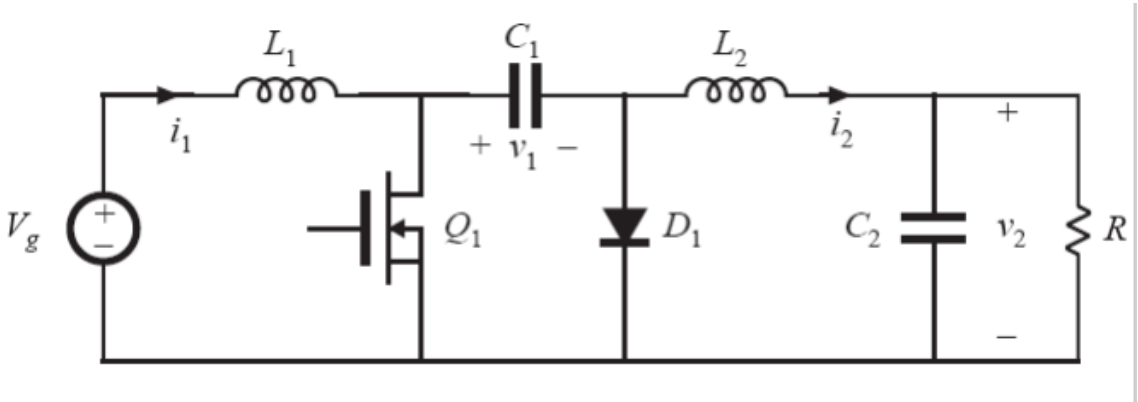


Figura 46. Convertidor Cuk MOSFET y diodo de potencia [17].

Para la obtención de las ecuaciones que definen las relaciones de conversión del convertidor, se realizan los Balances Voltios-Segundos en las inductancias y los Balances Amperios-Segundos en los condensadores. A partir de la figura 47 se obtienen los valores de las tensiones en las inductancias y de las corrientes por los condensadores durante el tiempo de conducción del

interruptor principal t_{ON}. Durante este tiempo, este es el esquema del circuito que se establece, en este caso es el condensador 1 el que proporciona la energía de salida.

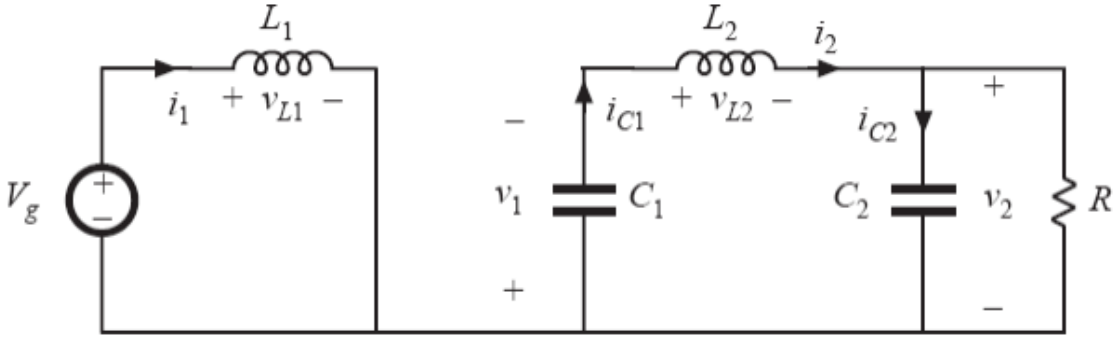


Figura 47. Convertidor Cuk ON [17].

La tensión que se aplica en la bobina L_1, V_{L1}, es la tensión de entrada, V_g, (1):

$$V_{l1} = V_g \tag{1}$$

A partir de la figura 47, se determina que la tensión en la bobina L_2, V_{L2}, es igual a las tensiones negativas del condensador C_1, V_{C1}, y de la salida, V_2.

$$V_{l2} = -V_{c1} - V_2 \tag{2}$$

La intensidad que circula por el condensador C_1, I_{C1}:

$$i_{c1} = i_{l2} \tag{3}$$

Por último, se obtiene la tensión en el condensador C_2, I_{C2}:

$$i_{c2} = i_{l2} - \frac{V_2}{R} \tag{4}$$

A continuación, se toman los valores de las tensiones en las bobinas e intensidades en los condensadores, durante el tiempo de conducción del interruptor secundario, t_{OFF}. Durante este tiempo, el esquema del circuito es el que se muestra en la figura 34, el condensador C_1, lo emplea para cargarse a partir de la fuente de alimentación de la entrada:

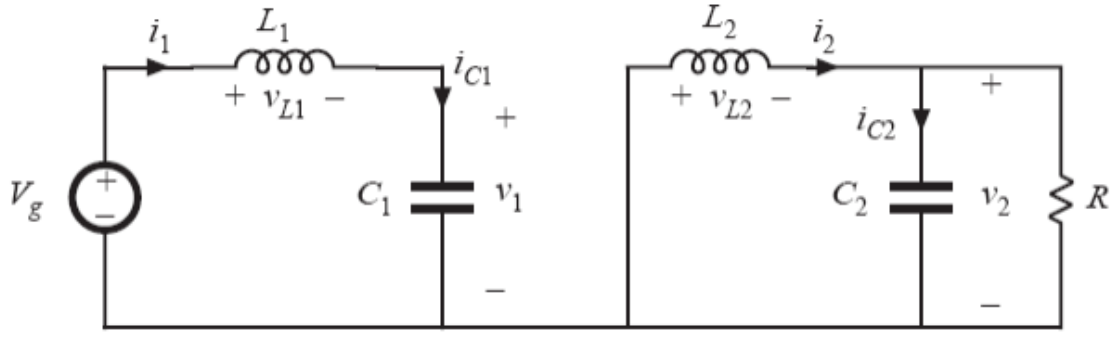


Figura 48. Convertidor Cuk OFF [17].

Primero, se obtiene la ecuación de la tensión en la bobina 1:

$$V_{l1} = V_g - V_{c1} \tag{5}$$

Segundo, se realiza la ecuación de la tensión de la bobina 2:

$$V_{l2} = -V_2 \tag{6}$$

Tercero, se analiza la intensidad que pasa por el condensador 1:

$$i_{c1} = i_{l1} \tag{7}$$

Por último, se debe sacar la intensidad en el condensador 2:

$$i_{c2} = i_{l2} - \frac{V_2}{R} \tag{8}$$

Una vez que se han obtenido todas las ecuaciones, vamos a realizar el balance Amperio-Segundo y el balance Voltio-Segundo.

El principio del balance Voltio-Segundo en la inductancia y Amperio-Segundo en el condensador establece que la tensión media en una inductancia y la corriente media por un condensador, en un periodo de conmutación, son 0 cuando el convertidor está en régimen permanente. A continuación, se aplica estos principios a las tensiones en inductancias y corrientes por condensadores [16].

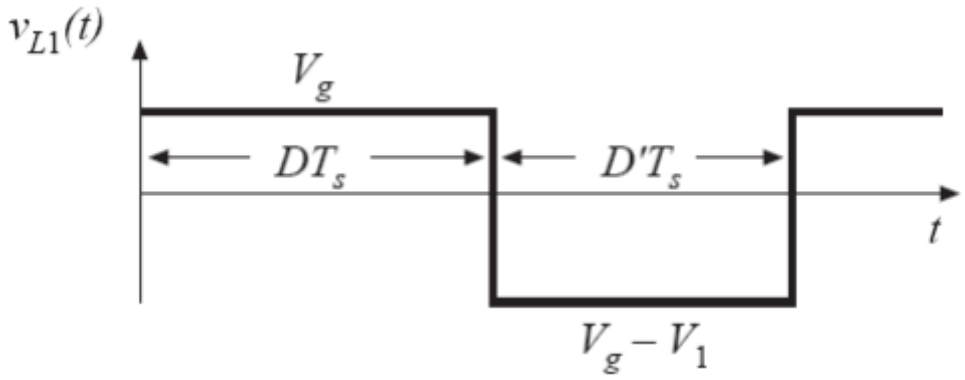


Figura 49. Tensión en la inductancia V_{l1} [17].

De la figura 49 se saca la siguiente relación:

$$D' = 1 - D \tag{9}$$

Balance Voltio-Segundo en L_1:

$$V_{l1} = DV_g + D'\left(V_g - V_{c1}\right) = 0 \tag{10}$$

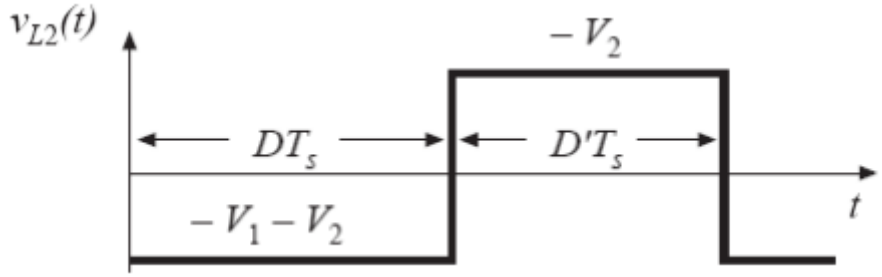


Figura 50. Tensión en la inductancia V_{l2} [16].

Balance Voltio-Segundo en L_2:

$$V_{l2} = D(-V_{c1} - V_2) + D'(-V_2) = 0 \tag{11}$$

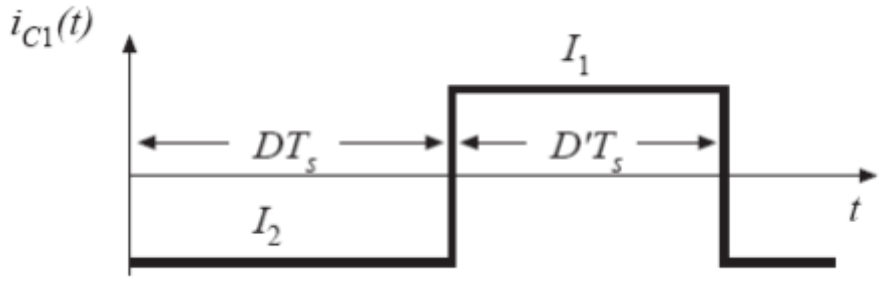


Figura 51. Corriente por el condensador i_{c1} [16].

Balance Amperio-Segundo en C_1:

$$i_{c1} = Di_{l2} + D'i_{l1} = 0 \tag{12}$$

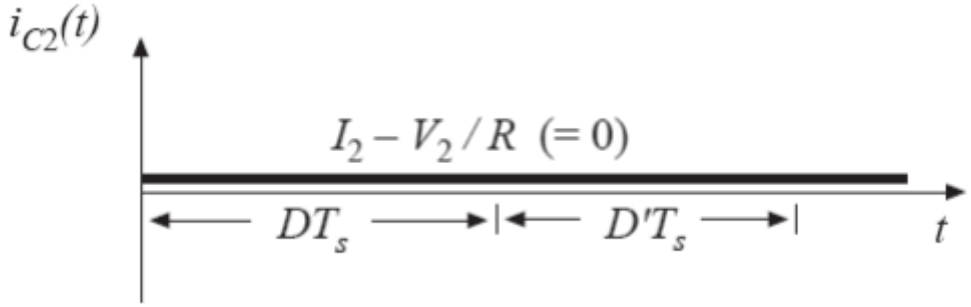


Figura 52. Corriente por el condensador i_{c2} [16].

Balance Amperio-Segundo en C_2:

$$i_{c2} = D(i_{l2} - \tfrac{V_2}{R}) + D'(i_{l2} - \tfrac{V_2}{R}) = 0 \tag{13}$$

Una vez realizado el balance Voltio-Segundo y Amperio-Segundo y simplificando todas las ecuaciones que se han ido sacando queda este sistema de ecuaciones:

$$V_g - V_{c1}(1 - D) = 0 \tag{14}$$

$$-V_{c1}D - V_2 = 0 \tag{15}$$

$$i_{l2} = -i_{l1}\frac{(1-D)}{D} \tag{16}$$

$$i_{l2} = \frac{V_2}{R} \tag{17}$$

Resolviendo este sistema de ecuaciones la relación entre la tensión de salida y la tensión de entrada del convertidor Cuk es la siguiente:

$$\boxed{\frac{V_2}{V_G} = -\frac{D}{1-D}} \tag{18}$$

Una vez que se obtiene (18), el siguiente paso a seguir es calcular los rizados.

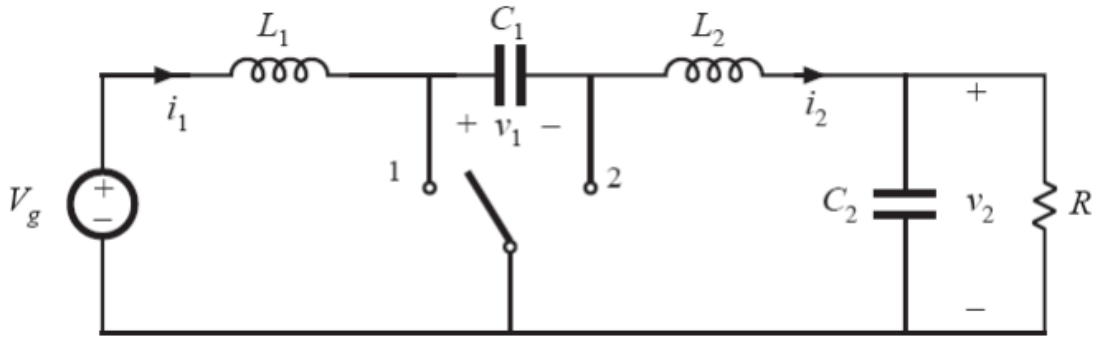


Figura 53. Cuk con interruptores ideales [16].

Para calcular los rizados, se parte del esquema de la figura 53. Como cualquier interruptor tiene dos posiciones, se trata de ir sacando una fórmula por cada posición dependiendo de los rizados que se van calculando.

Primero, se debe calcular la fórmula para el rizado de L_1:
Con el interruptor en la posición 1 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{di_1(t)}{d_t} = \frac{vl_1(t)}{L_1} = \frac{V_g}{L_1} \tag{19}$$

Con el interruptor en la posición 2 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{di_1(t)}{d_t} = \frac{vl_1(t)}{L_1} = \frac{V_g - V_1}{L_1} \tag{20}$$

Estas dos fórmulas hacen referencia a las pendientes de $i_1(t)$ en las dos posiciones del interruptor. La representación gráfica sería la siguiente:

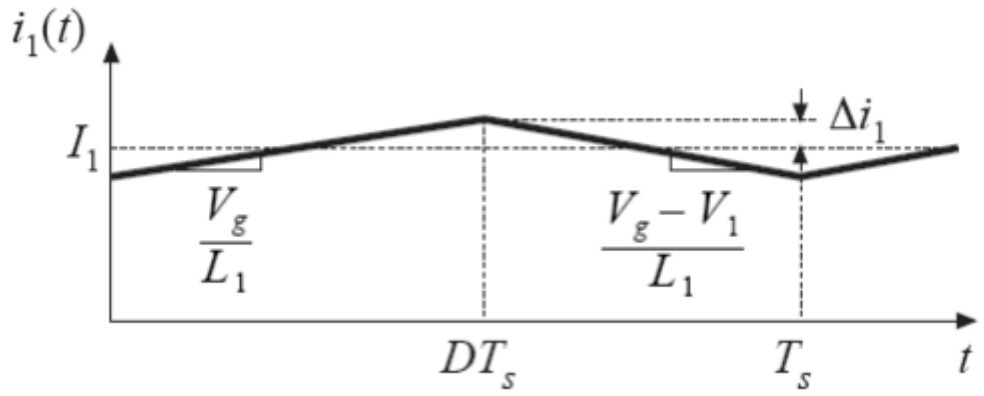


Figura 54. Rizado L_1 [16].

De la figura 53 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\Delta i_1 = \frac{V_g}{2L_1} DT_s \tag{21}$$

Siguiendo los mismos pasos, procedemos a calcular el rizado de corriente de L_2:
Con el interruptor en la posición 1 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{di_2(t)}{d_t} = \frac{vl_2(t)}{L_2} = \frac{-V_1 - V_2}{L_2} \tag{22}$$

Con el interruptor en la posición 2 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{di_2(t)}{d_t} = \frac{vl_2(t)}{L_2} = \frac{-V_2}{L_2} \tag{23}$$

Estas dos fórmulas hacen referencia a las pendientes de $i_2(t)$ en las dos posiciones de interruptor. La representación gráfica sería la siguiente:

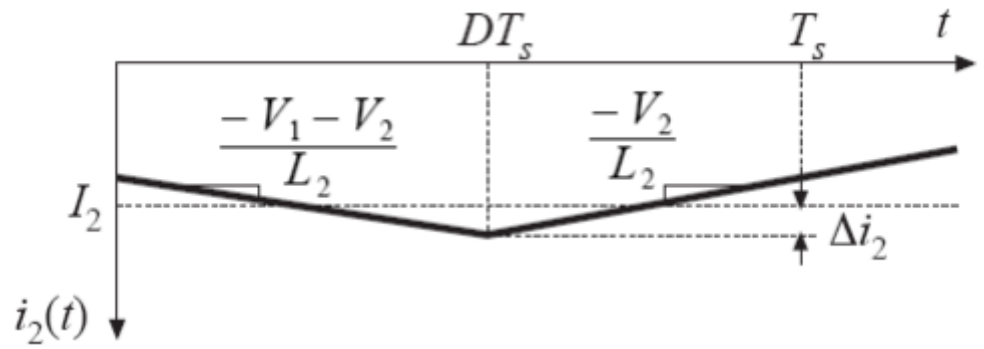


Figura 55. Rizado L_2 [1].

De la figura 40 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\Delta i_2 = \frac{V_1 + V_2}{2L_2} DT_s \tag{24}$$

Por último, calculamos el rizado de C_1:
Con el interruptor en la posición 1 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{dv_1(t)}{d_t} = \frac{i_{c1}(t)}{C_1} = \frac{I_2}{C_1} \tag{25}$$

Con el interruptor en la posición 2 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\frac{dv_1(t)}{d_t} = \frac{i_{c1}(t)}{C_1} = \frac{I_1}{C_1} \tag{26}$$

Estas dos fórmulas hacen referencia a las pendientes de $v_1(t)$ en las dos posiciones de interruptor. La representación gráfica sería la siguiente:

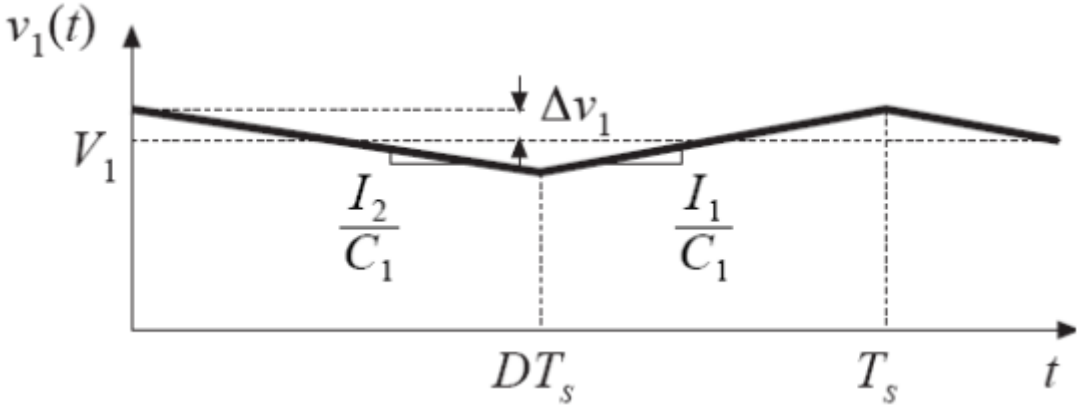


Figura 56. Rizado C_1 [16].

De la figura 50 se obtiene la siguiente ecuación:

$$\Delta v_1 = -\frac{I_2}{2C_1} DT_s \tag{27}$$

La aproximación de bajo rizado lleva a la conclusión de que $\Delta v_2 = 0$, cosa que no es cierta, por ello, no se realiza la aproximación de bajo rizado para calculará el rizado dicho condensador, y se aplica directamente el cálculo de la carga en el condensador para obtener el valor C_2.

Una vez sacadas todas estas ecuaciones, se procede a realizar los cálculos de tensiones, intensidades y el ciclo de trabajo.
El convertidor a diseñar es bidireccional, por lo que, los cálculos se tienen que realizar en un sentido y posteriormente en el otro. Como el convertidor tiene que funcionar tanto para un lado como, es decir, elevar o reducir indistintamente, los valores de condensadores y bobinas que se obtienen apoyándose en las fórmulas del rizado no deben cambiar de un sentido a otro.

Antes de realizar el modelo del convertidor Cuk en PSpice, primero se deben realizar los cálculos para el convertidor reductor y posteriormente para el convertidor elevador. El diseño se presenta en el documento 2: Anexos.

BIBLIOGRAFÍA

(1) S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi and A. B. Rad, "Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC–DC Power Converters: An Overview," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 117997-118019, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2937239.

(2) M. R. Mohammadi and H. Farzanehfard, "A new bidirectional ZVS-PWM Cuk converter with active clamp," *2011 19th Iranian Conference on Electrical Engineering*, Tehran, Iran, 2011, pp. 1-1.

(3) Jiulong Wang, Bingquan Wang, Lei Zhang, Jianjun Wang, N.I. Shchurov, B.V. Malozyomov,Review of bidirectional DC–DC converter topologies for hybrid energy storage system of new energy vehicles,Green Energy and Intelligent Transportation,Volume 1, Issue 2,2022,100010,ISSN 2773-1537.

(4) H. Tao, A. Kotsopoulos, J. L. Duarte y M. A. M. Hendrix, ''Family of multiport bidirectional DC-DC converters'', IEE Proc.-Elect. Power Appl. , vol. 153, no. 3, pp. 451-458, mayo de 2006.

(5) [2] C. C. Chan y Y.S. Wong, “Electric vehicles charge forward”, IEE Power Energy Mag, vol 2, nº6, pp, 24-33, Nov. 2004

(6) A. Khaligh and Z. Li, "Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877

(7) Zheng, C., Wang, Y., Liu, Z. *et al.* A Hybrid Energy Storage System for an Electric Vehicle and Its Effectiveness Validation. *Int. J. of Precis. Eng. and Manuf.-Green Tech.* **8**, 1739–1754 (2021). https://doi.org/10.1007/s40684-020-00304-5

(8) Omer Berkehan Inal, Jean-Frédéric Charpentier, Cengiz Deniz,Hybrid power and propulsion systems for ships: Current status and future challenges,Renewable and Sustainable Energy Reviews,Volume 156,2022,111965,ISSN 1364-0321,

(9) X. Wu, M. Yang, M. Zhou, Y. Zhang and J. Fu, "A Novel High-Gain DC-DC Converter Applied in Fuel Cell Vehicles," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 11, pp. 12763-12774, Nov. 2020, doi: 10.1109/TVT.2020.3023545

(10) Zhou, M., Fu, J., Wu, X. *et al.* A Non-isolated High-gain DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Vehicles. *J. Electr. Eng. Technol.* **17**, 271–282 (2022). https://doi.org/10.1007/s42835-021-00785-7

(11) E. Malev, "Study of Bidirectional DC-DC Converter for Regenerating Braking for Ultraligth Electric Vehicle," *2021 12th National Conference with International Participation (ELECTRONICA)*, Sofia, Bulgaria, 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/ELECTRONICA52725.2021.9513719.

(12) Tank, K. Manavar, N. Adroja. "Non-Isolated Bi-directional DCDC Converters for Plug-In Hybrid Electric Vehicle Charge Station Application" National Conference on Emerging Trends in Computer, Electrical & Electronics (ETCEE-2015) International Journal of Advance Engineering and Research Development (IJAERD) 2Ingeniería mecánica y aeroespacial, Universidad de California.

(13)V. Viswanatha, R. Venkata Siva Reddy "Convertidor buck-boost bidireccional basado en un microcontrolador para una planta de energía fotovoltaica" Journal of Electrical Systems and Information Technology Vol. 5, Issue 3, December 2018, p.745-758

(14) https://www.xataka.com/basics/que-arduino-como-funciona-que-puedes-hacer-uno

(15) https://tecnotom.com/arduino/componentes/placas/

(16) https://www.diferencias.cc/igbt-mosfet/#google_vignette

(17) (TEMA3_Bloque2_AnalisisRegimenPermanente)

(18) https://toshiba.semicon-storage.com/info/TLP250H_datasheet_en_20151224.pdf?did=13872&prodName=TLP250H

(19) https://www.recargacocheselectricos.com/los-supercondensadores-baterias-los-coches-electricos-futuros/

(20) https://movilidadelectrica.com/baterias-para-coches-electricos/

DOCUMENTO 2.
ANEXOS

INDICE ANEXOS

1. CÁLCULOS PARA EL CONVERTIDOR COMO REDUCTOR *51*

2. CÁLCULOS PARA EL CONVERTIDOR COMO ELEVADOR *52*

2.1 CÁLCULOS DE BOBINAS Y CONDENSADORES 54

3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR EN PSPICE *55*

3.1 SIMULACIÓN CONVERTIDOR EN MODO REDUCTOR 56

3.2 SIMULACIÓN CONVERTIDOR EN MODO ELEVADOR 59

3.3 SIMULACIÓN CONVERTIDOR CUK BIDIRECCIONAL 63

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES EN EL LABORATORIO *67*

4.1 MONTAJE EN EL LABORATORIO 67

4.2 MEDIDAS EN EL LABORATORIO 75

1. CÁLCULOS PARA EL CONVERTIDOR COMO REDUCTOR

Para el diseño del convertidor se establecen los siguientes parámetros, basándose en una aplicación de alimentación desde una fuente de energía eléctrica convencional y la carga de una batería:

- P_o = 500 W
- $V_{in} = 300\ V$
- $V_o = 53\ V$
- Δi_L = 0,2I_L
- $\Delta_V = 0{,}1V$

Se obtienen los valores de las corrientes y las tensiones de los distintos elementos que componen el convertidor.
El primer paso a realizar, es calcular la carga equivalente del convertidor, cuando trabaja como convertidor reductor (flujo de energía de izquierda a derecha):

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R_{load}} \tag{28}$$

Sustituyendo en la ecuación (28) los valores del diseño, se obtiene que el valor de la resistencia de carga es de 5,61 Ohmios.
A continuación, se calcula la corriente que pasa por la resistencia de carga:

$$P = V_{R_{load}} * I_{R_{load}} \tag{29}$$

Sustituyendo los valores en (29), el valor de la intensidad de carga es de 9,43 Amperios.
La Intensidad de entrada se calcula como:

$$P = V_{in} * I_{in} \tag{30}$$

Dándole valores a (30), se obtiene que el valor de la intensidad de entrada es de 1,67 Amperios.
A partir de (18) se calcula el ciclo de trabajo del convertidor reductor:

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{D}{1-D}\ ; \frac{V_o}{V_{g+V_o}} = D \tag{31}$$

Sustituyendo en (31) el valor del ciclo de trabajo es 0,15.
Se calcula la tensión en el condensador C_1, V_{C1}:

$$\frac{V_o}{V_{c1}} = D \tag{32}$$

Sustituyendo en (32) el valor de la tensión es V_{C1} = 353,33 Voltios.
A continuación, se calcula la intensidad en la bobina L_2, I_{L2}, para esta en concreto, hay que tener en cuenta la corriente de rama en el C_2:

$$I_{L_2} = \frac{1-D}{D} * I_{L_1} \tag{33}$$

Sustituyendo en la fórmula el valor de la intensidad es de 9,41 Amperios.

Tal como se puede observar en la figura 33, la corriente que pasa por la bobina 1, es la misma que la corriente de entrada del convertidor, es decir:

$$I_{L_1} = I_{in} \tag{34}$$

Se calculan los rizados $\Delta V_{C_1}, \Delta V_{C_2}, \Delta I_{L_1}, \Delta I_{L_2}$:

$$\Delta V_{C_1} = 0{,}1 * V_{C_1} \tag{35}$$

$$\Delta V_{C_2} = 0{,}1 * V_{C_2} \tag{36}$$

$$\Delta I_{L_1} = 0{,}2 * I_{L_1} \tag{37}$$

$$\Delta I_{L_2} = 0{,}2 * I_{L_2} \tag{38}$$

Sustituyendo por los valores que se han calculado anteriormente, los rizados tienen los siguientes valores:

$$\Delta V_{C_1} = 35{,}33\ V$$

$$\Delta V_{C_2} = 5{,}3\ V$$

$$\Delta I_{L_1} = 0{,}332\ A$$

$$\Delta I_{L_2} = 1{,}882\ A$$

A modo de resumen, estos son todos los valores que se han obtenido cuando el convertidor trabaja como reductor:

Tabla 4. *Cálculos del convertidor reductor.*

Parámetro	Valor
R_{load}	5,61 Ohmios
$I_{R_{load}}$	9,43 A
I_{in}	1,66 A
V_{C_1}	353,33 V
V_{C_2}	53 V
I_{L_1}	1,66 A
I_{L_2}	9,41 A
D	0,15
ΔV_{C_1}	35,33 V
ΔV_{C_2}	5,3 V
ΔI_{L_1}	0,332 A
ΔI_{L_2}	1,882 A

2. CÁLCULOS PARA EL CONVERTIDOR COMO ELEVADOR

Tras haber realizado los cálculos del convertidor trabajando como reductor, se realizan los cálculos del convertidor trabajando como elevador, es decir, la energía va de derecha hacia la izquierda.

Para el diseño del convertidor se establecen los siguientes parámetros, basándose en una aplicación de alimentación desde una fuente de energía eléctrica convencional y la carga de una batería:

- P_o = 500 W
- $V_{in} = 53\ V$
- $V_o = 300\ V$
- Δi_L = 0,2
- $\Delta_V = 0{,}1$

Como se puede observar, únicamente ha cambiado la tensión de entrada y salida, puesto que ahora se quieren realizar los cálculos de un convertidor elevador, la tensión de entrada era la salida del anterior convertidor y viceversa.

Se obtienen los valores de las corrientes y las tensiones de los distintos elementos que componen el convertidor.

El primer paso a realizar, es calcular la carga equivalente del convertidor, cuando trabaja como convertidor elevador (flujo de energía de derecha a izquierda):

$$P_o = \frac{(V_o)^2}{R_{load}} \tag{28}$$

Sustituyendo con las nuevas condiciones, se obtiene un valor de 180 Ohmios.

A continuación, se calcula la corriente que pasa por la resistencia de carga a partir de la fórmula (29):

$$P = V_{R_{load}} * I_{R_{load}} \tag{29}$$

Sustituyendo en (29), se obtiene un valor de 1,66 Amperios.
La Intensidad de entrada se calcula a partir de la fórmula (30):

$$P = V_{in} * I_{in} \tag{30}$$

Sustituyendo los valores en (30), se obtiene un valor de 9,43 Amperios.
A partir de (18) se calcula el ciclo de trabajo del convertidor elevador:

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{D}{1-D}\ ; \frac{V_o}{V_{g+V_o}} = D \tag{31}$$

Sustituyendo los valores en (31), se obtiene un valor de D=0,85.

A modo de resumen, estos son los valores que se han obtenido cuando el convertidor trabaja como elevador:

Tabla 5. *Cálculos del convertidor elevador.*

Parámetro	Valor
R_{load}	5,61 Ohmios
$I_{R_{load}}$	1,66 A
I_{in}	9,43 A
D	0,15

En este apartado no se han realizado más cálculos, puesto que anteriormente era necesario realizarles para obtener los valores de los condensadores y las bobinas del convertidor, que se van a realizar a continuación. Al tratarse de un convertidor bidireccional, es importante tener en cuenta que los valores de las bobinas y los condensadores deben ser los mismos, tanto si el convertidor funciona como elevador, como si funciona como reductor. Por ello, a partir de los datos obtenidos en estos dos apartados, se debe calcular dichos valores.

2.1 CÁLCULOS DE BOBINAS Y CONDENSADORES

En este punto, es necesario conocer la frecuencia en la que se quiere que trabaje el convertidor. Para hacerlo realizable en un laboratorio, se ha establecido una frecuencia de 50 KHz.

Tras el cálculo de los rizados, se han ido obteniendo las ecuaciones que se deben utilizar para realizar el cálculo de los condensadores y bobinas del convertidor (21,24,27).

$$\Delta i_1 = \frac{V_g}{2L_1} DT_s \tag{21}$$

$$\Delta i_2 = \frac{V_1+V_2}{2L_2} DT_s \tag{24}$$

$$\Delta v_1 = -\frac{I_2}{2C_1} DT_s \tag{27}$$

Despejando los valores de L_1, L_2 y C_1 y teniendo en cuenta que el período T es la inversa de la frecuencia;

$$T = \frac{1}{f} \tag{39}$$

Se obtienen los siguientes valores:

$$L_1 = 1335{,}42\ \mu H$$

$$L_2 = 239{,}37\ \mu H$$

$$C_1 = 399{,}51\ nF$$

Como se ha comentado en apartados anteriores la aproximación de bajo rizado no sirve para calcular el C_2, por lo que, se calcula de otra manera.

Cuando la corriente por el C_2 es positiva, su tensión crece desde su valor mínimo al máximo. Durante este tiempo se carga el condensador a:

$$q = C(2\Delta_v) \tag{40}$$

La carga total, q, es el área del triángulo, como se muestra en la figura 57:

$$q = \frac{1}{2}\Delta i_L \frac{T_s}{2} \tag{41}$$

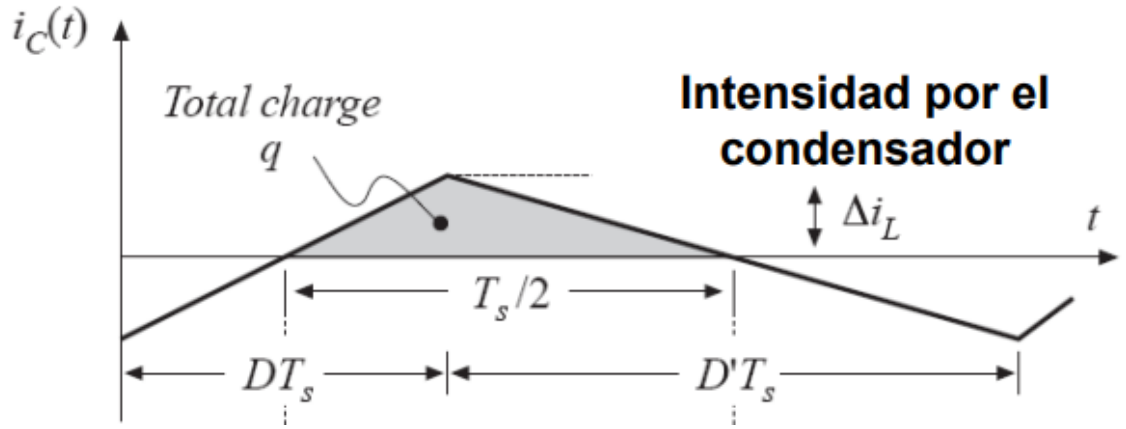


Figura 57. Estimación rizado intensidad por el C_2 [17].

Se calcula C para limitar el rizado a un valor determinado, como se muestra en la figura 57.

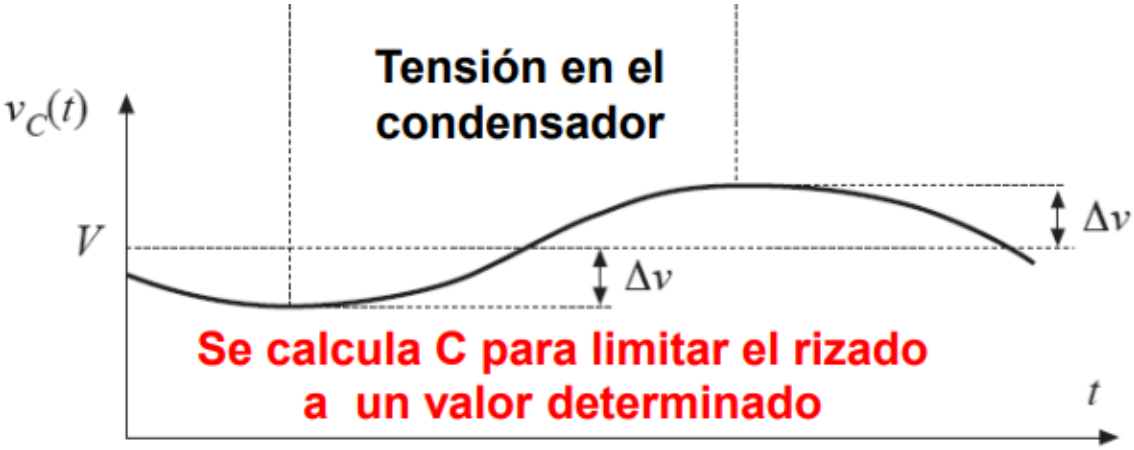


Figura 58. Estimación rizado tensión por el C_2 [17].

Resolviendo, queda la siguiente fórmula:

$$\Delta v = \frac{\Delta i_L T_s}{8C} \tag{42}$$

Utilizando la fórmula (42), se procede a calcular el valor del C_2:

$$C_2 = \frac{\Delta i_{L_2} T_s}{8\Delta V_{R_{load}}} \tag{43}$$

Sustituyendo en (43), se obtiene un valor de C_2=800nF.

3. DISEÑO DEL CONVERTIDOR EN PSPICE

Una vez realizados los cálculos de los dispositivos del convertidor a diseñar, se realiza una simulación del mismo en PSpice, para verificar el correcto diseño del mismo, y pasar a la realización práctica con montaje real en laboratorio.

3.1 SIMULACIÓN CONVERTIDOR EN MODO REDUCTOR

El primer paso, es trabajar con convertidor en modo reductor y comprobar que los valores calculados son los mismo que los obtenidos con la simulación en el PSpice.

A continuación, se detalla el esquema de convertidor a simular:

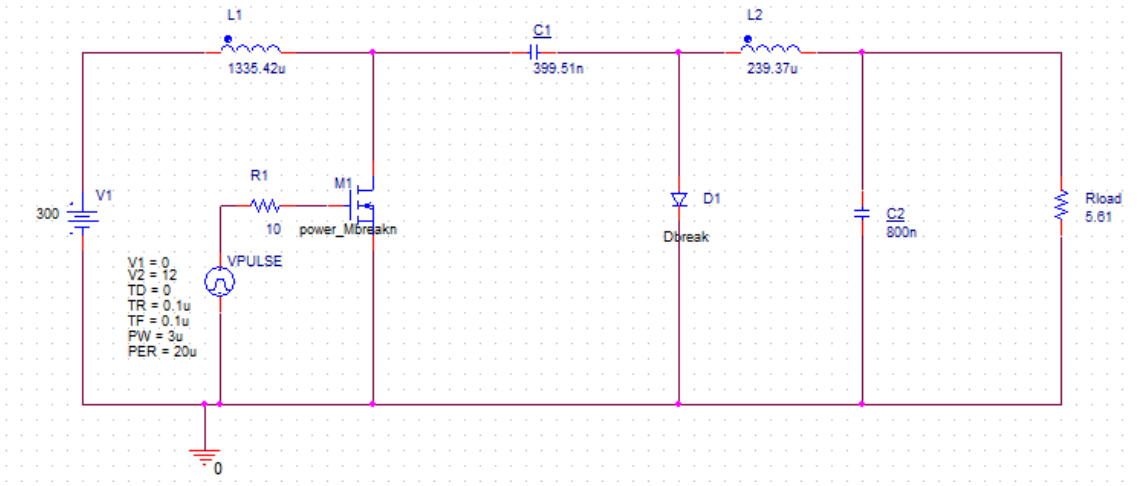


Figura 59. Convertidor Reductor

La tensión de entrada son 300 V, los valores de las bobinas y condensadores son los calculados anteriormente. El transistor M1 seleccionado para las simulaciones es ideal, al que se le coloca una resistencia de 10 Ohmios en la puerta, este transistor está dirigido por una fuente de pulsos PWM, el período es de 20u (f = 50kHz) y el PW hace referencia al ciclo de trabajo que es de un 15% (3u). Las señales de mando tendrán una amplitud entre 0 y 12 V, tal y como se especifica en el los valores V1 y V2.

A continuación, se realiza la simulación de las señales con un run to time de 5ms, para así conseguir mejor visibilidad de la señal a mostrar.

Gráficas de la intensidad de entrada del convertidor:

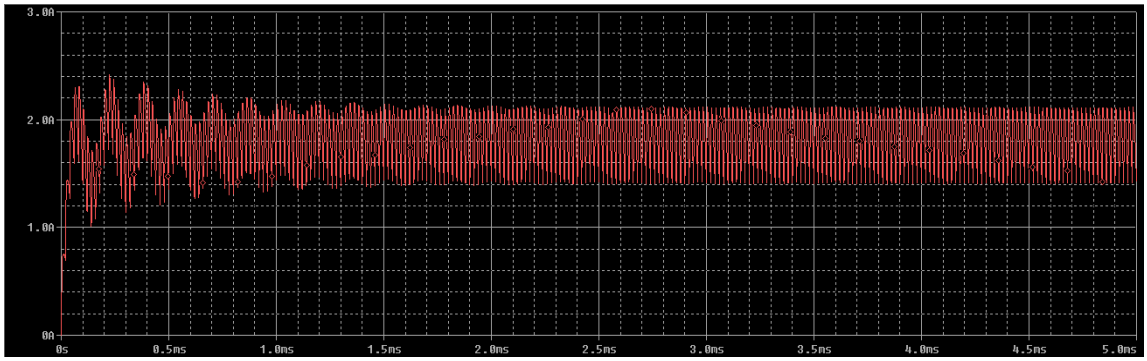


Figura 60. Intensidad de entrada convertidor reductor

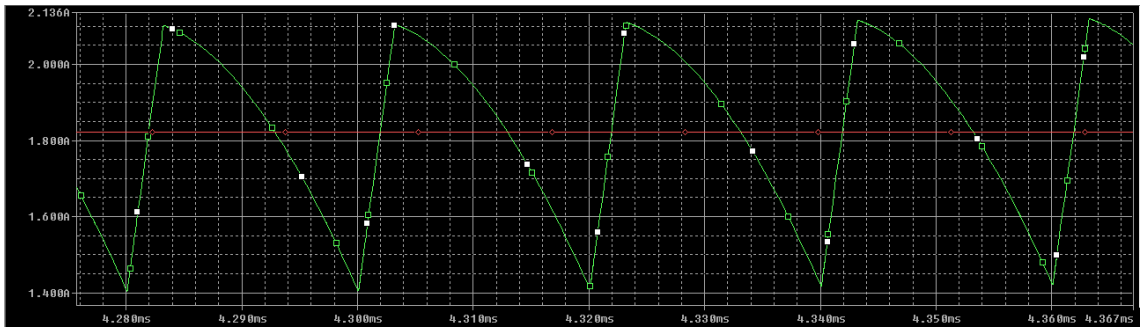


Figura 61. Rizado de intensidad de entrada convertidor reductor

Como se aprecia en la figura 60, la intensidad de entrada al convertidor es un valor un poco más elevado al calculado teóricamente, esto es debido a que el convertidor no tiene un rendimiento del 100%. Además, en la figura 40, se observa que el rizado cumple con lo establecido en el diseño del convertidor, es decir, un 20% del valor medio de la intensidad de entrada aproximadamente.

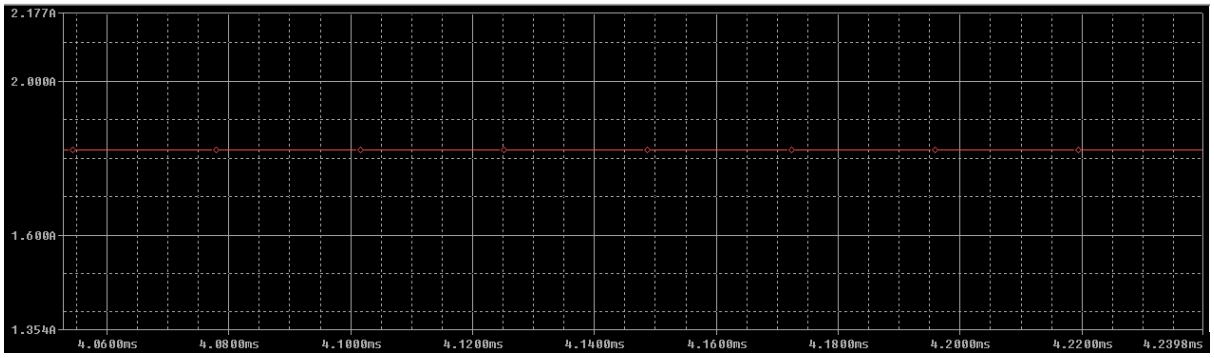


Figura 62. Intensidad de entrada media convertidor reductor

Como se puede observar en la figura 62, la intensidad alcanza un valor parecido al calculado, en torno a 1,67 A, aunque un poco más elevado por el rendimiento del convertidor.

Gráficas de la intensidad de salida:

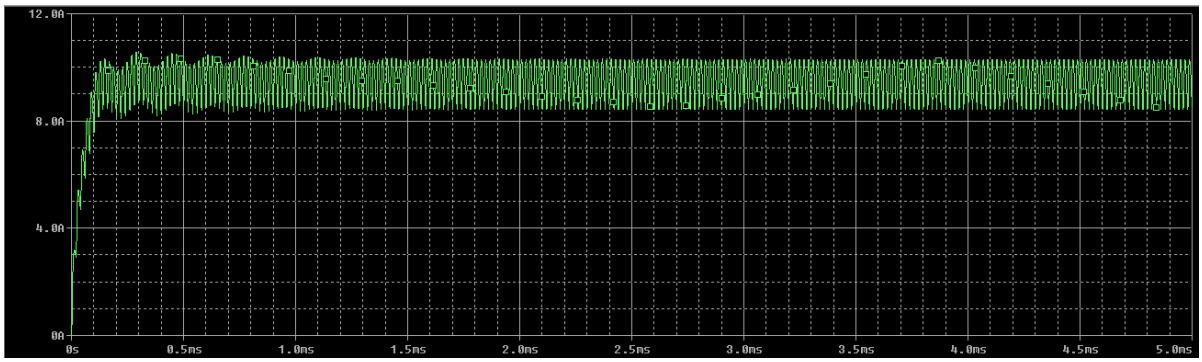


Figura 63. Intensidad de salida convertidor reductor

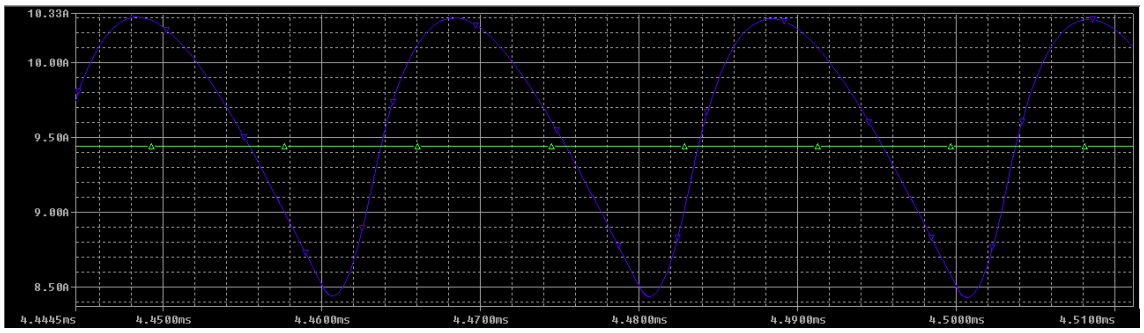


Figura 64.Rizado intensidad de salida convertidor reductor

En la figura 64, se puede apreciar que la intensidad de salida cumple con el rizado establecido del 20%.

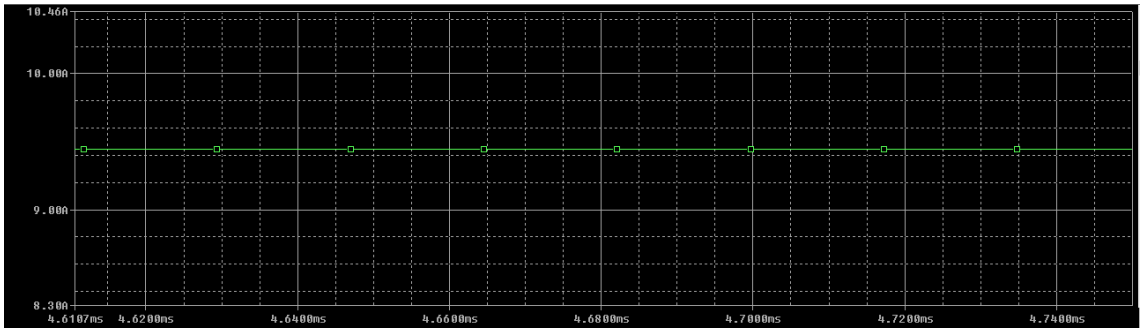


Figura 65. Intensidad de salida media convertidor reductor

En este caso, el valor de la intensidad es el mismo que el calculado, en torno 9,43 A.

Gráficas de la tensión de salida:

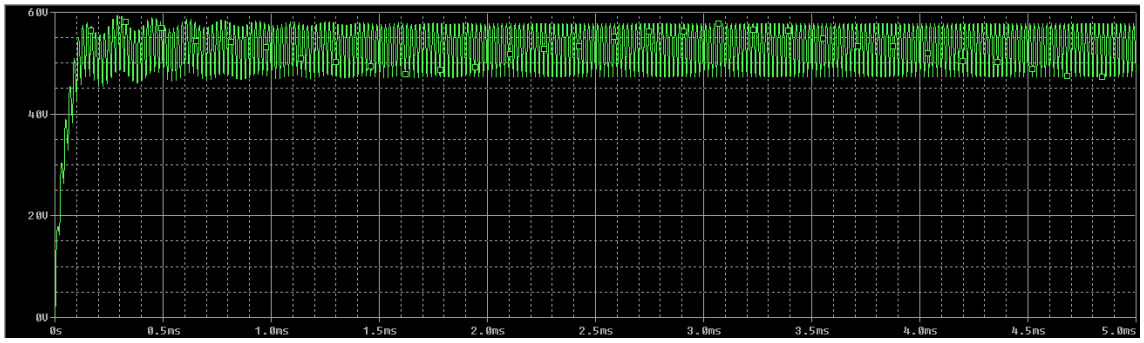


Figura 66. tensión de salida convertidor reductor

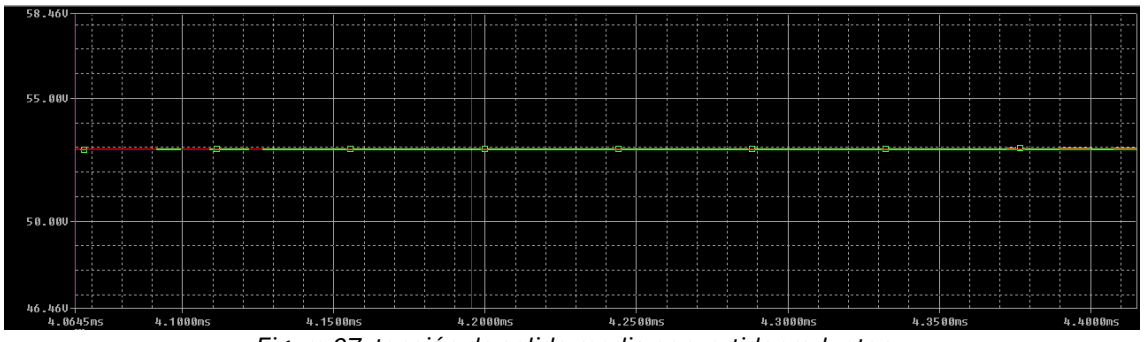


Figura 67. tensión de salida media convertidor reductor

El valor simulado se encuentra en torno a los 53 V calculados de tensión de salida.

Se analiza la tensión en la puerta del MOSFET:

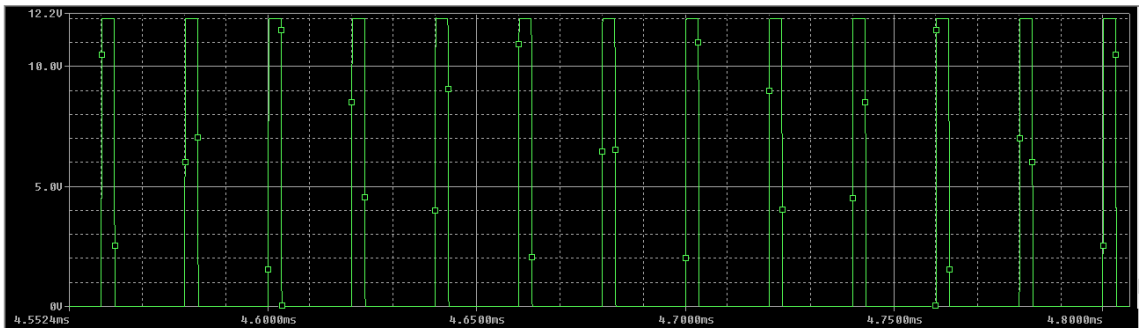


Figura 68. tensión en la puerta del MOSFET reductor

Como se puede observar en la figura 68, la tensión tiene un valor entre 0 y 12 V, además, el MOSFET se encuentra funcionando en el ciclo de trabajo establecido, es decir, un 15%.

Por último, se obtiene la gráfica del rendimiento, para ello, se simula la relación de la potencia media de salida del convertidor entre la de entrada.

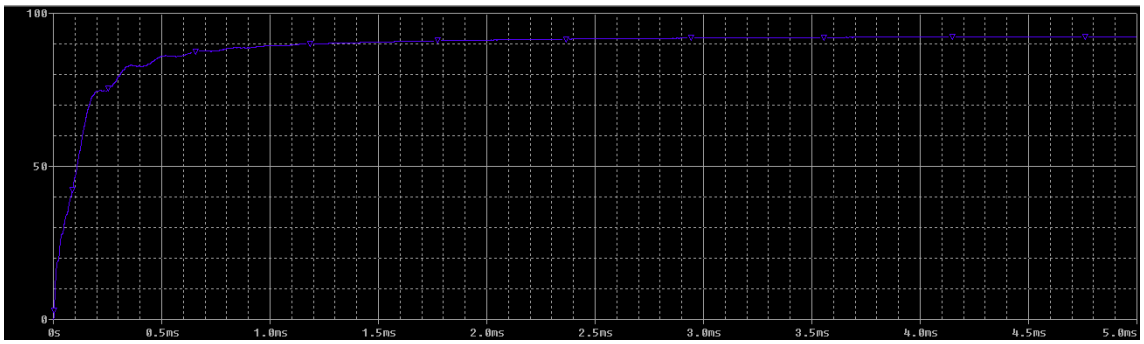


Figura 69. Rendimiento convertidor modo reductor

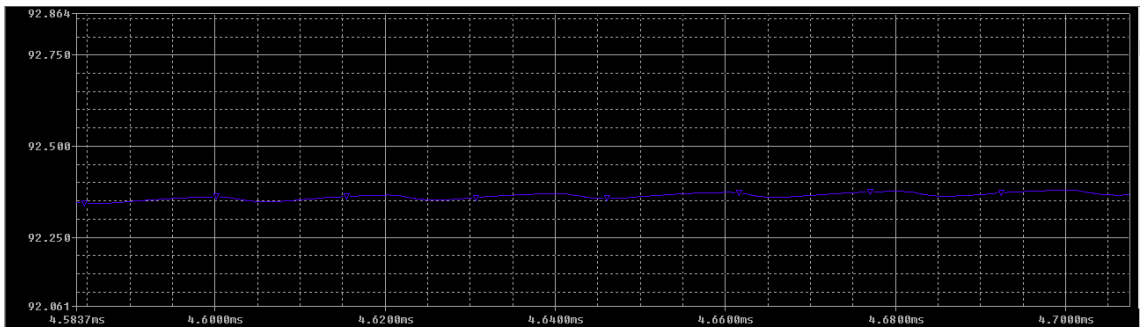


Figura 70. Rendimiento convertidor modo reductor ampliado

En ambas figuras se observa que el rendimiento del convertidor reductor está un poco por encima del 92%.
Tras haber hecho todas estas comprobaciones realizando la simulación del convertidor reductor, el siguiente paso es realizar la simulación del convertidor elevador y volver a comprobar que las señales simuladas, se asemejan a los valores calculados anteriormente.

3.2 SIMULACIÓN CONVERTIDOR EN MODO ELEVADOR

En este apartado, se realiza la simulación del convertidor en modo elevador, es decir, se parte de una tensión de entrada de 53 V y se obtiene una tensión de salida de 300 V.

Este es el esquema a simular en PSpice:

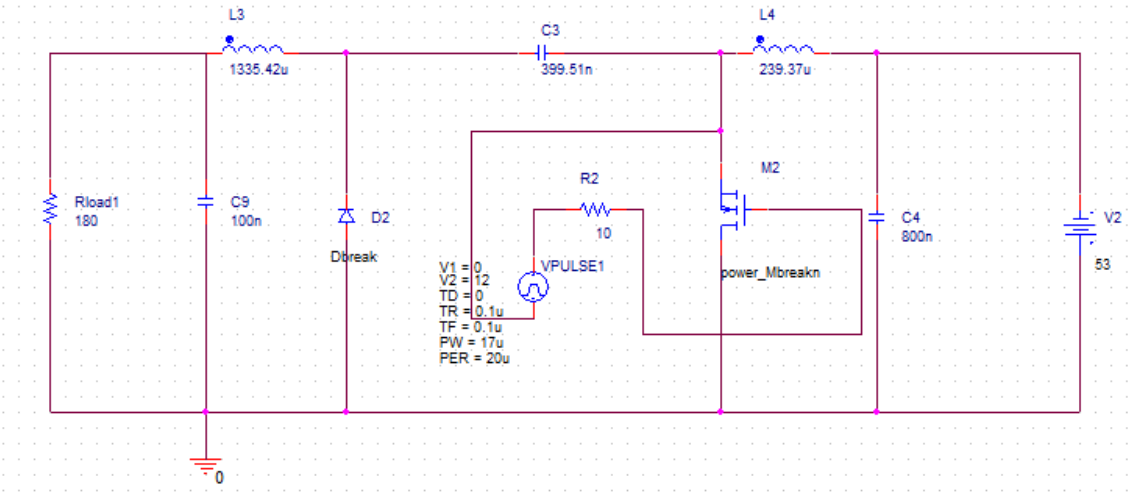


Figura 71. Convertidor elevador

En esta parte de la simulación de PSpice se ha añadido un condensador en paralelo con la resistencia de carga de 100nF, este condensador se mantendrá en el convertidor bidireccional. Para el cálculo de este condensador se utiliza la fórmula (43).

$$C_9 = \frac{\Delta i_{L_3} T_s}{8 \Delta V_{R_{load1}}} \tag{43}$$

Sustituyendo en (43), se obtiene un valor para el condensador de la resistencia de carga de C_9=100nF. El MOSFET está gobernado por un generador de pulsos cuyo PW es 17uSeg, que se corresponde con un ciclo de trabajo de 0,85 (85%). Como en la anterior simulación, se utiliza un MOSFET ideal genérico de PSpice, con una resistencia de entrada en la puerta de 10 Ohmios. La energía en este caso irá de derecha a izquierda.

A continuación, se realiza la simulación de las señales con un run to time de 5mSeg.

Gráficas de intensidad en la entrada del convertidor:

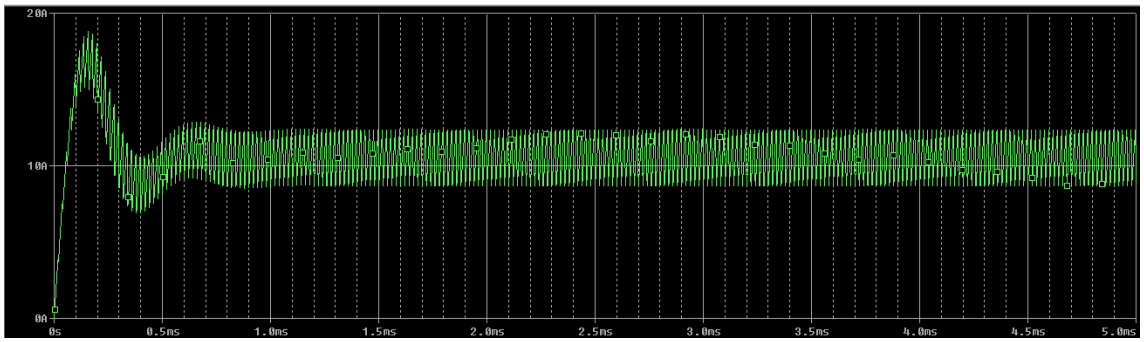


Figura 72. Intensidad de entrada convertidor elevador

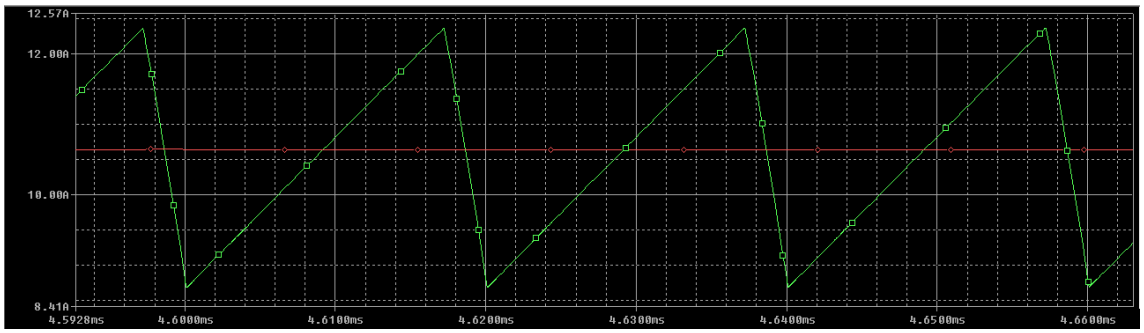


Figura 73. Rizado de intensidad de entrada convertidor elevador

En la figura 73, se aprecia que el rizado de la intensidad de entrada, en torno al 20% de su valor.

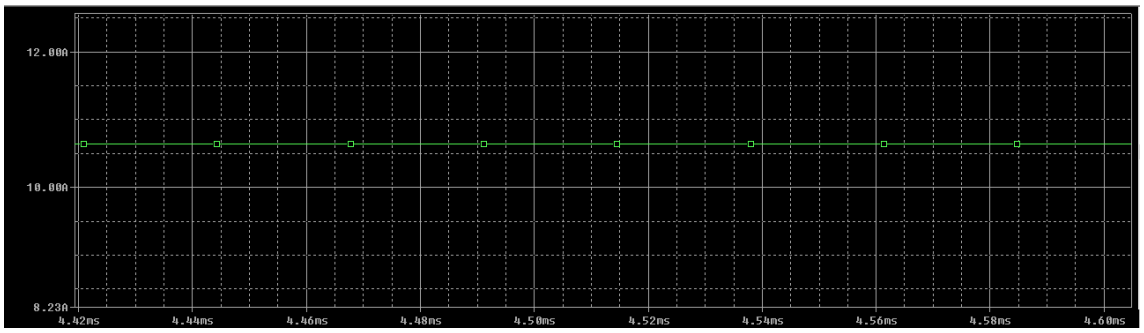


Figura 74. Intensidad de entrada media convertidor elevador

La intensidad de entrada, al igual que pasaba en el convertidor reductor queda un poco por encima del valor calculado, esto se debe a que el rendimiento del convertidor elevador no es del 100%.

Gráficas de intensidad en la salida del convertidor:

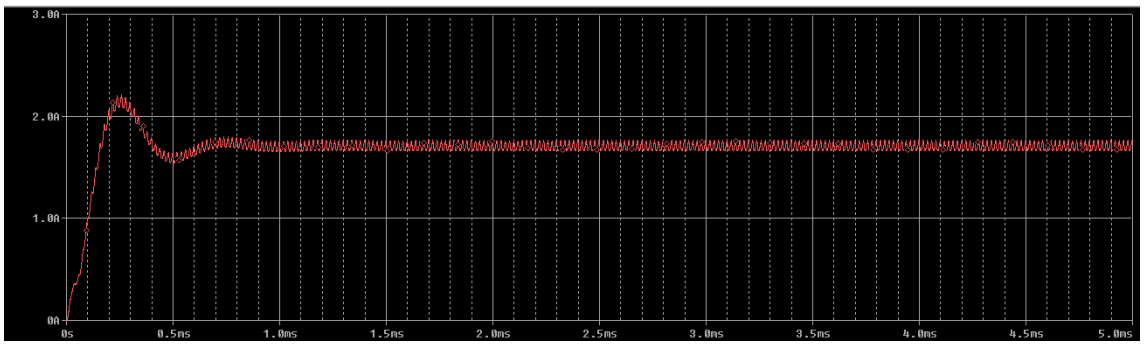


Figura 75. Intensidad de salida convertidor elevador

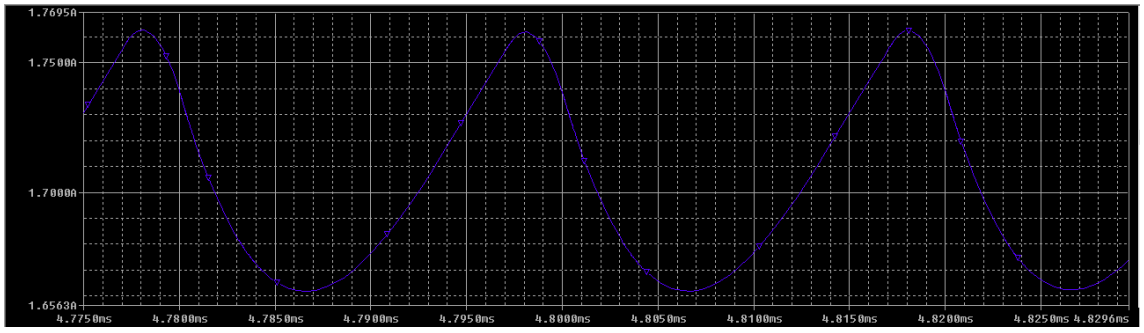


Figura 76. Rizado intensidad de salida convertidor elevador

Al igual que en la intensidad de entrada, en la figura 76, se aprecia el rizado de la intensidad de salida.

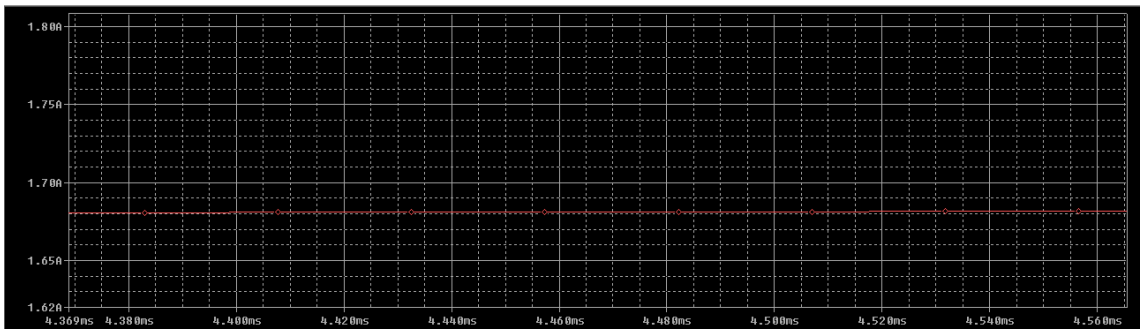


Figura 77. Intensidad de salida media convertidor elevador

Como se puede observar en las gráficas, el valor obtenido en la simulación, es parecido a los 1,67 A que se habían calculado anteriormente.

En las Figuras 78 y 79, se muestran las gráficas de la tensión de salida del convertidor:

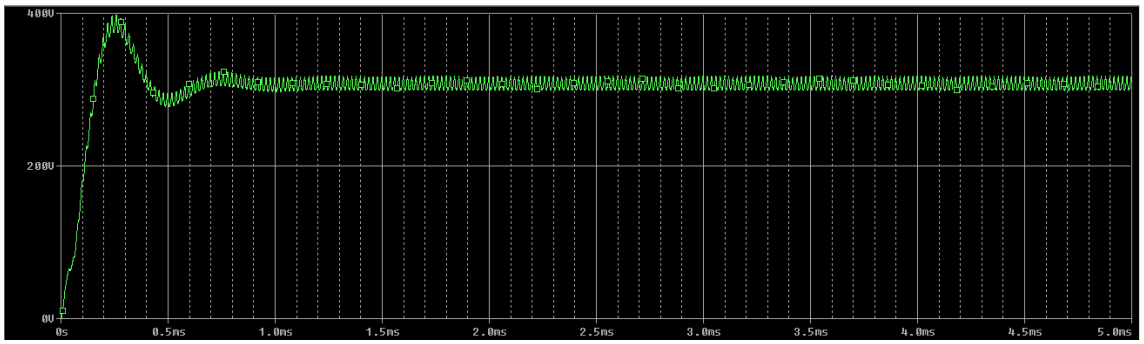


Figura 78. Tensión de salida convertidor elevador

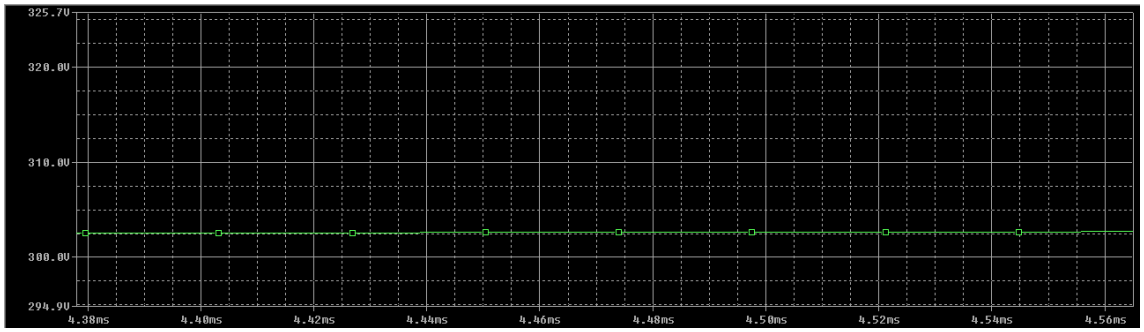


Figura 79. Tensión de salida media convertidor elevador

En ambas gráficas se observa que el valor se aproxima a los 300 V de tensión de salida que se habían calculado.

Se analiza la señal en la puerta del MOSFET:

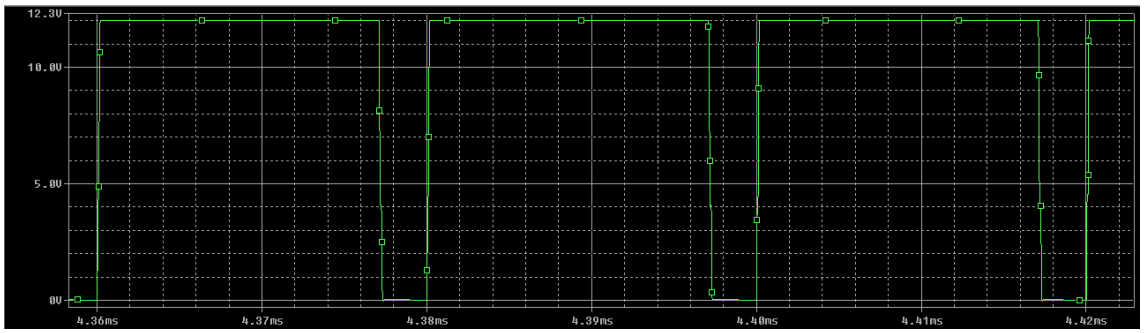


Figura 80. Tensión en la puerta del MOSFET elevador

Como se puede observar en la figura 80, la tensión tiene un valor entre 0 y 12 V, además, el MOSFET se encuentra funcionando en el ciclo de trabajo establecido, es decir, un 85%.

Por último, se obtiene la gráfica del rendimiento, para ello, se simula la relación de la potencia media de salida del convertidor entre la de entrada.

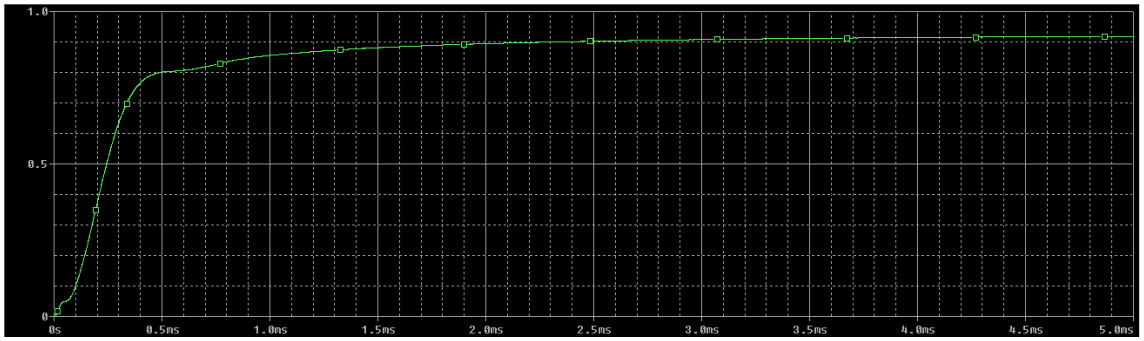


Figura 81. Rendimiento convertidor modo elevador

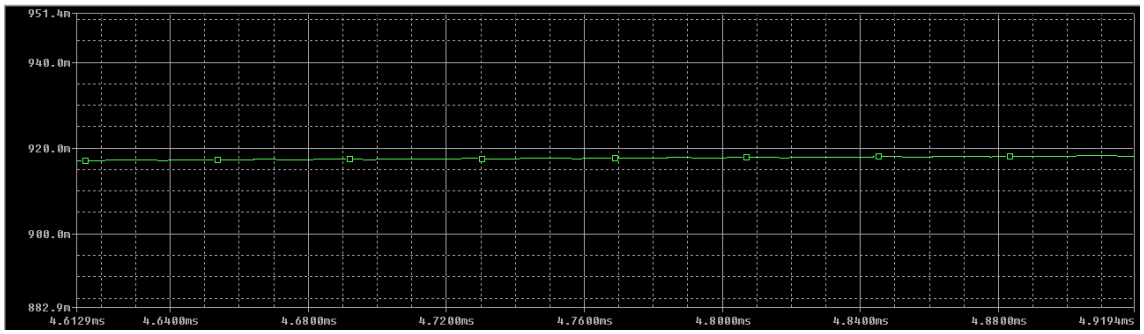


Figura 82. Rendimiento convertidor modo elevador ampliado

En ambas figuras se observa que el rendimiento del convertidor reductor está un poco por debajo del 92%.

Tras haber hecho todas estas comprobaciones realizando la simulación del convertidor en modo elevador, el siguiente paso es realizar la simulación del convertidor bidireccional.

3.3 SIMULACIÓN CONVERTIDOR CUK BIDIRECCIONAL

En la figura 83, se indica el esquema de convertidor bidireccional en el PSpice en modo reductor:

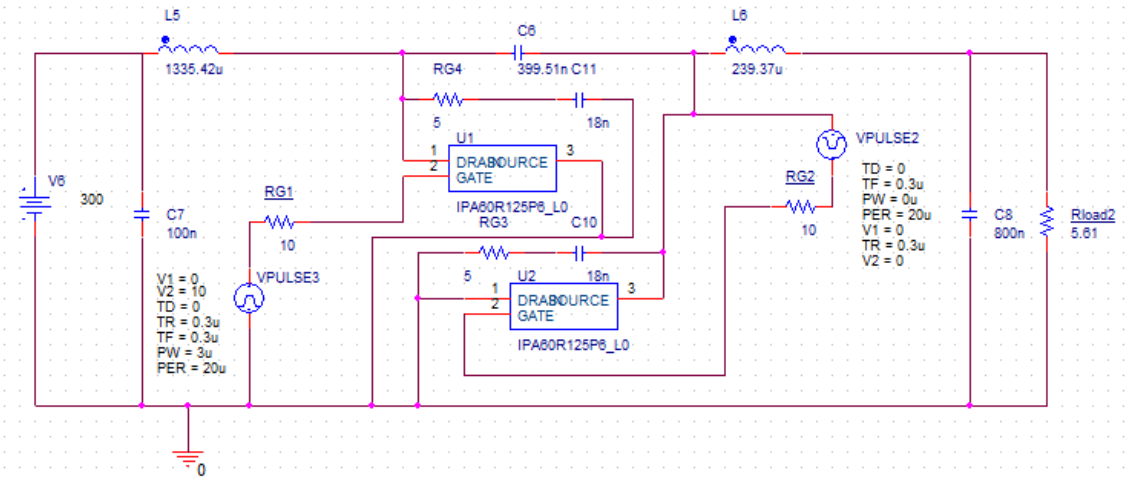


Figura 83. Convertidor bidireccional modo reductor

Los transistores utilizados U1 y U2 son los modelos Pspice del MOSFET IPAN60R125PFD7SXKSA1, esto se debe como se ha comentado anteriormente, que este tipo de transistor posee un diodo en antiparalelo ultrarrápido. En el siguiente apartado, cuando se presenten los resultados experimentales en el laboratorio, se muestran las diferencias que se han obtenido al utilizar un transistor MOSFET o un IGBT. Las condiciones de funcionamiento son las misma que en los anteriores apartados. Se ha introducido un condensador y resistencia (snubber), para disminuir los picos de intensidad y tensión que se producen cuando el transistor pasa a conducir.
Aun habiéndose corregido estos picos en la figura 84 se puede observar que no se han visto reducidos al 100%, a pesar de haber cambiado el transistor y utilizar un snubber de apoyo.

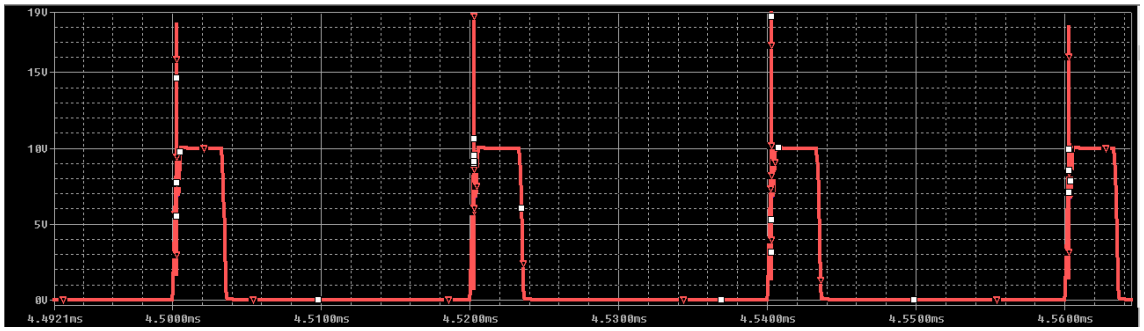


Figura 84. Tensión de entrada al transistor IGBT

Tal y como representa la gráfica, esta vez la tensión de entrada al MOSFET será de 10 V, en las anteriores simulaciones era de 12 V, pero para que se asemeje lo máximo a lo realizado en el laboratorio, el transistor operará entre 0 y 10 V.

En primer lugar, se realizan las simulaciones del convertidor trabajando como reductor.
A continuación, se detalla las gráficas de la intensidad de entrada:

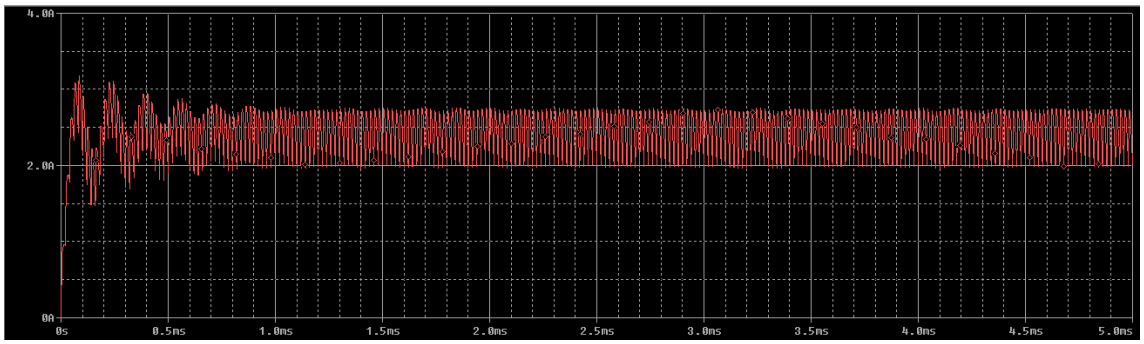


Figura 85. Intensidad de entrada convertidor bidireccional modo reductor

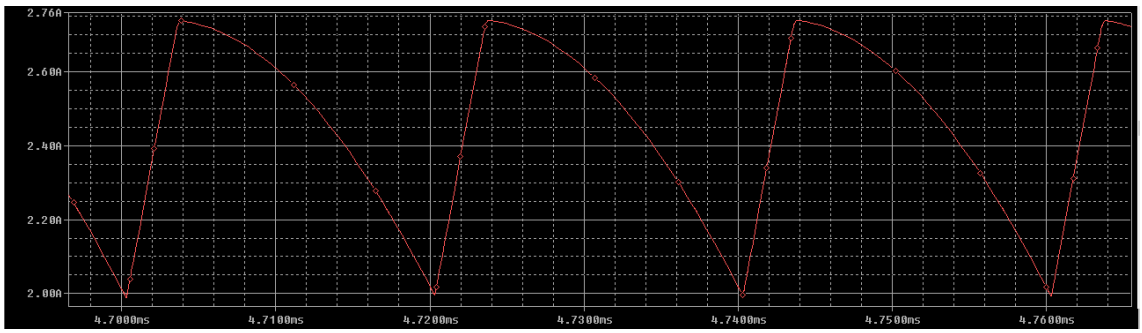


Figura 86. Rizado intensidad de entrada convertidor bidireccional modo reductor

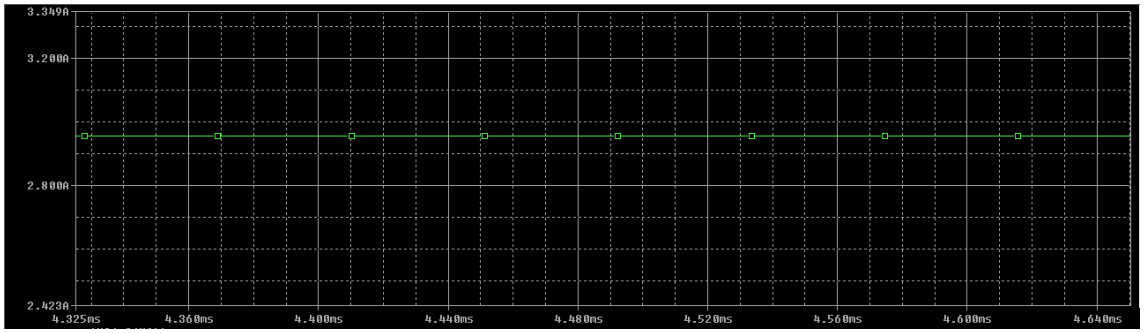


Figura 87. Intensidad de entrada media convertidor bidireccional modo reductor

Como se puede observar en las figuras, se obtiene un valor de intensidad de entrada superior al calculado, como en anteriores apartados esto es debido al rendimiento del convertidor.

Gráficas de la intensidad de salida del convertidor:

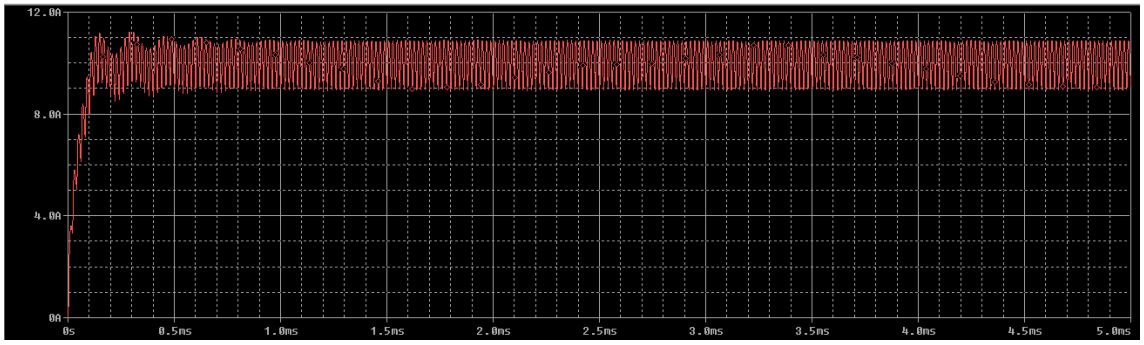


Figura 88. Intensidad de salida convertidor bidireccional modo reductor

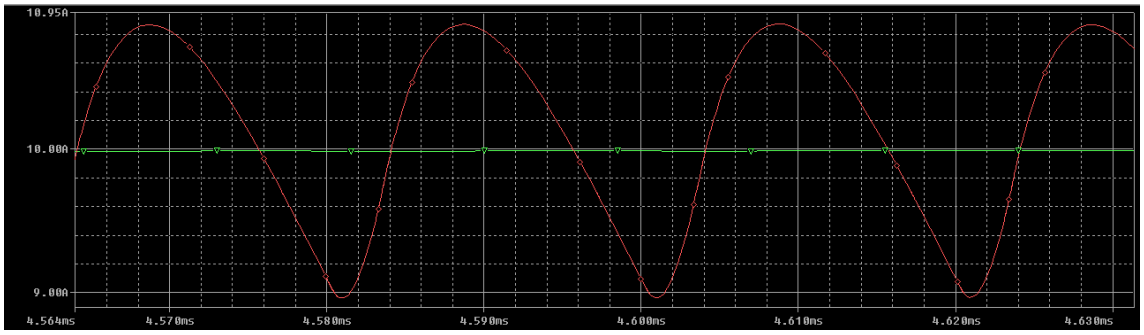


Figura 89. Rizado de intensidad de salida convertidor bidireccional modo reductor

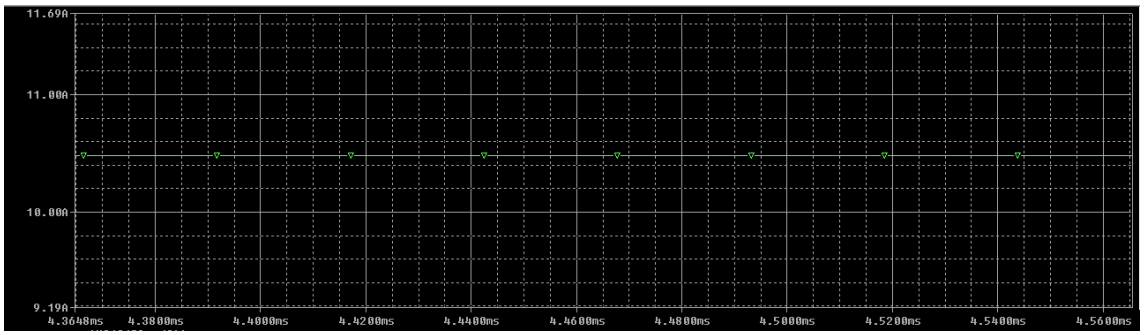


Figura 90. Intensidad de salida media convertidor bidireccional modo reductor

En ambas gráficas se observa el valor de la intensidad de salida, en torno a los 9,43 A que se habían calculado anteriormente.

Gráficas de la tensión de salida del convertidor:

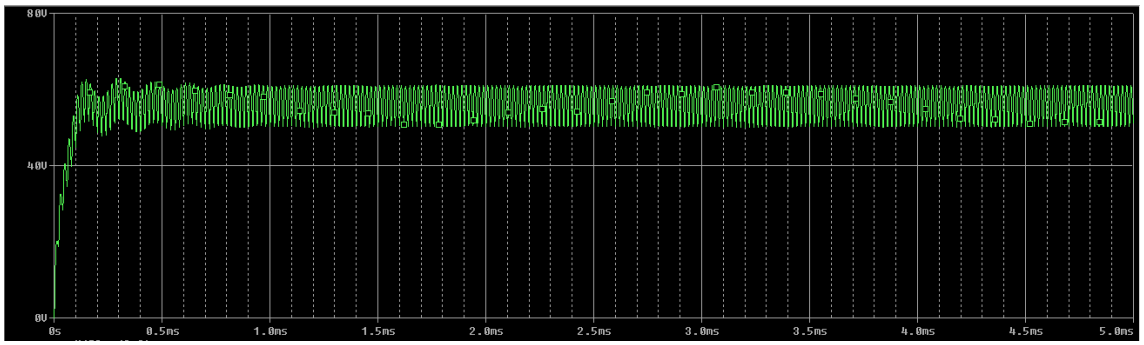


Figura 91. Tensión de salida convertidor bidireccional modo reductor

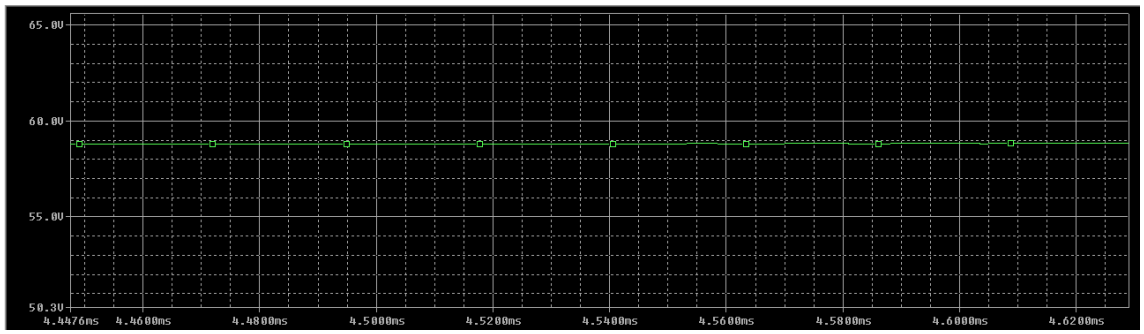


Figura 92. Tensión de salida media convertidor bidireccional modo reductor

En ambas gráficas se observa el valor de la tensión de salida del convertidor, entorno a las 53 V que se habían calculado, el valor es superior por lo comentado anteriormente.

Por último, en las figuras 93 y 94, se indica el cálculo del rendimiento del convertidor:

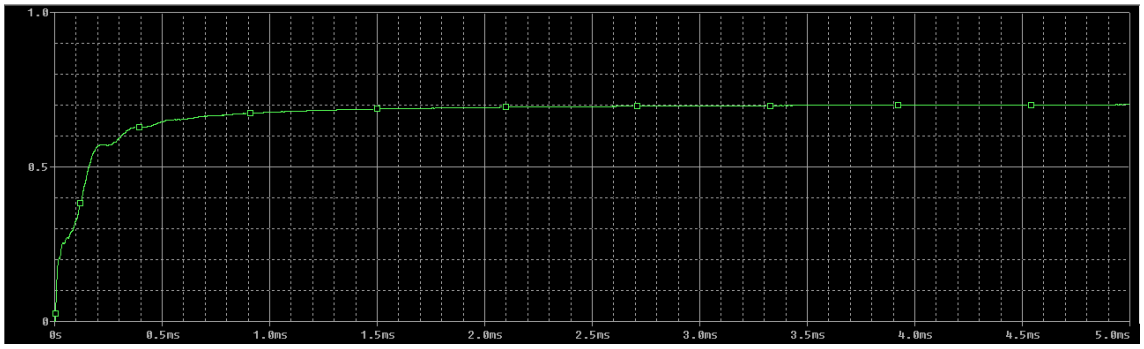


Figura 93. Rendimiento convertidor bidireccional reductor

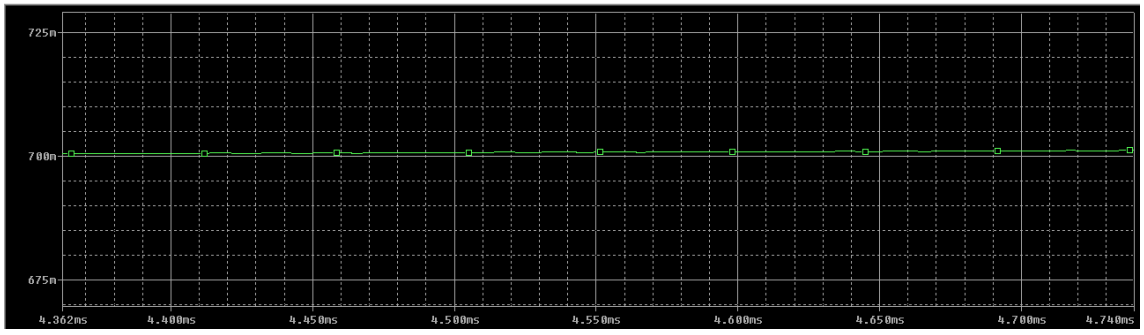


Figura 94. Rendimiento convertidor bidireccional reductor

En ambas gráficas se observa que el rendimiento del convertidor es en torno al 70%, esto se debe a que se ha incluido un snubber y hay más perdidas que en los convertidores simulados de los anteriores apartados.

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES EN EL LABORATORIO

En este apartado se muestran las medidas en el convertidor que se han obtenido en el laboratorio.

4.1 MONTAJE EN EL LABORATORIO

Para el correcto funcionamiento del convertidor, es necesario aplicar las señales de mando sobre los dispositivos de conmutación. Las señales de mando se generan desde una placa Arduino Uno. Se deben de generar las señales adecuadas al modo de funcionamiento: Reductor o elevador, por lo que se generan dos posibles señales, una que con un ciclo de trabajo del 85% y otra señal que genere un ciclo de trabajo del 15%.

Para el correcto funcionamiento del convertidor, se programa en la placa Arduino Uno el siguiente código:

PWM.ino

```
1
2   int dutycycle1 = 217;
3   int dutycycle2 = 0;
4   void setup() {
5     // parece que los pines son TCA0. también TCB1;
6     // put your setup code here, to run once:
7     TCCR1B = TCCR1B & B11111000 | B00000001; //frecuencia máxima dentro del pin 9 y 10
8
9     pinMode(9,OUTPUT);
10    pinMode(10,OUTPUT);
11    //poner el pin de la placa cómo salida
12  }
13  void loop() {
14    // put your main code here, to run repeatedly:
15  analogWrite(9,dutycycle1); //indicar el pin y el duty cicle (255) es el máximo
16  analogWrite(10,dutycycle2);//pin y dutycycle en el pin 10
17  delay(1000);
18  }
```

Figura 95. Programación Arduino ciclo de trabajo de 0,85

En este caso, se muestra el código cuando el transistor opera al 85% de ciclo de trabajo, que es cuando el convertidor trabaja como elevador, por ello, como máximo la señal de arduino puede tomar un valor de 255 y como mínimo 0, como se quiere un ciclo de trabajo del 85% se le asigna un valor de 217, al otro transitor se le introduce un 0, puesto que no esta en funcionamiento.

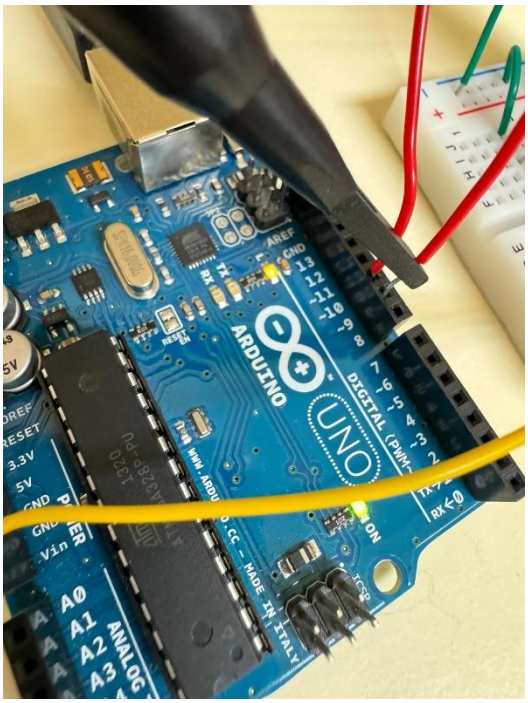


Figura 96. Placa Arduino

En la línea de código 7 de la figura 95, se indica que en los pines 9 y 10 de la placa; que son los elegidos para que generen la señal PWM, operen en la máxima frecuencia de funcionamiento, en este caso, 31.372 kHZ.

En la figura 96, se muestra las salidas de los pines 9 y 10 de la placa de arduino. Con la función, pinMode, se establece que pines son los que se indican como salida de la placa. Por último, la función AnalogWrite, permite indicar el pin y el ciclo de trabajo al que va a operar. En este caso, se muestra como es para un ciclo de trabajo del 85%, si se quisiese generar una señal con un ciclo de trabajo de un 15%, únicamente habría que cambiar el dutycicle1 por 38.

Una vez que se tiene las señales programas se procede a montar el convertidor en una placa protoboard.
El primer paso es saber los componentes que se van a utilizar, utilizando las simulaciones en PSpice se consigue tener una referencia de los valores de intensidades y voltajes a los que trabajan cada uno de los componentes del convertidor.

Se muestra una tabla de cada componente que se utiliza en el convertidor y el que se ha adquirido a través de DigiKey.

Tabla 6. *Componentes utilizados.*

Dispositivo	Características	Precio por unidad	Componente
ATCA-08-251M-V	10 A	8,41000 €	Bobina
HSC20012RJ	-	48,58000 €	Resistencias
HCPL-3120-000E	2,5 A	3,3 €	Controladores
TLP250H(D4,F)	2,5 A	1,90000 €	Driver
B32522N6474J000	200-450 V	1,02000 €	Condensador
B32923X2105K000	275-500 V	0,95000 €	Condensador
TAP105M050BRW	50 V	0,87000 €	Condensador
IPAN60R125PFD7SXKSA1	25 A y 10 V	3,15000 €	MOSFET
2300LL-561-V-RC	4 A	4,65000 €	Bobina
HGTP12N60A4D	54-96 A	13,52 €	IGBT

Se toma de referencia el esquema de la Figura 83 para indicar que componente es el utilizado para el montaje en el laboratorio del convertidor bidireccional.

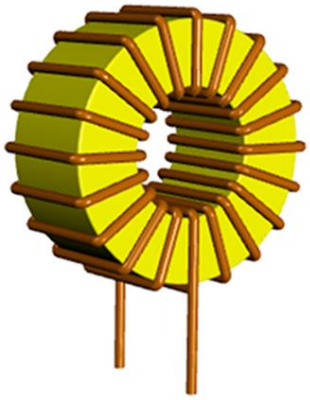


Figura 97. Bobina 250 uH

En la Figura 97 se muestra la bobina de 250uH, corresponde con la bobina L_6 en el esquema del convertidor descrito en PSpice.

Figura 98. Resistencia 12 Ohmios

En la Figura 98 se muestra la resistencia de 12 Ohmios, se colocan dos en paralelo, corresponde con la resistencia de salida

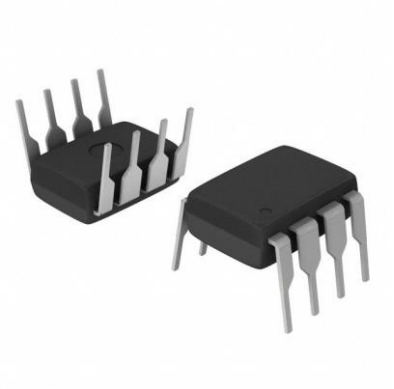


Figura 99. Controladores de compuerta

En la Figura 99 se muestra el controlador de compuerta, se situa delante del transistor.

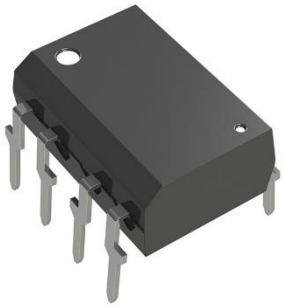


Figura 100. Driver

En la Figura 100 se muestra el driver, se situa delante del transistor al igual que el controlador.

Figura 101. Condensador 0,47 uF

En la Figura 101 se muestra el condensador de 0,47 uF, corresponde con el C_6 del esquema en PSpice.

Figura 102. Condensador 1 uF

En la Figura 102 se muestra el condensador de 1 uF, corresponde con el C_7 del esquema en PSpice.

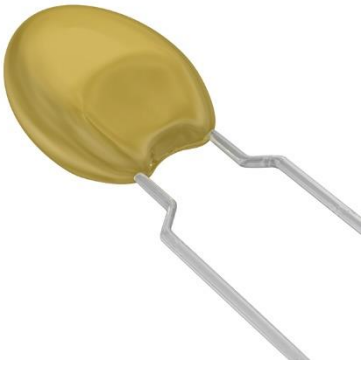


Figura 103. Condensador 1 uF (2)

En la Figura 103 se muestra el condensador de 1 uF, corresponde con el C_8 del esquema en PSpice.

Figura 104. Transistor MOSFET 25 A

En la Figura 104 se muestra el transitor utilizado, corresponde tanto con U1 como con U2 del esquema en PSpice.

Figura 105. Bobina 560 uF

En la Figura 105 se muestra la bobina de 560 uF, corresponde con la bobina L_5 del esquema en PSpice.

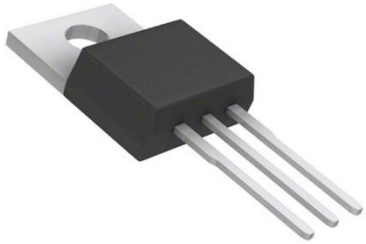


Figura 106. Transistor IGBT

En la Figura 106 se muestra el transistor IGBT, corresponde con los transistores U1 y U2 del esquema del PSpice.

Una vez que se han detallado todos los componentes a utilizar, se procede con el montaje del convertidor.

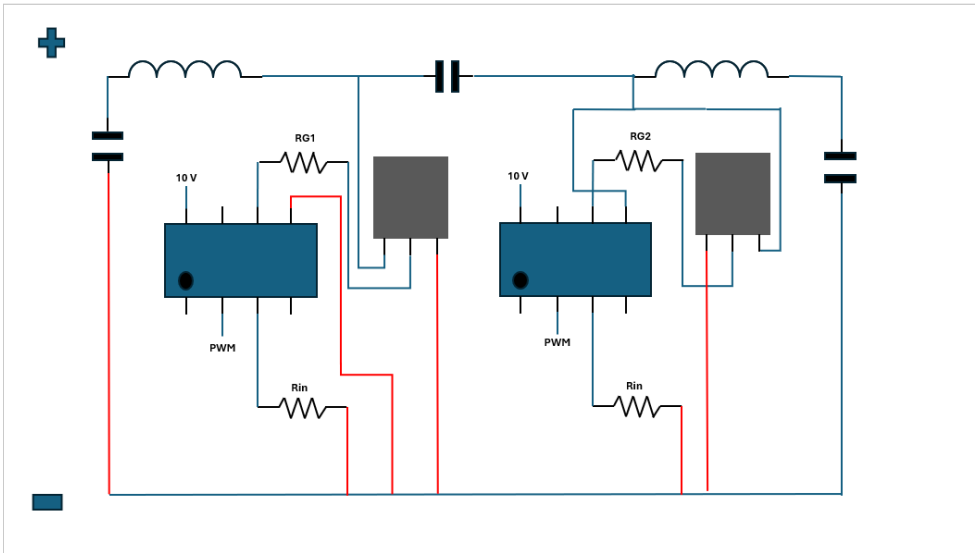


Figura 107. Esquema del montaje del convertidor

Para el montaje del convertidor en el laboratorio, se sigue el esquema de la figura 107. En el esquema se puede ver el conexionado al transistor. Antes del transistor, se utilizará un driver tipo TLP250H que eleva la señal que sale de la placa de Arduino hasta los 10 V e introduce la corriente con las condiciones deseadas para el funcionamiento del transistor. Ambos drivers, disponen de una resistencia R_{in} de 100 Ohmios conectada con tierra conectados al pin 3 del driver. En la figura 107 se muestran las bobinas L_5 y L_6 y los condensadores C_6, C_7 y C_8.

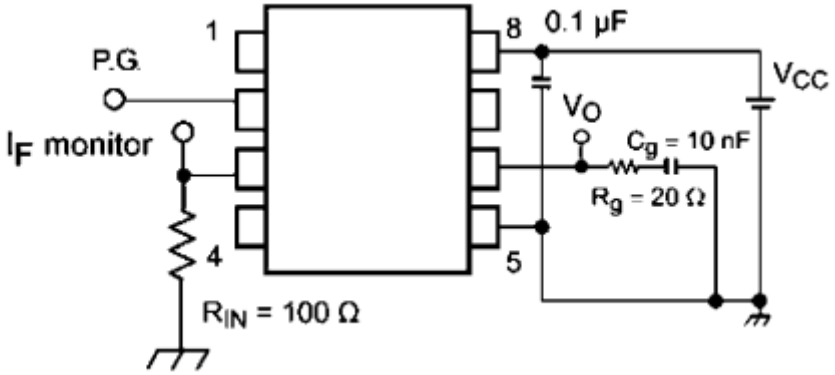


Figura 108. Esquema conexionado del driver [18]

Como se indica en la figura 108, la señal PWM generada por Arduino llega al driver a través del pin 2. Entre los pines 8 y 5, se conecta un condensador de 0,1 uF. El pin 5 se conecta con la tensión de referencia de cada transistor, en el U1 con tierra, sin embargo, en el U2, con la tensión de la bobina L3 y la fuente. El pin 4 va irá conectado con la puerta del transistor.

En la figura 109, se muestra el convertidor en el laboratorio, se puede apreciar las sondas para las medidas, las fuentes de tensión y la placa de Arduino.
En la figura 110, se muestra el montaje del convertidor desde cerca, cada driver está conectado tal y como se indica en la figura 108 y el resto del montaje es el que se indica en la figura 107, con la ayuda de dicho esquema y del visionado del convertidor en PSpice se realiza el montaje.

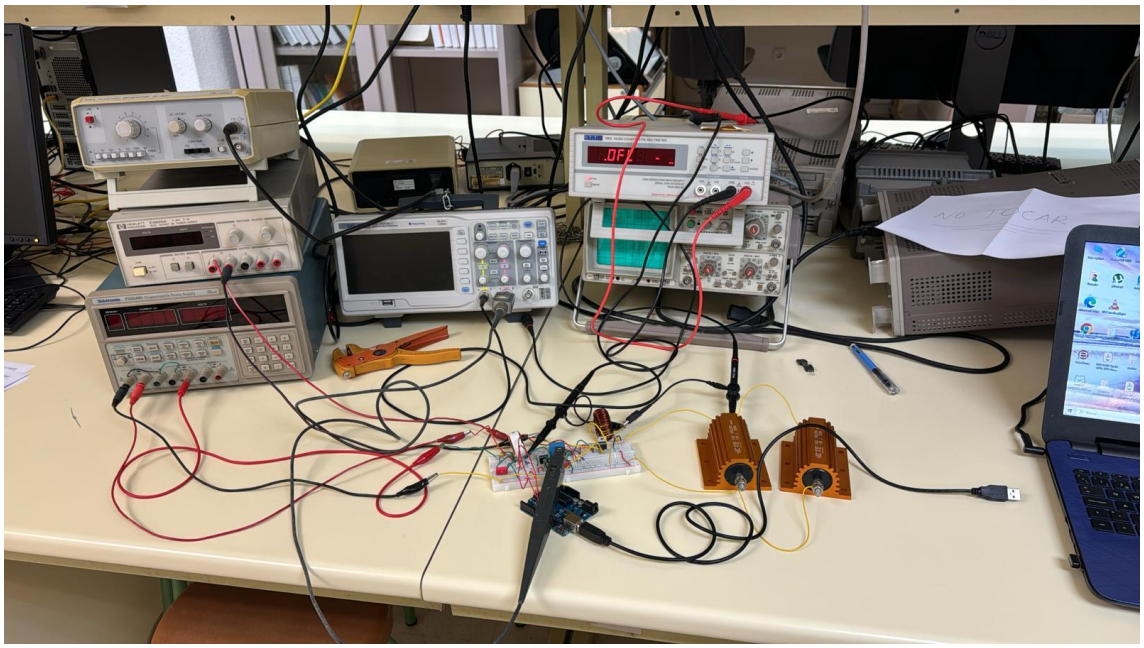


Figura 109. Montaje del convertidor en el laboratorio

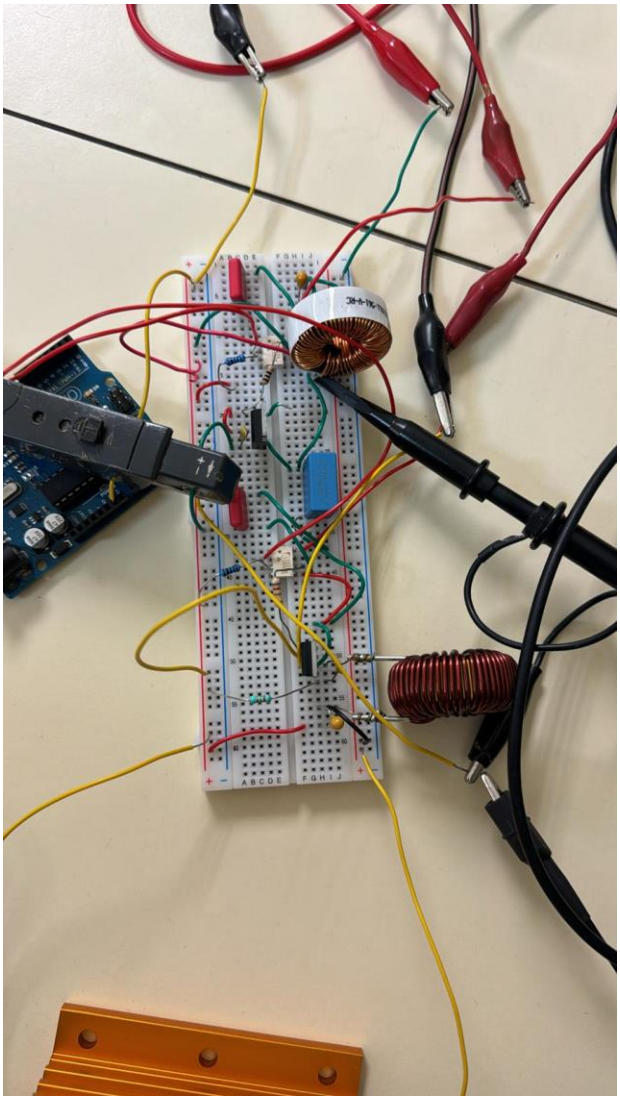


Figura 110. Convertidor sobre placa protoboard desde cerca.

4.2 MEDIDAS EN EL LABORATORIO

Las medidas en el laboratorio se realizan con una tensión de entrada de 36 V y el convertidor operando como convertidor reductor, para verificar el funcionamiento de la solución propuesta. Por ello, si se utiliza una fuente de 36 V en la entrada, la tensión de salida tiene que ser un valor en torno a los 5,4 V.

En primer lugar, para hacer una primera comprobación, se analiza la tensión en la salida del driver corresponda con lo requerido, es decir, que este entre un valor de 10 V y operando con un ciclo de trabajo del 15%.

El código que se utiliza en Arduino es el siguiente:

PWM.ino

```
int dutycycle1 = 38;
int dutycycle2 = 0;
void setup() {
  // parece que los pines son TCA0. también TCB1;
  // put your setup code here, to run once:
  TCCR1B = TCCR1B & B11111000 | B00000001; //frecuencia máxima dentro del pin 9 y 10

  pinMode(9,OUTPUT);
  pinMode(10,OUTPUT);
  //poner el pin de la placa cómo salida
}
void loop() {
  // put your main code here, to run repeatedly:
analogWrite(9,dutycycle1); //indicar el pin y el duty cicle (255) es el máximo
analogWrite(10,dutycycle2);//pin y dutycycle en el pin 10
delay(1000);
}

```

Figura 111. Programación Arduino ciclo de trabajo de 0,15

Al operar como convertidor reductor, se le asigna un dutycicle1 de 38, tal y como se ha explicado anteriormente. El resto del código, ya está explicado en anteriores apartados.

Esta señal llega al driver a través del pin 2, y las medidas que se obtienen en la salida de este mismo son las siguientes:

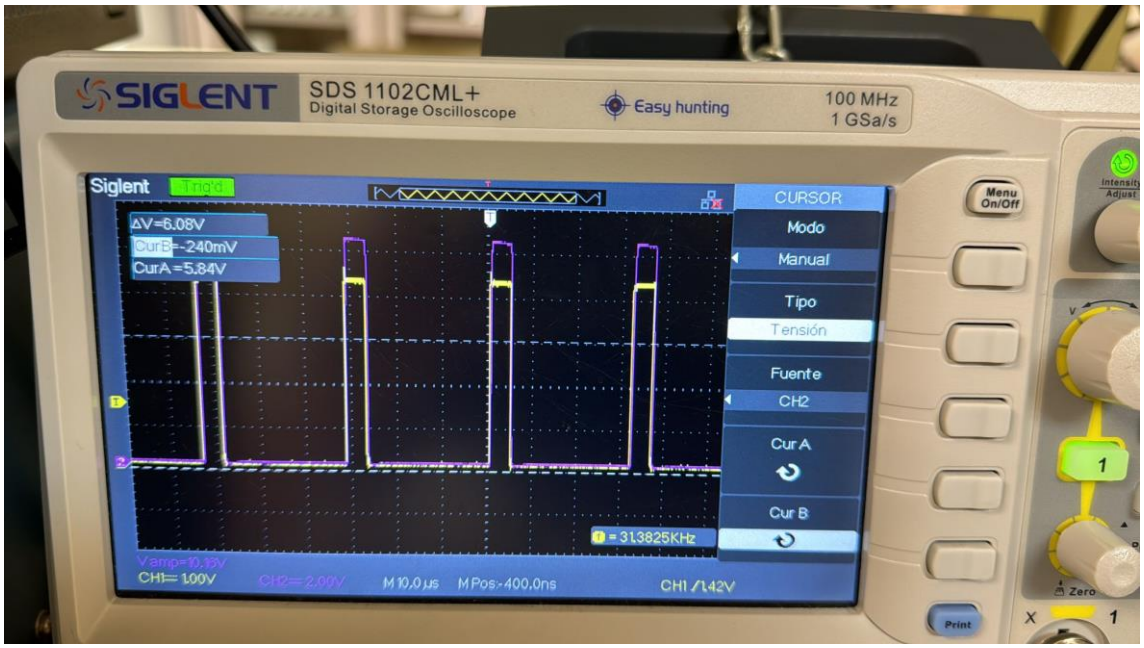


Figura 112. Tensión de salida en el driver

Como se observa en la figura 112, cuando el transistor se encuentra funcionando, alcanza una tensión de 10 V y cuando no, 0 V. Con esto se demuestra que la señal generada desde la placa de Arduino está llegando correctamente al transistor.
En un primer lugar, se utilizó un transistor MOSFET, y se tomaron las siguientes medidas para verificar su funcionamiento:

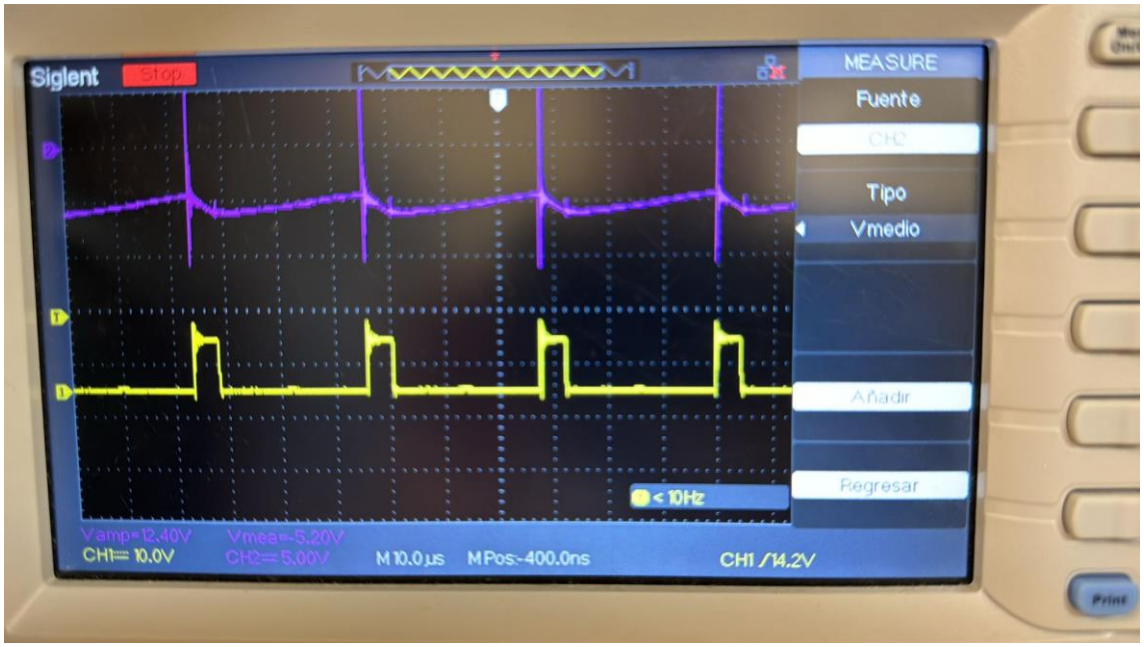


Figura 113. Tensión media en la carga con MOSFET

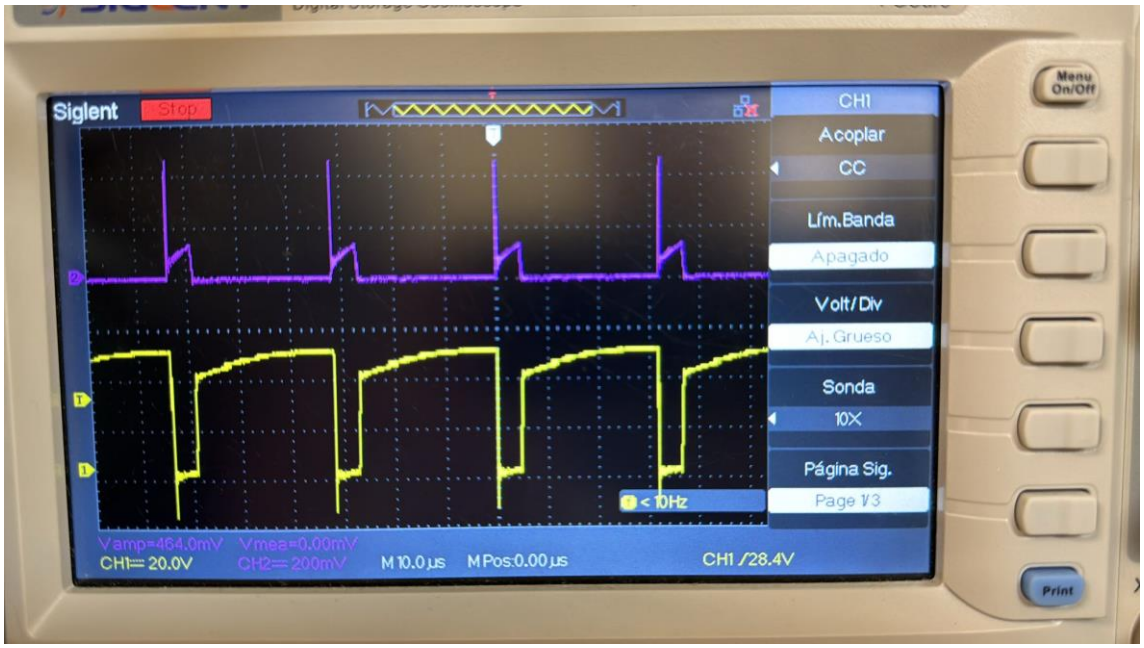


Figura 114. Tensión y corriente en el MOSFET

En la figura 113, se observa que la tensión media de salida es negativa, tal como se esperaba, por el funcionamiento del convertidor Cuk y la relación entre tensión de entrada y salida del mismo. El valor medido es 5,2 V, un valor muy cercano a la tensión de salida calculada para una entrada de 36 V, también hay que tener en cuenta que se está utilizando dos resistencias en paralelo de 12 Ohmios. En la figura 114 se observa que en el momento que el transistor se pone en conducción, sufre un pico en la corriente y la tensión, al igual que ocurría en las simulaciones de PSpice, debido al apagado del diodo. Por ello, se vio oportuno cambiar a un transistor IGBT, que dispone de un diodo de mejores características que las que tiene el del MOSFET.

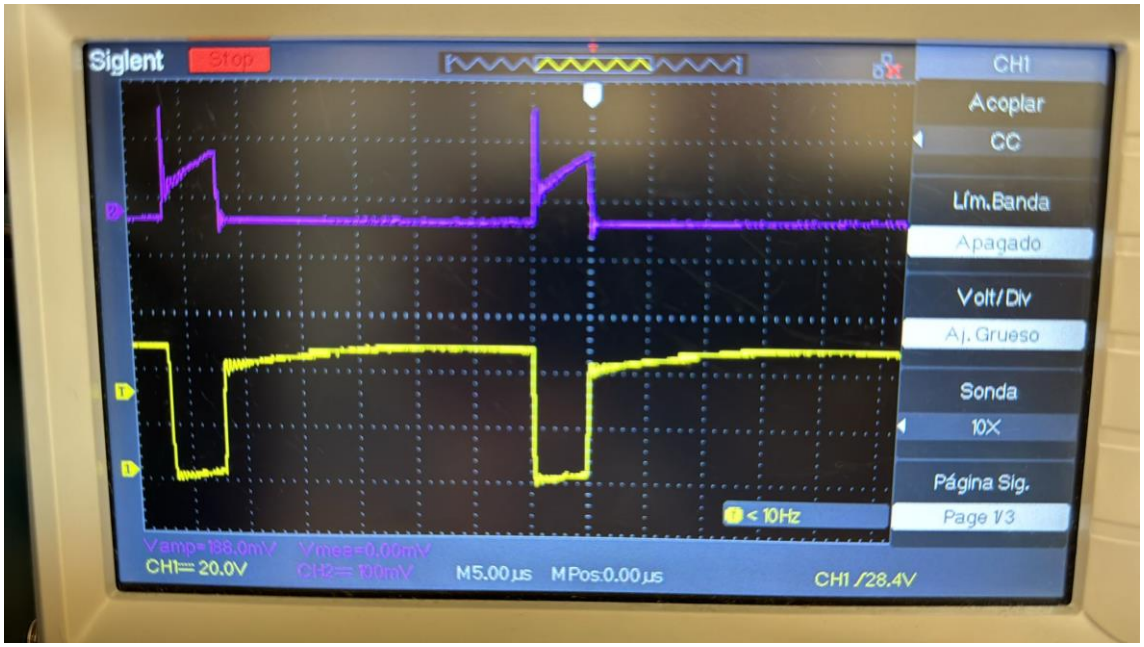


Figura 115. Tensión y corriente en el IGBT

En la figura 115, se observa que al introducir el IGBT, estos picos se ven reducidos, y el funcionamiento es más limpio.

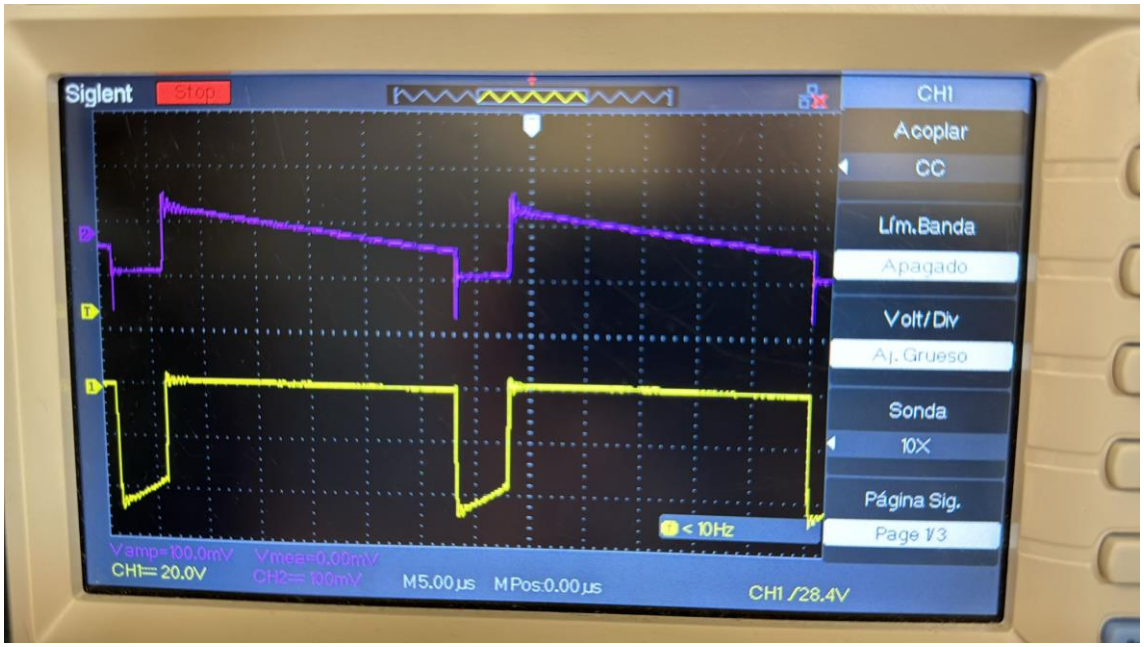


Figura 116. Tensión y corriente en el IGBT diodo

En la figura 116, se indica la tensión e intensidad del IGBT que está actuando como diodo, se puede apreciar que los picos se han visto reducidos considerablemente.

Una vez se han mejorado las señales del circuito, se analiza la tensión en la carga con los nuevos transistores IGBTs incorporados.

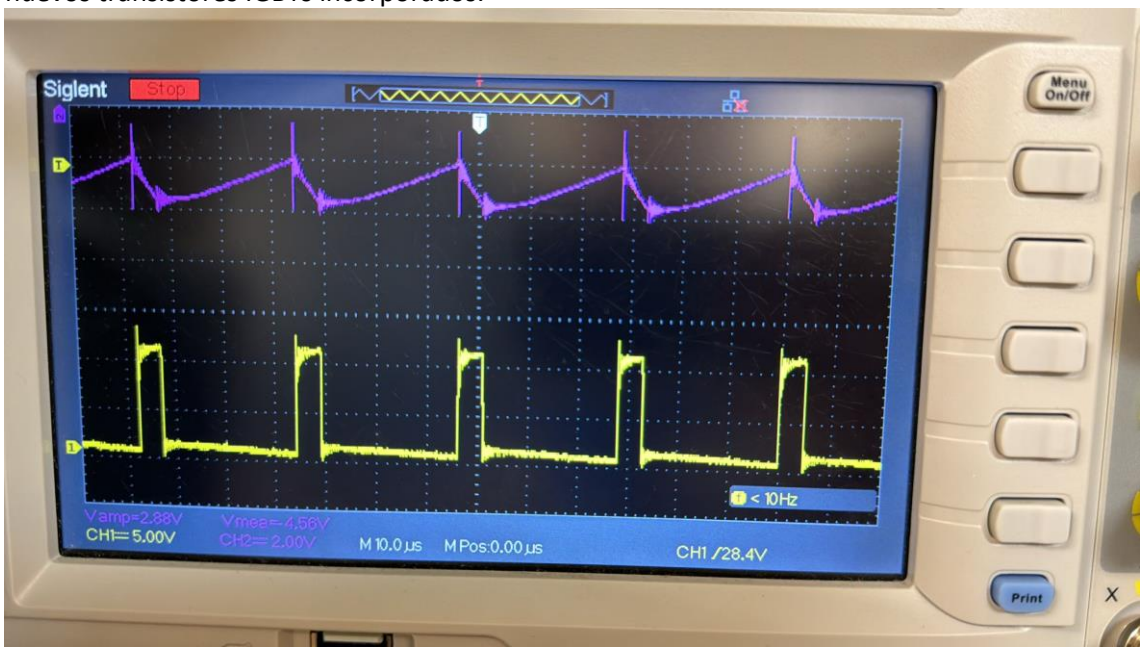


Figura 117. Tensión de salida media con IGBT

Como se indica en la figura 117, la tensión de salida media del IGBT son -4,56 V. Al utilizar otros transistores el rendimiento ha cambiado, por ello, la tensión de salida media, queda distinto al utilizar transistores MOSFET o IGBT.

5. PROGRAMACIÓN DEL ARDUINO

En este apartado se indica el código que se ha programado en Arduino:

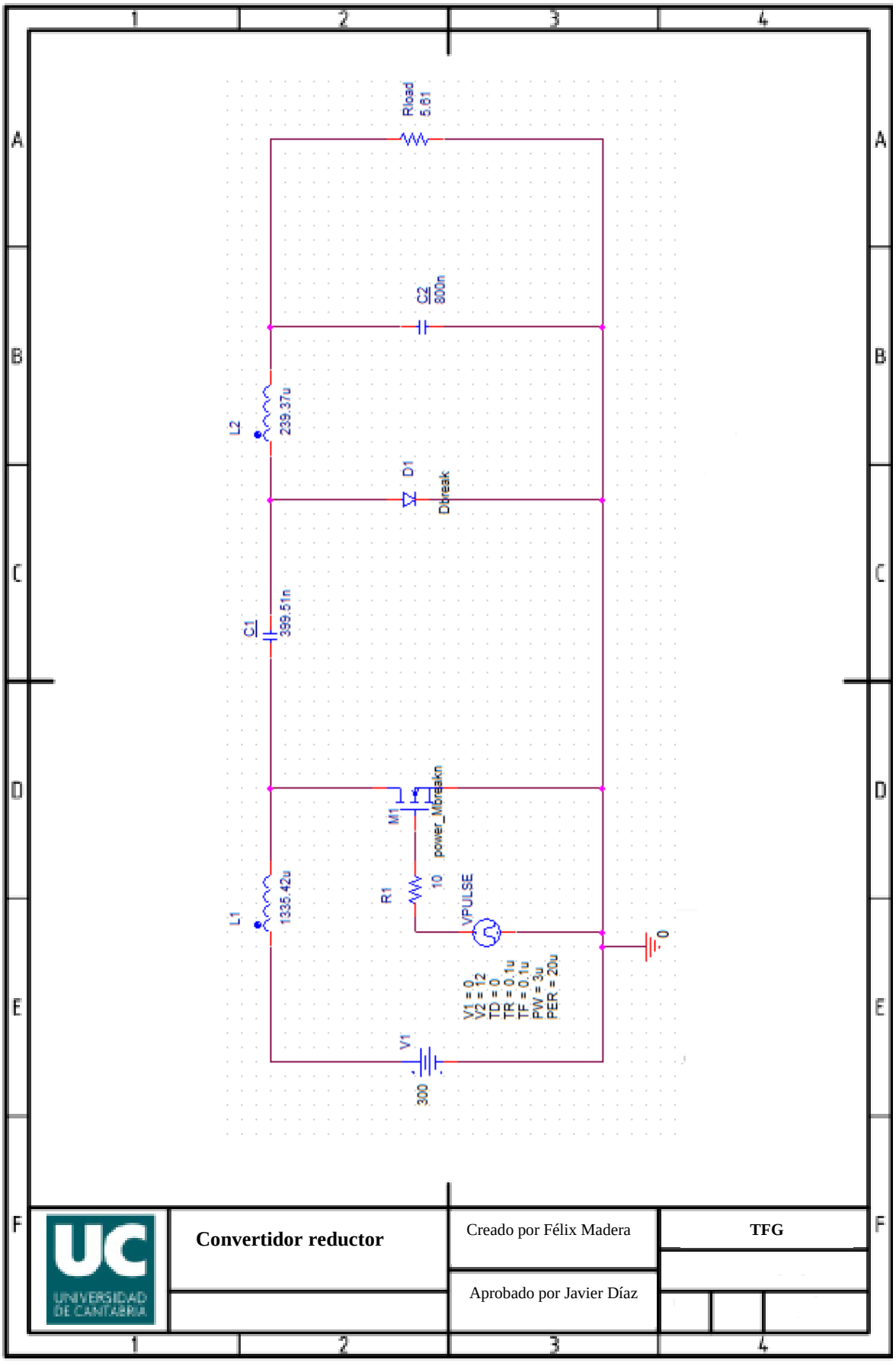
```
int dutycycle1 = 38; //38 o 217 dependiendo del ciclo de trabajo
int dutycycle2 = 0;
void setup() {
 // pin  TCB1;
 // put your setup code here, to run once:
 TCCR1B = TCCR1B & B11111000 | B00000001; //frecuencia máxima dentro del pin 9 y 10

 pinMode(9,OUTPUT);
 pinMode(10,OUTPUT);
 //poner el pin de la placa cómo salida
}
void loop() {
 // put your main code here, to run repeatedly:
analogWrite(9,dutycycle1); //indicar el pin y el duty cicle (255) es el máximo
analogWrite(10,dutycycle2); //pin y dutycycle en el pin 10
delay(1000);
}
```

DOCUMENTO 3.
PLANOS

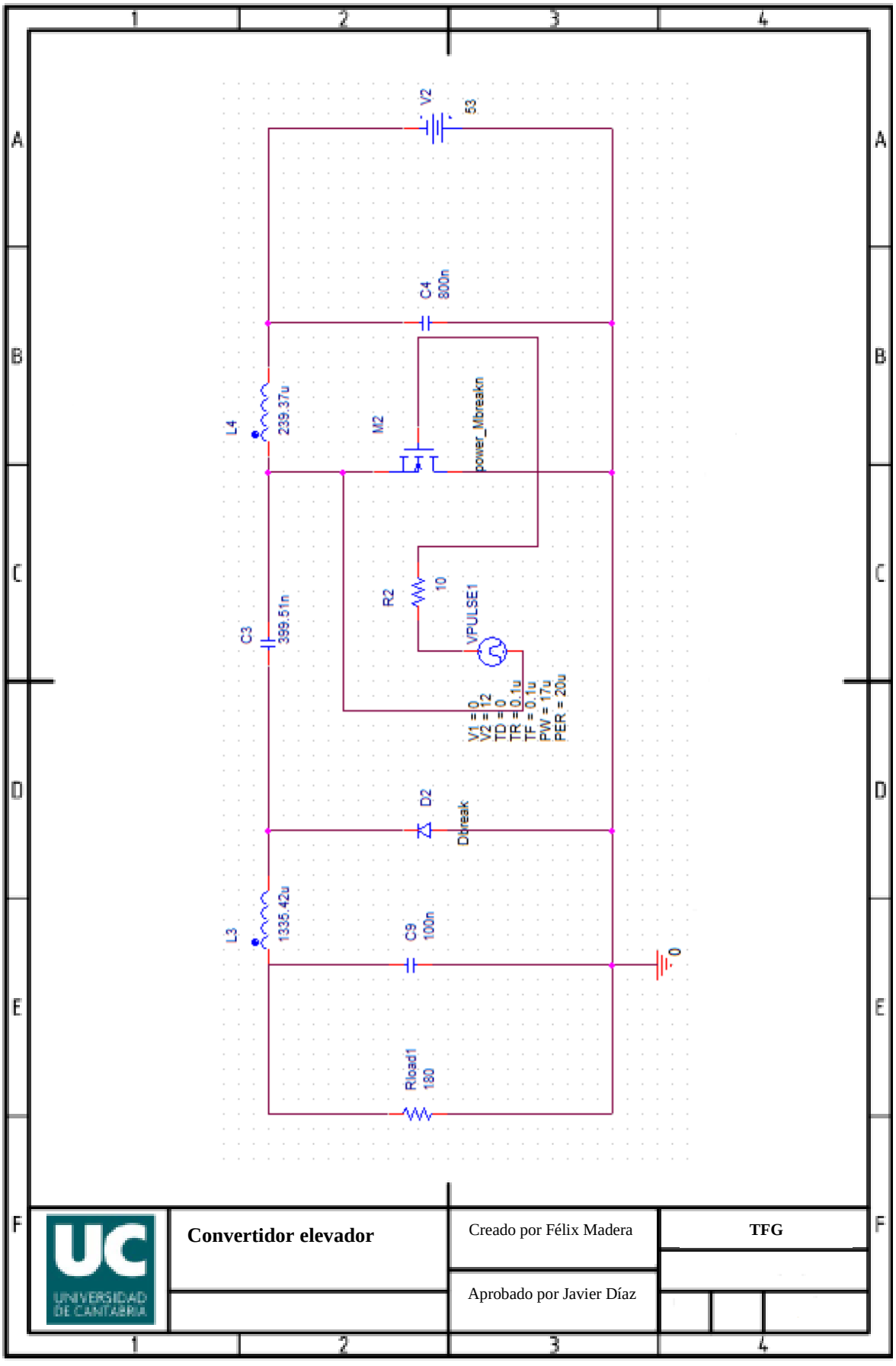
INDICE PLANOS

1. **CONVERTIDOR MODO REDUCTOR EN PSPICE**
2. **CONVERTIDOR MODO ELEVADOR EN PSPICE**
3. **CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN PSPICE**
4. **MONTAJE EN LABORATORIO**

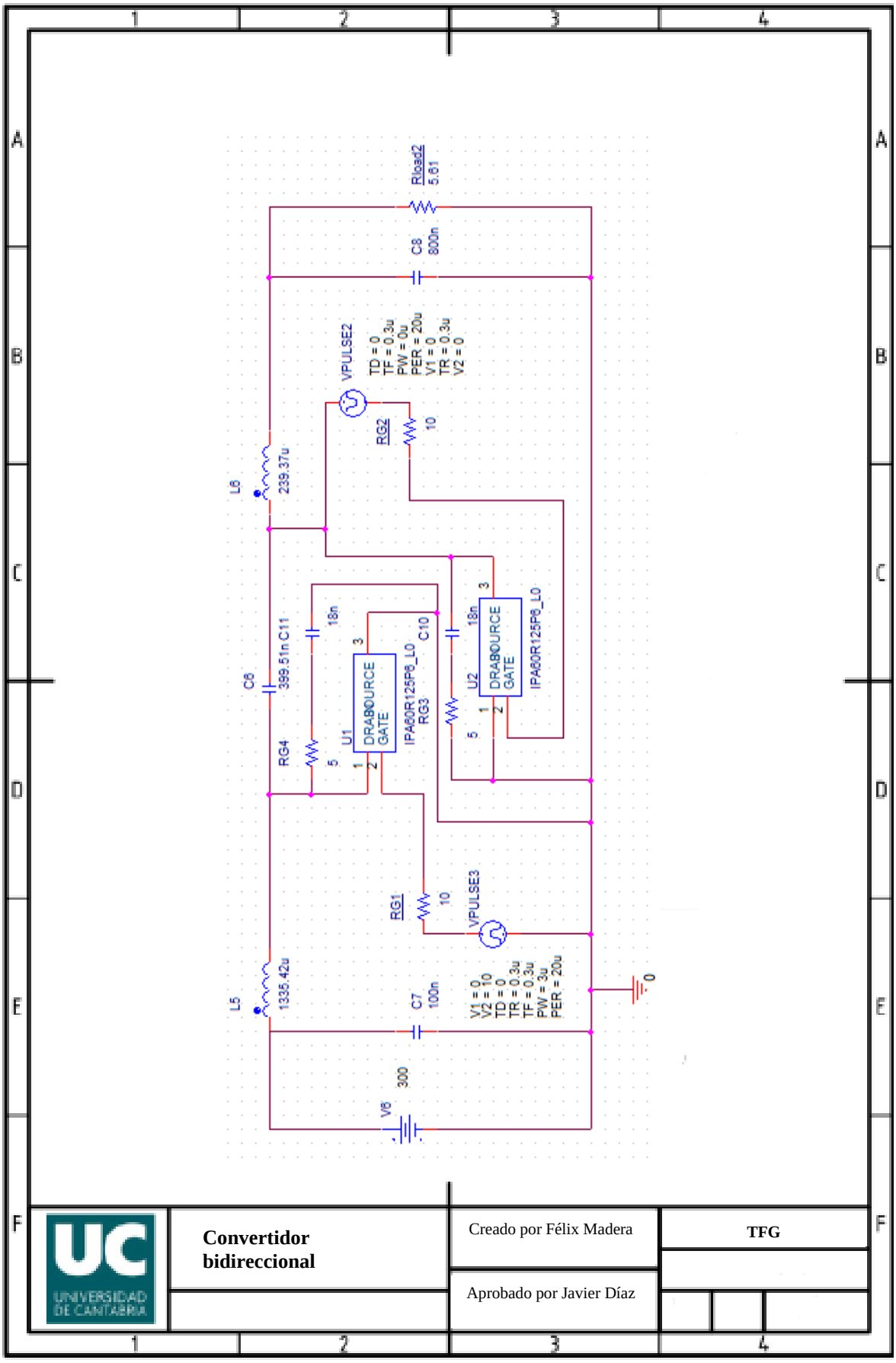
1. CONVERTIDOR MODO REDUCTOR EN SPICE



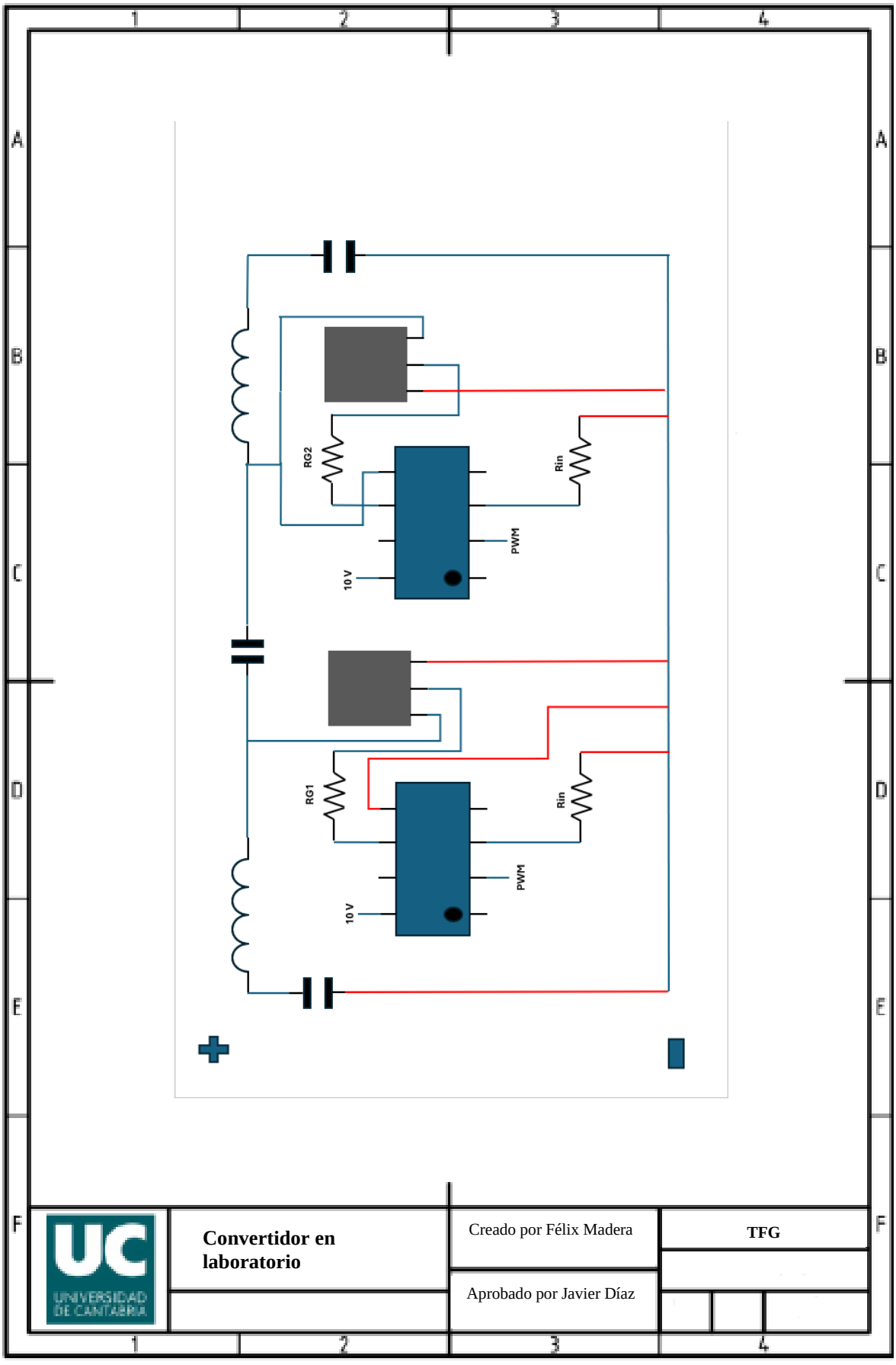
2. CONVERTIDOR MODO ELEVADOR EN SPICE



3. CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN SPICE



4. MONTAJE EN LABORATORIO



DOCUMENTO 4.
PLIEGO DE CONDICIONES

INDICE PLIEGO DE CONDICIONES

1. DISPOSICIONES GENERALES
   1.1. RESUMEN DEL PROYECTO
   1.2. ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO
2. CONDICIONES TÉCNICAS
   2.1. CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR
   2.2. CARACTERÍSTICAS DE LA PLACA
   2.3. CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES
   2.4. PRECAUCIONES DE USO
3. CONDICIONES LEGALES

1. DISPOSICIONES GENERALES

1.1 RESUMEN DEL PROYECTO

En este trabajo se propone el diseño, simulación y montaje de un convertidor electrónico dc-dc tipo CUK bidireccional que se utiliza para gestionar la carga y descarga de un sistema de almacenamiento hibrido de energía eléctrica (HESS, *Hibrid Energy Storage System*), formado por una batería de 48 V y un supercondensador, con el objetivo de emplearlo en la gestión de energía de un coche eléctrico.
El sistema de almacenamiento HESS, generalmente está formado por una batería y un supercondensador, también conocido como ultracondensador, junto con el sistema electrónico de control. Los supercondensadores se caracterizan por tener una respuesta más rápida que las baterías. Por esta razón, la batería, en este caso de iones de litio (batería Li-Ion), es la encargada de suministrar la energía para la potencia media de funcionamiento de la aplicación, mientras que el supercondensador, cubre los picos de corriente temporales, por ejemplo, durante la aceleración o frenado del motor; su elevado rendimiento permite suministrar corrientes elevadas durante un breve periodo de tiempo sin dañarse.
El convertidor que se desarrolla en este trabajo, es bidireccional, de forma que permite la carga del sistema de almacenamiento de energía a partir de una fuente de energía, o alimentar con la energía almacenada en el sistema de almacenamiento HESS las diferentes partes del sistema electrónico del vehículo eléctrico, o incluso, devolver la energía almacenada hacia la red eléctrica. Por tanto, se trata de un convertidor DC-DC que permite intercambiar energía en ambos direcciones.

1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO

En el presente pliego de condiciones se recogen los requisitos mínimos legales que se deberán cumplir para la ejecución del presente trabajo llamado: Convertidor CUK bidireccional en un sistema híbrido de energía.

Las condiciones especificadas en este pliego son todas aquellas recogidas en los documentos del presente trabajo siendo:
Portada e Índice, Memoria, Anexos, Planos, Pliego de Condiciones, Presupuesto y Bibliografía.

Estas condiciones serán aplicables al diseño, simulación, fabricación y verificación del prototipo y de la PCB, si se decide realizar su fabricación, incluyendo también aquellos cambios o reformas que se realicen.

2. CONDICIONES TÉCNICAS

2.1 CARACTERÍSTICAS DEL CONVERTIDOR

Condiciones de funcionamiento del convertidor diseñado:

- Tensión de alimentación: 53 V / 300 V
- Frecuencia a la que trabaja el convertidor: 50 kHz
- Potencia de 500 W

2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA PLACA

Para la realización de las pruebas se ha elegido una placa Protoboard, en la que se ha colocado los componentes que forman el convertidor, soldando aquellos componentes que por tamaño no entraban en los puntos de la placa.

2.3 CARACTERÍSTICAS DE LOS COMPONENTES

La selección de los componentes electrónicos para la realización de este proyecto debe seguir y respetar las condiciones impuestas por el diseño, especificados en la memoria, cálculos y planos.

Los componentes electrónicos empleados en la realización del presente trabajo deben cumplir las condiciones de tensión, corriente y potencia indicados, cumpliendo la reglamentación de las hojas de características del fabricante.

Si se realiza cualquier cambio en los componentes electrónicos, el cambio deberá ser equivalente a los componentes electrónicos indicados. En caso contrario, deberá notificarse al proyectista.

2.4 PRECAUCIONES DE USO

El dispositivo del presente trabajo es de carácter eléctrico y electrónico, debiendo tener en cuenta las precauciones de su uso para el correcto manejo y funcionamiento de este.

El dispositivo solamente será empleado con el fin para el cual ha sido creado, dentro de las condiciones especificadas en el presente trabajo.

El dispositivo deberá ser conectado a los rangos de tensiones establecidos, nunca sobrepasando el valor máximo. En el caso de que se sobrepase dicho valor máximo, esto podría causar un mal funcionamiento del dispositivo y poner en peligro al usuario que lo manipule.

El dispositivo deberá ser manipulado teniendo en cuenta las precauciones de seguridad que se emplean en los laboratorios de electricidad, electrónica y potencia, siempre teniendo en cuenta la prevención de riesgos, evitando golpes, acciones abrasivas y cualquier acción que pueda dañar o modificar el dispositivo.

3. CONDICIONES LEGALES

El presente trabajo propone el diseño un convertidor Cuk bidireccional.

El convertidor del presente trabajo es un prototipo, careciendo de los permisos y controles de calidad para la utilización de manera formal y venta en el mercado. El convertidor se podrá utilizar en el ámbito de la investigación y la experimentación, en un entorno controlado como un laboratorio técnico, respetando sus características y precauciones.

El mal uso del dispositivo será responsabilidad única y exclusivamente del usuario, careciendo de responsabilidad civil ni penal el proyectante.

DOCUMENTO 5.
PRESUPUESTO

INDICE PRESUPUESTO

1. **COSTES**
   - 1.1. **MANO DE OBRA**
   - 1.2. **MATERIAS PRIMAS**
   - 1.3. **PUESTO DE TRABAJO**
2. **COSTE TOTAL DEL PROYECTO**

1. COSTES

1.1 MANO DE OBRA

Para este trabajo, se establece un salario bruto de 13,85 €/h y 260 horas que se han trabajado para la realización de este trabajo. Por lo que el total hace 3.601 €

1.2 MATERIAS PRIMAS

En la tabla 7 se lista los componentes que han sido adquiridos para la realización del presente trabajo:

Tabla 7. *Materias primas.*

Componente	Dispositivo	Precio por unidad	Nº Unidades	Total (€)
Bobina	ATCA-08-251M-V	8,41000 €	1	8,41
Resistencias	HSC20012RJ	48,58000 €	2	97,16
Controladores	HCPL-3120-000E	3,3 €	2	6,6
Driver	TLP250H(D4,F)	1,90000 €	2	3,8
Condensador	B32522N6474J000	1,02000 €	1	1,02
Condensador	B32923X2105K000	0,95000 €	1	0,95
Condensador	TAP105M050BRW	0,87000 €	1	0,87
MOSFET	IPAN60R125PFD7SXKSA1	3,15000 €	2	6,3
Bobina	2300LL-561-V-RC	4,65000 €	1	4,65
IGBT	HGTP12N60A4D	13,52 €	2	27,04
TOTAL				156,8 €

1.3 PUESTO DE TRABAJO

Durante la realización del presente trabajo, se ha requerido de instrumental de laboratorio para la construcción, y posteriormente, la simulación y el testeo de la placa diseñada. Aplicando un coste energético de 0,58 € por hora de trabajo en forma de corriente eléctrica, el precio asciende a:

$$Coste\ egergético: 0{,}58 \frac{€}{h} * 360\ h = 208{,}8\ € \tag{44}$$

Tabla 8. *Costes de equipo.*

Equipo	Total (€)
Equipo informático	500
Fuente de alimentación	1.029,85
Osciloscopio digital	5.955
	7.484,85 €

Se considera un periodo de vida del circuito diseñado de seis años, empleando un total de ocho meses para el diseño, simulación, testeo y montaje del presente trabajo, por lo que los costes de amortización (CA) ascienden a:

$$Coste\ Amortización: \frac{8\ \text{meses}}{72\ meses} * 7.484{,}85 = 831{,}65\ € \quad (45)$$

El coste total de las licencias de Microsoft Office, Orcad Capture y PSpice es de 3.504 €.

Esto quiere decir que el coste total del puesto de trabajo es la suma del coste energético, coste de equipo y el coste de las licencias, con un total de 4.544,45 €.

2. COSTE TOTAL DEL PROYECTO

El coste total del proyecto se obtiene sumando el resto de apartados

Tabla 9. *Coste total del proyecto.*

Tipo de Coste	Total (€)
Mano de Obra	3.601 €
Materias Primas	156,8 €
Puesto de trabajo	4544,45 €
	8302,25 €