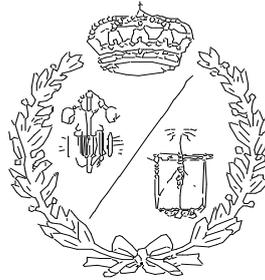


**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

UNIVERSIDAD DE CANTABRIA



Trabajo Fin de Grado

**CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL DE
POTENCIA PARA APLICACIONES DE
VEHÍCULOS ELÉCTRICOS**

**(BIDIRECTIONAL POWER CONVERTER FOR
ELECTRIC VEHICLES APPLICATIONS)**

Para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA EN
TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

Autor: Lara Fernández Gutiérrez

Julio - 2017

ÍNDICE GENERAL

DOCUMENTO N° 1: MEMORIA

DOCUMENTO N° 2: ANEXO

DOCUMENTO N° 3: PLANOS

DOCUMENTO N° 4: PLIEGO DE CONDICIONES

DOCUMENTO N° 5: MEDICIONES

DOCUMENTO N° 6: PRESUPUESTO

DOCUMENTO N° 1:

MEMORIA

ÍNDICE DE LA MEMORIA

0. INTRODUCCIÓN.....	8
0.1 MODOS DE OPERACIÓN.....	8
0.1.1 ACELERACIÓN POSITIVA	8
0.1.2 ACELERACIÓN NEGATIVA (FRENADO REGENERATIVO).....	9
0.1.3 VELOCIDAD CONSTANTE.....	10
0.2 MÓDULO ELÉCTRICO	10
0.2.1 BATERÍAS PARA ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA.....	10
0.2.2 CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL DE POTENCIA	11
1. OBJETO.....	13
2. ANTECEDENTES	14
2.1 CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL	14
2.1.1 TOPOLOGÍA	14
2.1.2 MODOS DE OPERACIÓN.....	15
2.2 DISPOSITIVOS GaN	16
3. NORMAS Y REFERENCIAS.....	18
3.1 DISPOSICIONES LEGALES Y NORMAS APLICADAS	18
3.2 PROGRAMAS DE CÁLCULO	18
3.3 BIBLIOGRAFIA	18
4. DEFINICIONES Y ABREVIATURAS.....	20

5. REQUISITOS DE DISEÑO	21
5.1 RENDIMIENTO	21
6. ANÁLISIS DE SOLUCIONES.....	22
6.1 ESTIMACIÓN DE PÉRDIDAS	22
6.2 ELECCIÓN DE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN	23
7. RESULTADOS.....	25
7.1 DISEÑO	25
7.1.1 INDUCTANCIA	26
7.1.2 CAPACIDAD DE SALIDA	26
7.2 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR IDEAL	27
7.2.1 ESQUEMÁTICO DE SIMULACIÓN	28
7.2.2 SEÑALES DE MODULACIÓN	29
7.2.3 CORRIENTE POR LA BOBINA	30
7.2.4 TENSIÓN DE BUS	31
7.2.5 TENSIÓN DE BATERÍA	31
7.3 IMPLEMENTACIÓN	32
7.3.1 IMPLEMENTACIÓN DEL PWM.....	32
7.3.2 CONSTRUCCIÓN DE LA BOBINA	34
7.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	35
7.4.1 CONVERTIDOR EN ACELERACIÓN POSITIVA	36
7.4.2 CONVERTIDOR EN MODO FRENADO REGENERATIVO	36
7.4.3 CARACTERIZACIÓN DE LA CONMUTACIÓN	37
7.4.4 RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR	39

7.5 CONCLUSIONES	40
-------------------------------	-----------

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 0.1. Representación real del conjunto de regeneración	9
Figura 0.2. Esquema eléctrico de módulo motor	10
Figura 0.3. Esquema de bloque baterías.....	11
Figura 0.4. Esquema bloque convertidor de potencia	12
Figura 2.1. Topología de un convertidor bidireccional	14
Figura 2.2. Representación gráfica de modos de operación	15
Figura 2.3. Comparativa entre las propiedades de Si, SiC y GaN.....	17
Figura 7.1. Esquemático de simulación del convertidor en modo aceleración positiva (Boost).....	28
Figura 7.2. Esquemático de simulación del convertidor en modo frenado regenerativo (Buck)	29
Figura 7.3. Simulación de las señales de modulación.....	29
Figura 7.4. Simulación de la corriente por la inductancia en aceleración positiva ...	30
Figura 7.5. Simulación de la corriente por la inductancia en frenado regenerativo .	30
Figura 7.6. Simulación de la tensión del bus de continua.....	31
Figura 7.7. Simulación de la tensión de batería	31
Figura 7.8. Simulación del PWM en Vivado.	32
Figura 7.9. Simulación del PWM	33
Figura 7.10. Placa de soporte del control.....	34
Figura 7.11. Bobina	35
Figura 7.12. Conexionado	35
Figura 7.13. Convertidor en aceleración positiva (Boost)	36
Figura 7.14. Convertidor en frenado regenerativo (Buck).....	37
Figura 7.15. Tensión puerta-fuente, V_{gs} , de $Q1$	38
Figura 7.16. Tensión drenador-fuente, V_{ds} , vs corriente inductancia, I_L	38
Figura 7.17. Corriente por el drenador, I_D , de $Q1$ vs corriente inductancia, I_L	39

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 6.1. Pérdidas debidas a la resistencia equivalente en serie de la inductancia.....	22
Ecuación 6.2. Pérdidas en el núcleo de la bobina por Ridley-Nace.....	22
Ecuación 6.3. Pérdidas debidas a la descarga de la capacidad de salida en el transistor.	23
Ecuación 6.4. Pérdidas en conducción del dispositivo GaN.	23
Ecuación 7.1. Cálculo del ciclo de trabajo.....	25
Ecuación 7.2. Cálculo de inductancia	26
Ecuación 7.3. Cálculo de condensador de bus.....	27
Ecuación 7.4. Rendimiento	39
Ecuación 7.5. Rendimiento del convertidor en modo aceleración positiva (Boost) .	40
Ecuación 7.6. Rendimiento del convertidor en modo frenado regenerativo (Buck).	40

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Comparativa de materiales	16
Tabla 6.1. Resultados de la estimación de rendimientos.....	24
Tabla 7.1. Parámetros básicos del convertidor	25
Tabla 7.2. Datos de inductor	26
Tabla 7.3. Datos del condensador bus	27
Tabla 7.5. Datos del convertidor para simulación	28
Tabla 7.6. Datos de la bobina final	34

0. INTRODUCCIÓN

Desde hace unos años, se vienen buscando alternativas a los combustibles fósiles tradicionales como fuente de energía en todos los sectores industriales, entre ellos, el automovilístico.

Para ello, se quieren desarrollar vehículos eléctricos con capacidad de proporcionar energía en la aceleración y de recuperación de la energía de frenado, es decir, de convertir la cinética del frenado en energía eléctrica, como se explicará en siguientes apartados.

Además, se necesitarán dispositivos de almacenamiento de la energía de alta capacidad que permitan reutilizar esa energía para la alimentación del motor. La baja densidad de energía de las baterías ha sido uno de los grandes problemas en el desarrollo de vehículos eléctricos desde su comienzo, debido a la exigencia de autonomía que requiere, y que depende muy estrechamente de la capacidad del bloque de almacenamiento.

En los siguientes apartados se explica cómo funciona esta transformación de energía cinética a eléctrica del frenado regenerativo y los bloques necesarios para transmitir, almacenar y usar esta energía.

0.1 MODOS DE OPERACIÓN

Los modos de operación del motor van a influir directamente en el modo de funcionamiento del convertidor bidireccional objeto de este proyecto. En los siguientes sub apartados se distinguirá entre tres modos de funcionamiento.

0.1.1 ACELERACIÓN POSITIVA

La aceleración positiva se da cuando el vehículo está ganando velocidad, implicando una mayor velocidad de giro en el motor. Esto significa una mayor demanda de energía por parte del motor, que deriva en una mayor energía extraída de las baterías del vehículo.

0.1.2 ACELERACIÓN NEGATIVA (FRENADO REGENERATIVO)

La aceleración negativa se asocia a un descenso de la velocidad del vehículo mediante el freno regenerativo.

El frenado regenerativo consiste en generar energía eléctrica a partir de la energía cinética en el frenado.

Con la regeneración se quiere reutilizar la energía que en unos frenos de fricción convencionales se disiparía en forma de calor. En el caso de los frenos regenerativos, es el mismo motor eléctrico que asiste en el frenado, trabajando como generador durante este intervalo. Al estar generando electricidad, el flujo de corriente en la armadura es opuesto en comparación con lo que ocurre cuando el generador hace de motor, por lo que la transmisión de energía se hará de motor a baterías. Es el intervalo en el que las baterías se cargan.

A continuación se presenta la Figura 0.1, donde se representa el sistema necesario de frenos regenerativos, con el sistema electrónico de potencia y el sistema mecánico de frenos.

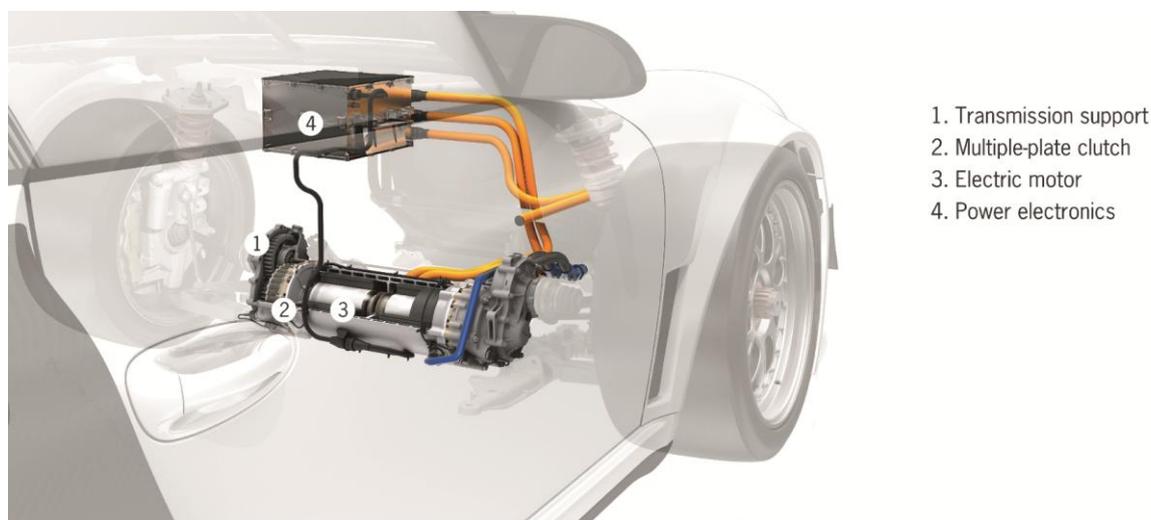


Figura 0.1. Representación real del conjunto de regeneración [1]

0.1.3 VELOCIDAD CONSTANTE

En el caso de que el vehículo no esté modificando su velocidad, el modo de funcionamiento dependerá de la fuerza de rozamiento a vencer o de la calzada donde se rueda el vehículo. En el caso de esto último, una pendiente positiva en la carretera implicará una demanda de energía y se podría asociar con la aceleración positiva, mientras que una pendiente negativa implicará un modo de operación de aceleración negativa.

0.2 MÓDULO ELÉCTRICO

El módulo de un sistema de motor eléctrico puede consistir en tres bloques diferenciados según se representa en Figura 0.2 : el sistema de baterías que se encargan de almacenar la energía, el convertidor DC-DC de potencia y el convertidor que transforma la energía entre el bus de continua y el motor.

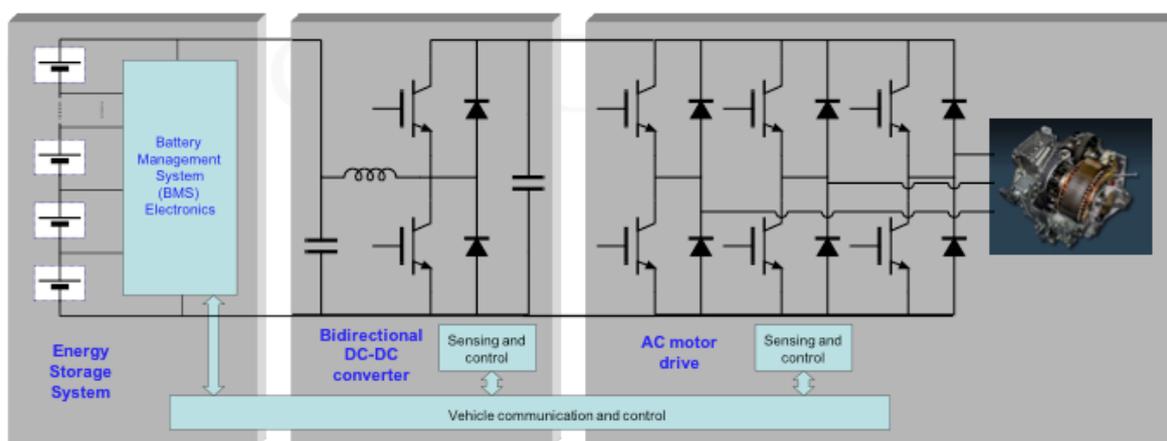


Figura 0.2. Esquema eléctrico de módulo motor [2]

0.2.1 BATERÍAS PARA ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA

Las baterías son los dispositivos encargados de transformar energía química en energía eléctrica y permiten almacenarla. Previo a su uso, requiere un proceso de carga durante el que la batería almacenará energía, para posteriormente descargarla hacia la alimentación del motor.

La batería está formada por combinación en paralelo de celdas, como se puede ver en la Figura 0.3, donde cada celda tiene una determinada capacidad de almacenamiento de energía. Después, estos conjuntos se unen en serie para aumentar la capacidad, en coches eléctricos, hasta 300 V.

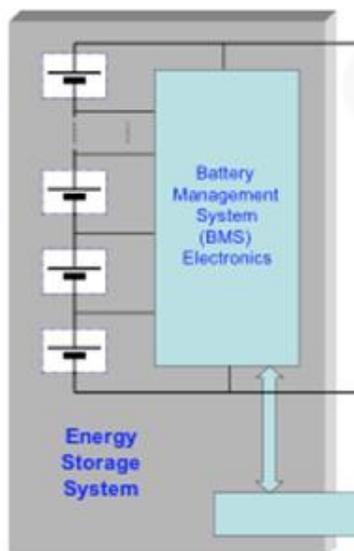


Figura 0.3. Esquema de bloque baterías [2]

En el caso de la motocicleta eléctrica que ha sido objeto de este trabajo, la batería opera a 24 V, y una corriente de de 30 A.

La batería puede contar con un sistema electrónico de control (Battery Management System, BMS) que provee protección, monitorización, capacidad de potencia y envía informes de diagnóstico a un controlador en el vehículo [2].

0.2.2 CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL DE POTENCIA

El convertidor se introduce en el módulo por la necesidad de transmitir la potencia entre dos elementos cuya tensión DC es diferente. Se utiliza un convertidor de potencia frente a un transformador eléctrico debido a que la transformación es DC-DC. Además, se utilizará un convertidor conmutado para obtener un tamaño reducido y un rendimiento elevado.

En la Figura 0.4, se observa el esquema eléctrico del convertidor que se diseñará en este trabajo.

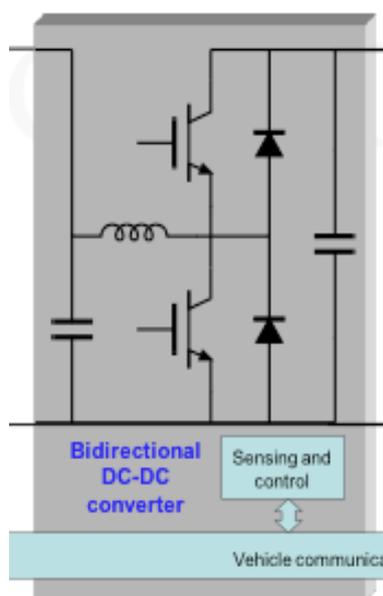


Figura 0.4. Esquema bloque convertidor de potencia [2]

Este bloque se compone de dispositivos conmutadores de potencia como son los transistores y diodos, y un filtro LC que permite reducir el rizado de la tensión y corriente que se transfiere desde las baterías hasta el bus y viceversa.

Además, el convertidor estabiliza la tensión que ofrece en bornes al bus de continua, aunque la tensión en baterías varíe en función de la demanda.

En el caso del diseño planteado en el objeto del proyecto, las tensiones en bornes son 24 y 36 V respectivamente, convirtiendo una potencia de 720W.

1. OBJETO

El presente proyecto aborda la fase del diseño e implementación de un prototipo de convertidor bidireccional de potencia Buck-Boost.

El objetivo de este proyecto es el estudio y la introducción de las nuevas tecnologías de semiconductores, respaldado por un modelo que permite simular los diferentes elementos y modos de operación, así como la respuesta del controlador y un prototipo real de laboratorio, para verificar todas las afirmaciones teóricas con resultados experimentales.

2. ANTECEDENTES

Este proyecto se fundamenta en las topologías básicas de convertidores electrónicos de potencia: Convertidor reductor (Buck) y convertidor elevador (Boost). En los siguientes sub apartados se explicará la topología del convertidor a diseñar y se motivará la utilización de la tecnología GaN en el prototipo.

2.1 CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL

En este apartado, se explica la topología utilizada en el diseño del prototipo y el funcionamiento de éste durante los dos modos de operación.

2.1.1 TOPOLOGÍA

Se presenta un esquema de la topología a diseñar del convertidor bidireccional que se va a diseñar en este proyecto en la Figura 2.1.

Por un lado, se observan los elementos de conmutación que se encargan de conmutar la señal de entrada según la frecuencia y ciclo de trabajo requerido. Están representados por Q_1 y Q_2 , que están gobernados por las señales c_1 y c_2 .

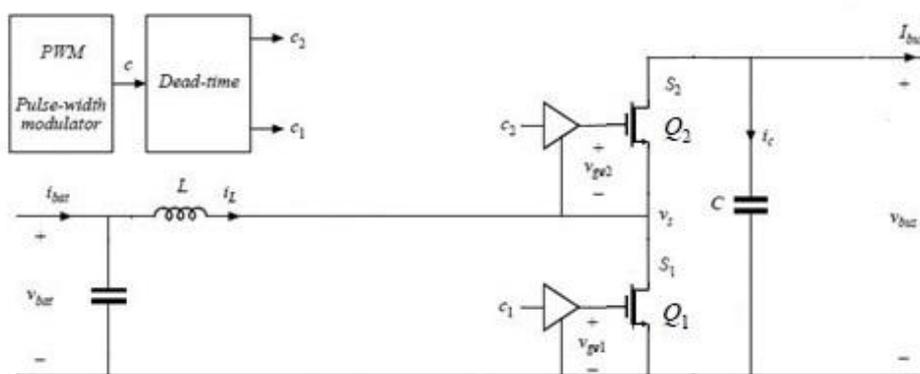


Figura 2.1. Topología de un convertidor bidireccional

Por otro lado, el convertidor incluye un filtro LC que permite filtrar la corriente conmutada. La inductancia permitirá la transmisión de energía entre dos elementos asimilables a fuentes de tensión: la batería y el bus de continua.

Además, se presenta el bloque del generador de pulsos que permitirá controlar los transistores HEMT, creando las señales C_1 y C_2 . A estas señales se las añadirá un periodo de tiempo muerto, para que no haya peligro de que los dos transistores estén conduciendo simultáneamente.

2.1.2 MODOS DE OPERACIÓN

Dada la topología del convertidor, se procede a hacer un resumen del funcionamiento de éste.

La batería está representada por la tensión V_{bat} y corriente que se demanda de ella I_{bat} . La tensión y corriente hacia el bus de continua están nombrados como V_{bus} e I_{bus} respectivamente.

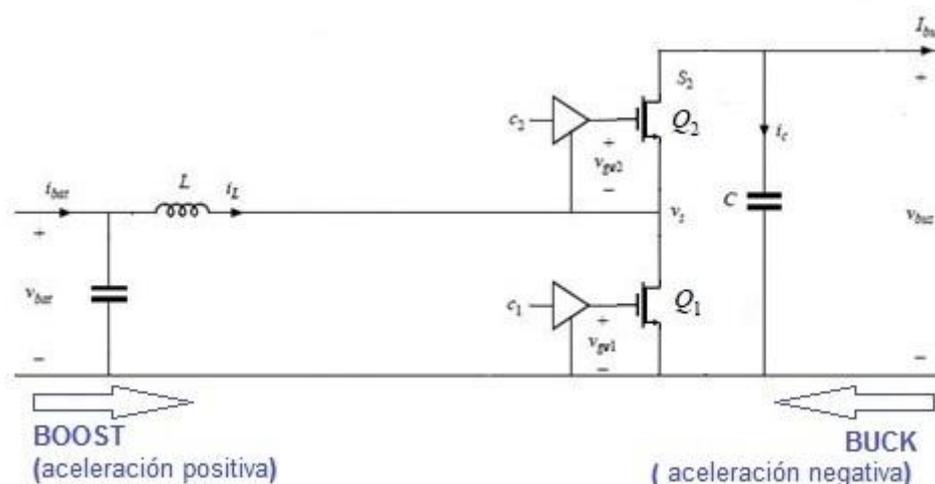


Figura 2.2 Representación gráfica de modos de operación

Cuando el motor está demandando energía (en la aceleración positiva), las baterías operan como fuente de tensión y el flujo de energía irá de izquierda a derecha (ver Figura 2.2). El convertidor estará trabajando como elevador.

Cuando el motor trabaja como generador (en el frenado regenerativo), se cargarán las baterías, y el flujo de potencia será de derecha a izquierda. Esto hace que el convertidor trabaje como reductor.

2.2 DISPOSITIVOS GaN

En las aplicaciones de electrónica de potencia se buscan semiconductores que permitan el desarrollo de sistemas que conmuten a mayores niveles de tensión e intensidad, temperatura y frecuencias de conmutación que los dispositivos tradicionales de Silicio.

El nitruro de galio (GaN) es un semiconductor que, junto con el Silicio de Carburo (SiC), lleva años madurando para este tipo de aplicaciones debido a sus mejores propiedades. Estas mejoras incluyen el aumento de banda prohibida, el aumento del campo de ruptura y la conductividad térmica que presentan.

En la Tabla 2.1, se presentan las propiedades que fundamentan el comportamiento del dispositivo [6] en el tradicional Silicio (Si), y en los nuevos semiconductores, el Silicio de Carburo (SiC) y el Nitruro de Galio (GaN).

Material	Bandgap, E_g (eV) @300K	Velocidad de saturación, V_{sat} (cm/s)	Campo de ruptura, E_c (V/cm)	Conductividad térmica, λ (W/cm ² K)
Si	1.12	10^7	3×10^5	1.3
SiC (4H-SiC)	3.2	2×10^7	3×10^6	10
GaN	3.4	2.2×10^7	5×10^6	5.7

Tabla 2.1. Comparativa de materiales [6]

Como se puede ver en la tabla de comparativa, el SiC y el GaN presentan mejores propiedades que las del silicio, y similares entre ellos.

Ambos presentan altos anchos de banda prohibida (*bandgap* en inglés), y similares velocidades de saturación. Sin embargo, GaN tiene mayor movilidad de electrones, lo que, junto la velocidad de saturación, le permite operar a mayores frecuencias que SiC.

El aumento del campo eléctrico de ruptura, permite trabajar también a mayores tensiones tanto a los dispositivos SiC y GaN. Sin embargo, como SiC tiene mejor conductividad térmica, puede trabajar a grandes densidades de potencias por su mejor disipación del calor.

Un resumen gráfico de estas características y su significado práctico, se da en la en la Figura 2.3. Comparativa entre las propiedades de Si, SiC y GaN [5].

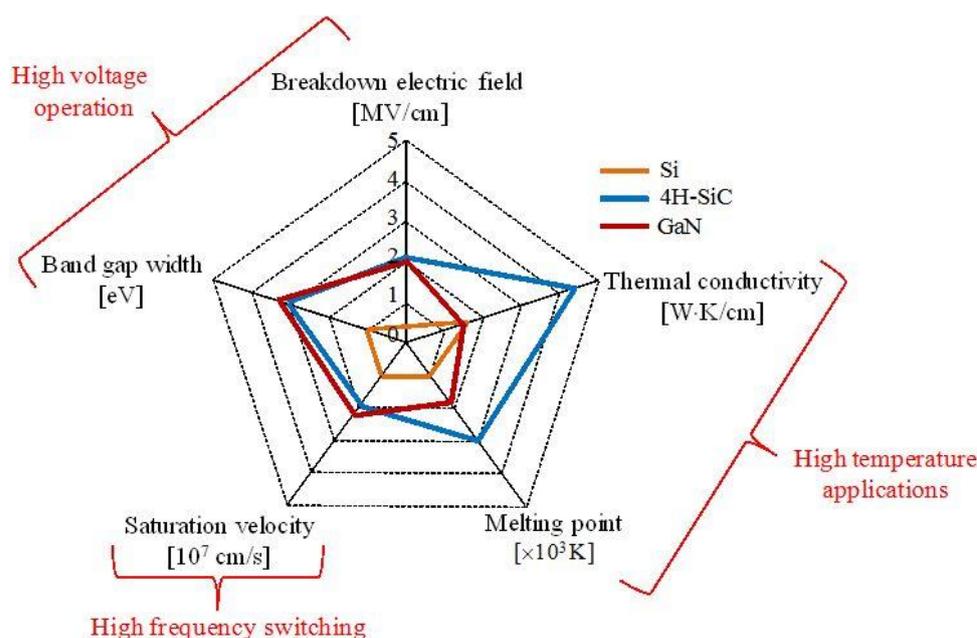


Figura 2.3. Comparativa entre las propiedades de Si, SiC y GaN [5].

En resumen, los dispositivos de Nitruro de Galio nos van a permitir aumentar la frecuencia de conmutación, mientras que los dispositivos de Carburo de Silicio nos permitirán aumentar la potencia con la que se trabaja.

En este proyecto se ha utilizado la tecnología de Nitruro de Galio, debido a que se trabaja con potencias de 720W nominales, y se pretende es verificar la reducción de pérdidas y reducir tamaño del filtro LC al aumentar la frecuencia de conmutación.

3. NORMAS Y REFERENCIAS

3.1 DISPOSICIONES LEGALES Y NORMAS APLICADAS

- *Normativa del Trabajo Fin de Grado*, Universidad de Cantabria, .
- *Normativa del Proyecto Fin de Grado en Ingeniería de Tecnologías Industriales*, Universidad de Cantabria, .
- *Criterios generales para la elaboración formal de los documentos que constituyen un proyecto técnico*, UNE 157001, 2014.

3.2 PROGRAMAS DE CÁLCULO

- MathWorks® MATLAB®.
- PSpice
- ISE
- VIVADO

3.3 BIBLIOGRAFIA

- [1] Searchautoparts. [sitio web]. 2013. [Consulta: 10 Mayo 2017]. Disponible en: <http://www.searchautoparts.com>.
- [2] Francisco J. Azcondo, Regan A. Zane, Dragan Maksimovic, Daniel Costinett, 2014. *a Framework to share courses among universities: the case of a course on power electronics for electric vehicles*. XI Congreso de Tecnologías Aplicadas a la Enseñanza de la Electrónica. Bilbao, España.
- [3] EPC. [sitio web]. 2017. [Consulta: 29 Mayo 2017]. Disponible en: <http://epc-co.com/epc/GalliumNitride/WhatisGaN.aspx>
- [4] GanSystems. [sitio web]. 2014. [Consulta: 29 Mayo 2017]. Disponible en: www.gansystems.com
- [5] O. Deblecker, Z. De Grève and C. Versèle, 2015. *Comparative Study of Optimally Designed DC-DC Converters with SiC and Si Power Devices*. INTECH. Chapter 5.

- [6] Microsemi PPG, 2014. Gallium Nitride (GaN) versus Silicon Carbide (SiC) In The High Frequency (RF) and Power Switching Applications.
- [7] R. Erickson, D. Maksimovic, "*Fundamentals of Power Electronics*" Second Edition, Springer Ed. 2001
- [8] R. Ridley and A. Nace, "*Modeling Ferrite Core Losses*," Switching Power Magazine, 2006.
- [9] Wikipedia, FPGA [sitio web], 2017. [Consulta: 20 de Junio de 2017]. Disponible en: www.wikipedia.com
- [10] EPCOS AG, 2006. *Ferrites and accessories: FERRIT MATERIAL N87*. Datasheet.
- [11] GaN Systems Inc, 2016. *GS66516T-EVBDB GaN E-HEMT Daughter Board and GS665MB-EVB Evaluation Platform: User Guide*. Datasheet.
- [12] Xilinx, Inc. 2006. *Spartan-3 FPGAs Configuration*. Datasheet.

4. 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 enumerarán por orden alfabético, acompañadas del término al que se refiere y a su definición.

DC *Direct Current* (Corriente Continua).

FPGA *Field Programmable Gate Array* : Dispositivo programable que contiene bloques lógicos cuya interconexión y funcionalidad puede ser configurada mediante un lenguaje de descripción.

GAN *Gallium Nitride* (Nitruro de Galio): Aleación binaria de semiconductores con amplia banda prohibida que permite su aplicación en dispositivos de alta potencia y alta frecuencia.

HEMT *High Electro Mobility Transistor* (Transistor de Alta Movilidad de Electrones): Tipo de transistor de efecto de campo que incorporan una unión entre dos materiales con diferentes bandas prohibidas en vez de una región dopada como en el caso de los MOSFET.

Si *Silicon* (Silicio): Elemento químico metaloide, con propiedades de semiconductor y abundante en la naturaleza, utilizado tradicionalmente en la industria de la electrónica de potencia para la fabricación de transistores de potencia.

SiC *Silicon Carbide* (Carburo de Silicio): Material semiconductor con estructura de diamante utilizado en aplicaciones de altas temperaturas, tensiones y frecuencias. Tiene un alto campo de ruptura que le permite trabajar a grandes densidades de energía.

VHDL *Hardware Description Language* (Lenguaje de Descripción de Hardware): Lenguaje definido por el IEEE que sirve para describir circuitos digitales y que se utiliza principalmente para programar CPLD, FPGA, ASIC y similares.

5. REQUISITOS DE DISEÑO

Los convertidores DC-DC se utilizan en la industria gracias a su elevado rendimiento y densidad de potencia. Incorporan elementos de control para dotar de estabilidad a las variables de potencia (tensión e intensidad) ante cualquier dinámica en la alimentación o en la carga demandada. Cada vez se requiere que los convertidores sean más compactos y de pequeño tamaño, pero manteniendo el alto rendimiento.

En los siguientes sub apartados, se explicarán los requisitos que se han tenido en cuenta para el diseño del circuito.

5.1 RENDIMIENTO

El principal objetivo del diseño de los convertidores de potencia es cumplir las especificaciones estáticas y dinámicas de alimentación eléctrica reduciendo las pérdidas de energía para obtener sistemas más eficientes de conversión. El rendimiento hace referencia a la cantidad de energía que logramos transformar hacia el bus de continua respecto a la tomada desde las baterías y viceversa. Esto nos indica la cantidad de energía que se ha perdido en forma de calor en el circuito, y que se debe minimizar.

En el convertidor diseñado en este proyecto, la corriente es elevada, lo que aumentará las pérdidas en conducción debidas a resistencias parásitas de los elementos del circuito. Además, se tendrán unas pérdidas debidas a la conmutación de los transistores.

Las pérdidas en conducción dependerán de las resistencias parásitas del convertidor. Las pérdidas de conmutación dependen de la función producto tensión (v_{DS}), intensidad (i_D) en cada dispositivo en el transitorio de conmutación y de la frecuencia de conmutación, y es el objetivo de este proyecto reducir la integral de la función $p_{comm} = v_{DS}i_D$, que resulta en energía disipada en cada transitorio de conmutación, E_{comm} , mediante el uso de las nuevas tecnologías GaN.

Debido al interés en la reducción en las pérdidas de conmutación, se hará un estudio posterior de la frecuencia de conmutación en relación a las pérdidas que causa.

6. ANÁLISIS DE SOLUCIONES

Durante el diseño del convertidor, se han tenido en cuenta como principal objetivo, el reducir las pérdidas y aumentar la eficiencia mediante la introducción de la tecnología GaN de potencia. Aunque esta tecnología permite aumentar la frecuencia de operación respecto a tecnologías como el silicio, se debe de realizar un estudio de cuál es la frecuencia de conmutación que consigue el mejor compromiso entre rendimiento y tamaño del convertidor.

Por tanto, además de la reducción de pérdidas, se ha tenido en cuenta la reducción de tamaño de los elementos magnéticos proporcionales a la frecuencia de conmutación, que nos permiten obtener un producto más compacto.

6.1 ESTIMACIÓN DE PÉRDIDAS

En este estudio se han estimado las pérdidas de los elementos del circuito, aproximándolo a las siguientes ecuaciones:

$$P_{L,Copper} = I^2 R_L$$

Ecuación 6.1. Pérdidas debidas a la resistencia equivalente en serie de la inductancia.

Donde I es el valor eficaz de la corriente por la bobina y R_L es la resistencia equivalente debida a las pérdidas en el cobre de la inductancia.

$$P_{L,Core} = [a \ln(f_{sw}) + b] f_{sw}^x \Delta B^c f_{sw}^d$$

Ecuación 6.2. Pérdidas en el núcleo de la bobina por Ridley-Nace [8].

Donde f_{sw} es la frecuencia de conmutación y ΔB es la amplitud del rizado (AC) de la densidad de flujo en el núcleo de la inductancia. Este valor está provisto por el fabricante en el datasheet [10] (véase Anexos).

$$P_{C_{oss}} = f_{sw} \frac{1}{2} C_{oss} V^2$$

Ecuación 6.3. Pérdidas debidas a la descarga de la capacidad de salida en el transistor.

Donde V es la tensión a la que está sometido el transistor y C_{oss} es la capacidad equivalente de salida del dispositivo, que en los dispositivos GaN se reduce respecto a otros transistores como los MOSFET de potencia, y que también permite reducir el tiempo muerto entre la conmutación de un HEMT, Q_1 y su opuesto, Q_2 .

A continuación, pérdidas en conducción del transistor.

$$P_{cond} = I_{rms}^2 R_{on}$$

Ecuación 6.4. Pérdidas en conducción del dispositivo GaN.

Donde I_{rms} es el valor cuadrático medio y R_{on} es la resistencia en conducción del transistor (véase el documento Anexos).

Y por último, las pérdidas en el driver debidas a la carga de puerta, que en los dispositivos GaN es menor que en los MOSFET tradicionales.

$$P_{driver} = V_g Q_g f_{sw}$$

Ecuación 6.5. Pérdidas debidas a la carga de puerta en el driver

Donde V_g es la tensión a la que está sometido el transistor en el período de conducción, Q_g es la carga de puerta y f_{sw} la frecuencia de conmutación.

6.2 ELECCIÓN DE LA FRECUENCIA DE CONMUTACIÓN

A partir de las ecuaciones expuestas en el apartado anterior, se hace una valoración del rendimiento respecto a la frecuencia de conmutación.

Los resultados se exponen en la siguiente tabla.

RESULTADOS ESTIMACIÓN	
Frecuencia, f_{sw}	Rendimiento, η
100kHz	95,05 %
200kHz	96,23 %
300kHz	95,99 %

Tabla 6.1. Resultados de la estimación de rendimientos

El aumento del rendimiento a $f_{sw} = 200kHz$ viene dado por la reducción de las pérdidas en el cobre de la bobina, ya que para el mismo valor de inductancia, en el caso de 100kHz el rizado, y por tanto, el valor eficaz es mayor, pasando de 11W a 100kHz a 3W en 200kHz y 2W a 300kHz. Sin embargo, una frecuencia de 300kHz aumenta significativamente las pérdidas en el núcleo del inductor, por lo que se obtiene un rendimiento menor que a 200kHz.

A partir de estos resultados, se escoge una frecuencia de 200kHz, debido a que es la que menor pérdidas ofrece, además de minimizar el tamaño del componente magnético.

7. RESULTADOS

En el estudio de la frecuencia de conmutación, se ha estimado que se obtendrán las menores pérdidas con una frecuencia de 200kHz . A partir de este compromiso, se diseñará e implementará el prototipo de convertidor bidireccional con tecnología GaN.

Los datos de partida están recogidos en la tabla siguiente, y serán la base de cálculo del diseño de los elementos que componen el circuito.

DATOS GENERALES	
Tensión de batería	24 V
Tensión de bus	36 V
Potencia nominal	720 W

Tabla 7.1. Parámetros básicos del convertidor

7.1 DISEÑO

El primer paso en el diseño del convertidor es obtener los valores de los elementos en el circuito, para poder simular su comportamiento. En los siguientes sub apartados se diseñarán la inductancia y los condensadores de entrada y salida para obtener el rizado deseado en las señales de intensidad y tensión.

El ciclo de trabajo para convertir de 24V a 36V , se ha estimado con la siguiente relación del convertidor Boost, en Ecuación 7.1.

$$\frac{V_{bus}}{V_{bat}} = \frac{1}{1 - D}$$

Ecuación 7.1. Cálculo del ciclo de trabajo

7.1.1 INDUCTANCIA

El valor de la inductancia, L , se ha calculado con el requisito de que la amplitud del rizado, Δi_L , sea del 10% del valor medio en condiciones nominales, I_L , para que la corriente máxima que pase por la bobina sea de $I_{Lmax} = I_L + \Delta i_L = 33 \text{ A}$. A partir de esto, y de un estudio del convertidor, se ha calculado el valor de la inductancia con la Ecuación 7.2.

$$L = \frac{V_{bat} D T}{2 \Delta i_L}$$

Ecuación 7.2. Cálculo de inductancia

Donde D es el ciclo de trabajo calculado en el apartado anterior, T es la inversa de la frecuencia de conmutación f_{sw} .

Los valores obtenidos se muestran en la Tabla 7.2.

DATOS INDUCTOR	
Intensidad máxima	33 A
Inductancia, L	6,67 μH

Tabla 7.2. Datos de inductor

7.1.2 CAPACIDAD DE SALIDA

El valor de la capacidad se ha calculado con el requisito de que el rizado de la tensión en bornes del bus, Δv_{bus} , de continua sea del 5% del valor medio de la tensión de bus, V_{bus} . A partir de ahí, se calcula la capacidad de salida con la Ecuación 7.3.

$$C_{bus} = \frac{I_{bus} D T}{2 \Delta V_{bus}}$$

Ecuación 7.3. Cálculo de capacidad de bus

Donde I_{bus} es la intensidad de carga, D el ciclo de trabajo, T la inversa de la frecuencia de conmutación f_{sw} y ΔV_{bus} la amplitud del rizado de la tensión.

A continuación, se muestran los parámetros obtenidos del condensador, en la Tabla 7.3.

DATOS CONDENSADOR BUS	
Tensión de bus máxima	37,8 V
Capacidad, C	9,26 μF

Tabla 7.3. Datos del condensador bus

7.2 SIMULACIÓN DEL CONVERTIDOR IDEAL

A partir de los valores obtenidos en el apartado de diseño, se simula el circuito en el entorno OrCad.

Se muestran dos simulaciones, que corresponden con los modos de operación del convertidor bidireccional: aceleración positiva y aceleración negativa. En el modo de operación positiva, la batería se ha idealizado como una fuente de tensión y los bornes de salida son los del bus. En el caso de operación en aceleración negativa, o frenado regenerativo, es el bus del motor el que se ha tomado como fuente de tensión ideal.

En la Tabla 7.4, se recopilan los datos del convertidor a simular.

DATOS CONVERTIDOR	
Tensión de batería	24 V
Tensión de bus	36 V
Inductancia, L	6,67 μ H
Condensador, C	9,26 μ F
Resistencia equivalente en la salida	1,8 Ω

Tabla 7.4. Datos del convertidor para simulación

7.2.1 ESQUEMÁTICO DE SIMULACIÓN

Para poder simular el convertidor, se han utilizado circuitos ideales de Boost y Buck, que no contienen elementos parásitos. El esquemático del circuito Boost se presenta en la Figura 7.1, donde la batería es una fuente ideal de tensión de 24 V. Con este circuito se representarán las señales de interés en cuando el convertidor está operando en aceleración positiva.

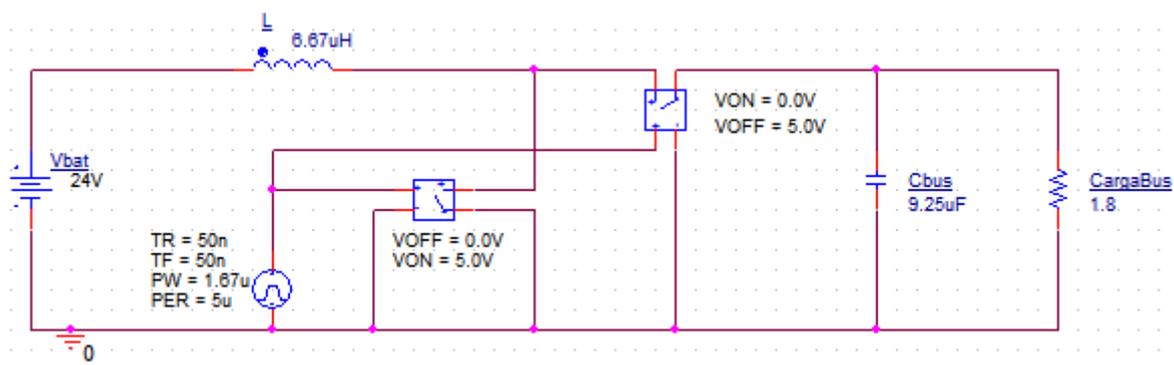


Figura 7.1. Esquemático de simulación del convertidor en modo aceleración positiva (Boost)

El esquemático del circuito Buck ideal se presenta en la Figura 7.2. donde el bus se representa como la fuente ideal. Este circuito nos permite simular las señales de interés cuando se opera en frenado regenerativo.

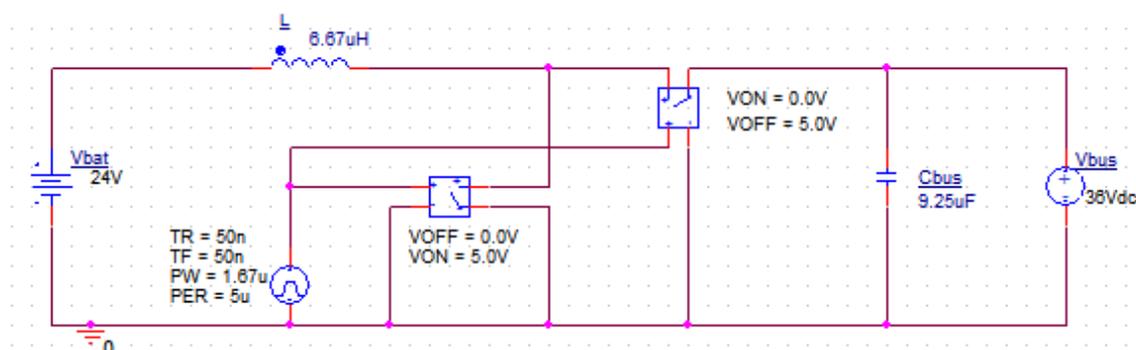


Figura 7.2. Esquemático de simulación del convertidor en modo frenado regenerativo (Buck)

7.2.2 SEÑALES DE MODULACIÓN

Los transistores se han idealizado como conmutadores ideales S_1 y S_2 , como se puede ver en la Figura 7.1, que están gobernados por la fuente de pulsos, y que conducirán inversamente. Debido a la elección de la frecuencia de conmutación en $f_s = 200kHz$, el período de la señal de pulsos es de $T_s = 5\mu s$. El ciclo de trabajo está fijado en el 33% del período. Las señales de conmutación que se tendrán que diseñar son las de la Figura 7.3.

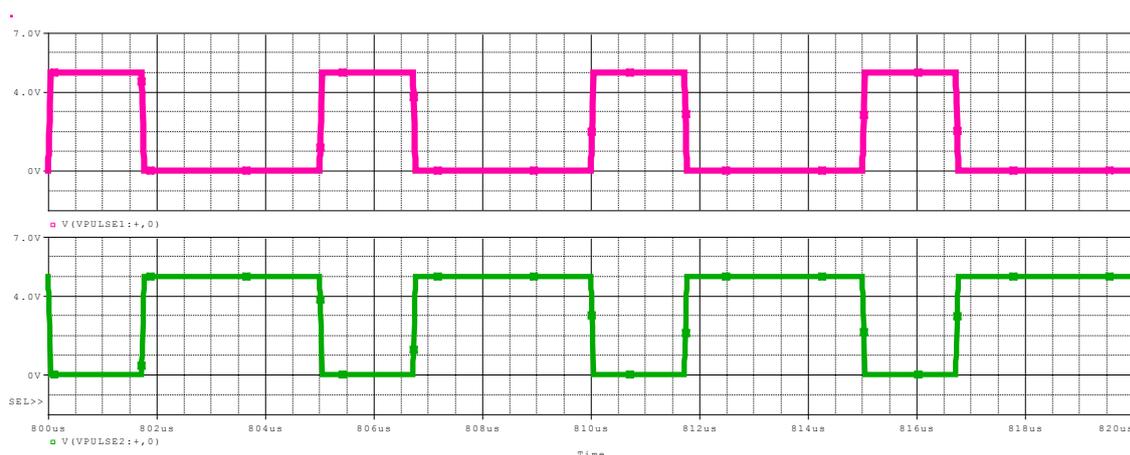


Figura 7.3. Simulación de las señales de modulación

7.2.3 CORRIENTE POR LA BOBINA

La bobina se ha idealizado en ambos esquemáticos sin su resistencia parásita equivalente. Se comprueba que el valor medio de la corriente son los 30 A requeridos, y que la corriente máxima es de 3A.

Para el modo de operación en aceleración positiva, con el criterio de signos establecido en Figura 2.1, la corriente es positiva y por tanto el flujo de energía va de baterías al motor, como se presenta en Figura 7.4.

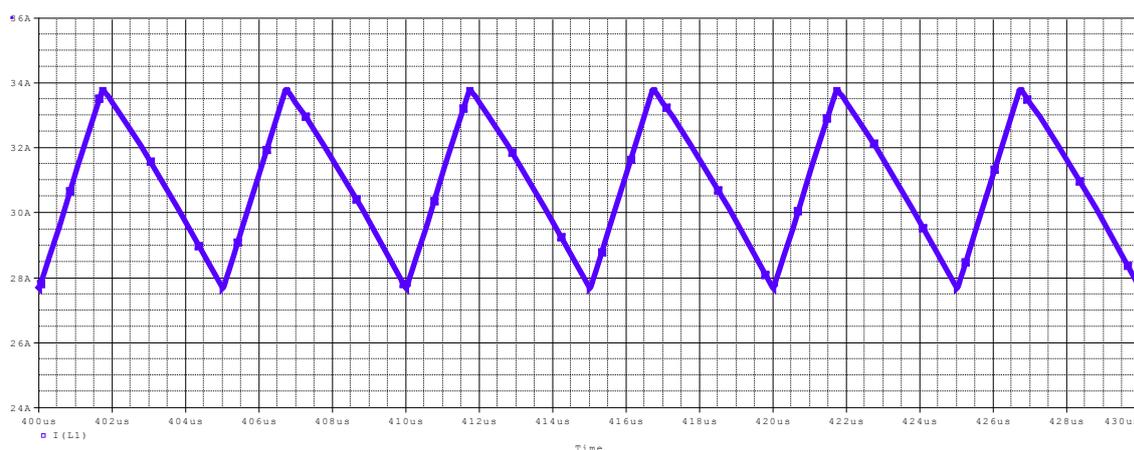


Figura 7.4. Simulación de la corriente por la inductancia en aceleración positiva

Cuando el modo de operación es de aceleración negativa, y por tanto se está regenerando la energía en el frenado, la corriente que atraviesa la bobina es negativa, y el flujo de energía es del motor a las baterías, como se presenta en la Figura 7.5.

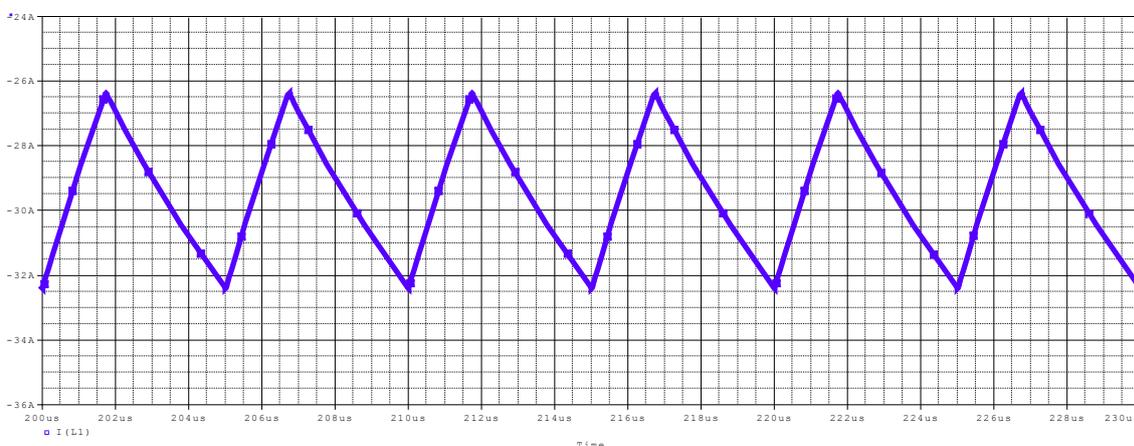


Figura 7.5. Simulación de la corriente por la inductancia en frenado regenerativo

7.2.4 TENSIÓN DE BUS

El condensador de salida nos permite definir el rizado en la tensión de bus, como se puede ver en la Figura 7.6. La tensión media del bus de continua es de 24 V, y la tensión máxima es de 25 V.

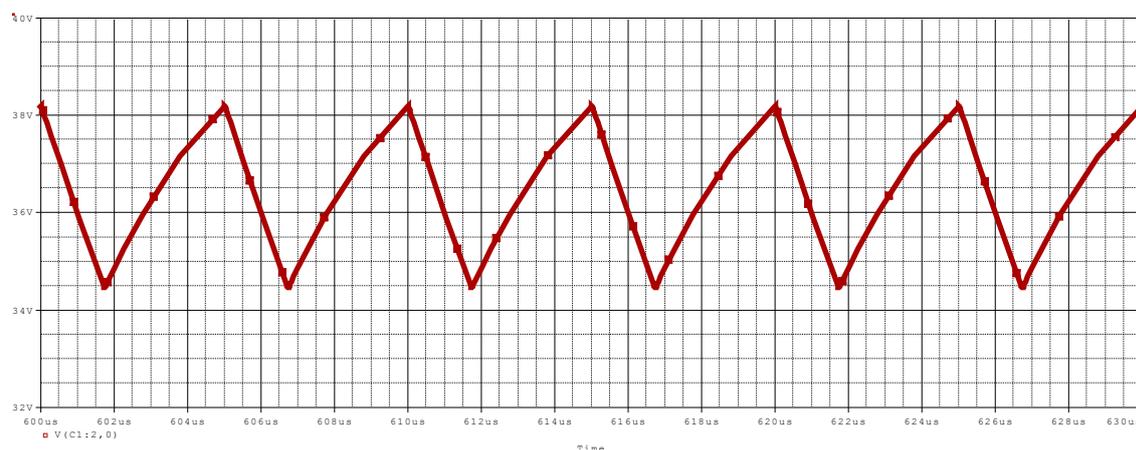


Figura 7.6. Simulación de la tensión del bus de continua

7.2.5 TENSIÓN DE BATERÍA

En el modo de frenado regenerativo, la tensión de salida es la tensión en bornes de baterías, mostrada en la Figura 7.7. La tensión media se comprueba que son de 24V, sin rizado.

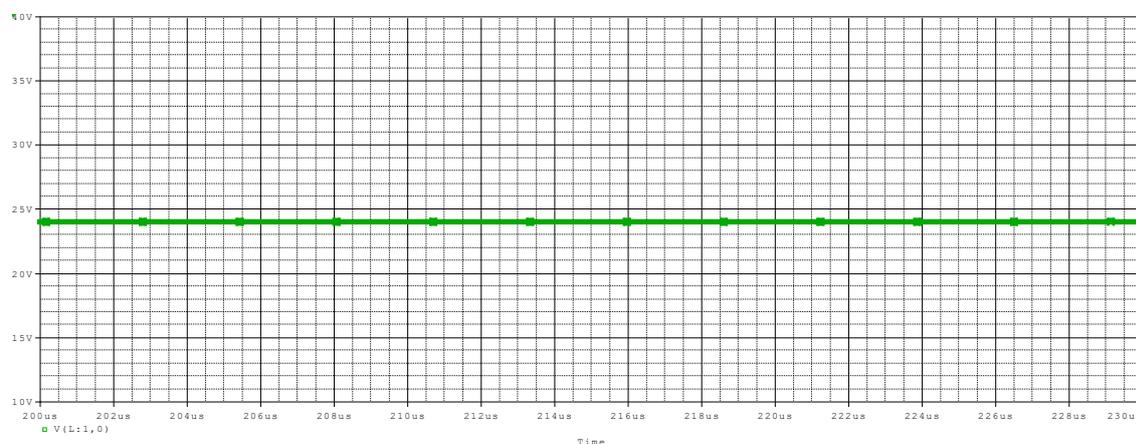


Figura 7.7. Simulación de la tensión de batería

7.3 IMPLEMENTACIÓN

El convertidor bidireccional se ha implementado con una tecnología que se adapte a las necesidades que requiere en su aplicación. Este apartado define las distintas fases y dispositivos que forman el convertidor, y su implementación.

7.3.1 IMPLEMENTACIÓN DEL PWM

El PWM o *Pulse Width Modulator* es la señal digital que se ha creado y diseñado en el lenguaje VHDL, implementado en una FPGA xc3s200 (véase Anexos). Este diseño nos permite generar las señales complementarias que gobiernan los transistores GaN.

El ciclo de trabajo es estático y definido por la entrada. Para verificar su funcionamiento se ha incluido un acceso a la entrada que permite la regulación externa del ciclo de trabajo.

El diseño del PWM se ha generado con la comparación de dos señales digitales, la señal moduladora y la portadora. La primera está inicializada al 50% del ciclo de trabajo, y puede ser modificada por el usuario externo mediante pulsadores. La segunda es la señal comparadora, y en este proyecto se ha elegido una señal triangular, como se puede ver en la Figura 7.8.

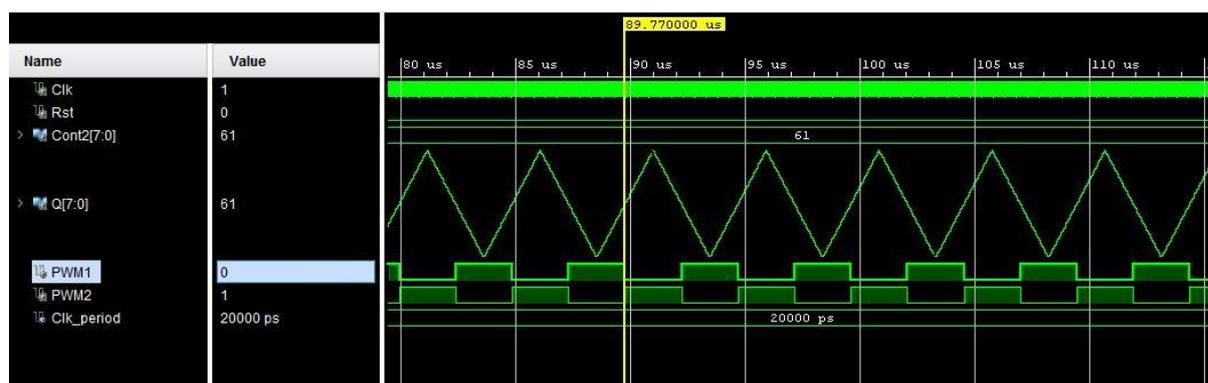


Figura 7.8. Simulación del PWM en Vivado.

Se ha elegido este tiempo de señal triangular por las ventajas que posee cuando el modulador forma parte del sistema de control en lazo cerrado.

En primer lugar, permite que la toma de decisiones sobre el ciclo de trabajo se haga adquiriendo, al inicio del período de la portadora un valor instantáneo que, en régimen permanente, coincide con el valor medio de la intensidad a controlar. En ese instante, además, la intensidad se encuentra libre de ruidos de conmutación.

La portadora triangular produce un retraso entre el instante de muestreo de la señal y la toma de decisión del ciclo de trabajo, constante, de $T/2$. Es decir, con la portadora triangular el retraso no depende del modo de operación del convertidor, en contraposición con el uso de una portadora de diente de sierra convencional.

Se ha incluido un tiempo muerto que permite evitar el solapamiento de las señales de conmutación, para que los transistores nunca conduzcan simultáneamente.

La implementación se ha hecho en la FPGA xc3s200 de Xilinx (véase Planos) y ha dado como resultado las señales de pulsos que se ven en la Figura 7.9.

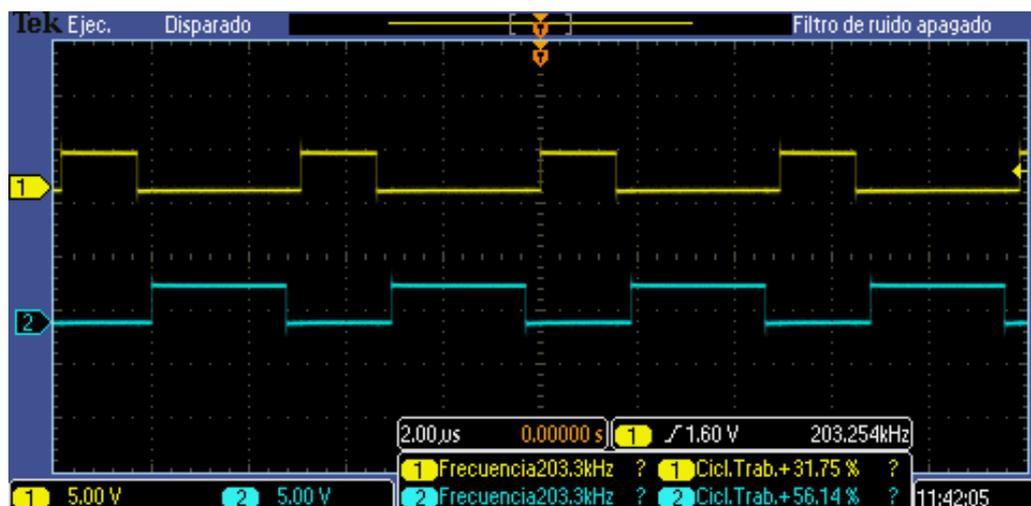


Figura 7.9. Comprobación del PWM

Son señales de 200kHz de frecuencia y complementarias entre sí, siendo una activa en DT y otra en $(1-D)T$. El tiempo muerto se ha establecido en $100ns$ en función de la duración de los transistores de conmutación.

Para el soporte de la FPGA y el modulado del control, se ha creado un prototipo en una matriz de puntos, como se muestra en la siguiente figura.

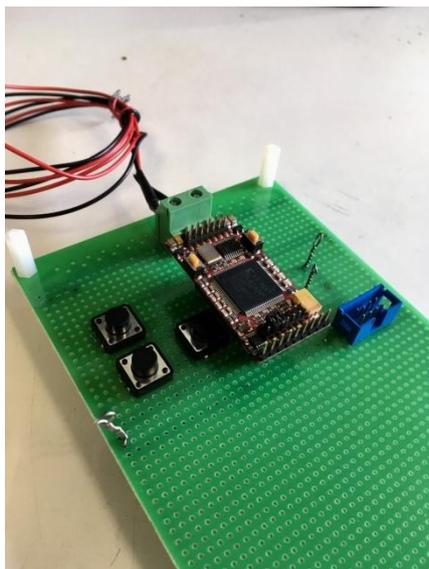


Figura 7.10. Placa de soporte del control

7.3.2 CONSTRUCCIÓN DE LA BOBINA

En el libro “*Fundamentals of Power Electronics*” [7], se recoge un procedimiento para el diseño de bobinas denominado método de la Kgfe, gracias al cual podemos diseñar una bobina de un valor de inductancia previamente establecido, con la ayuda de un núcleo de ferrita. En este proyecto, nos valemos de dicho método para la realización de la bobina, y del programa PExprt de Ansys Electromagnetics para la verificación del cálculo (ver Anexos).

Se ha empleado un núcleo ferromagnético N87, en un soporte RM14 (véase el documento Planos). La siguiente tabla recoge los parámetros que se han obtenido del inductor.

BOBINA	
Valor de la inductancia, L	$6,82 \mu H$
Núcleo ferromagnético	$N87$
Soporte	$RM 14$
Resistencia parásita	$16 m\Omega$

Tabla 7.5. Datos de la bobina final

El resultado de la construcción de la bobina se ve en la siguiente figura.



Figura 7.11. Bobina

7.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES

Una vez contruidos los componentes necesarios como son la placa de control que hace de soporte a la FPGA y la bobina, se procede a conectar los componentes a la placa de GaN Systems con código GS665MB-EVB que nos permite evaluar el funcionamiento del módulo de transistores GS66516T (60A/25mΩ) E-HEMT. Los esquemáticos de estos componentes se incorporan en el documento Planos.

El objetivo de las pruebas experimentales es comprobar la correcta bidireccionalidad del convertidor, así como determinar el rendimiento real del mismo. En la siguiente figura se muestra el conexionado de la prueba.

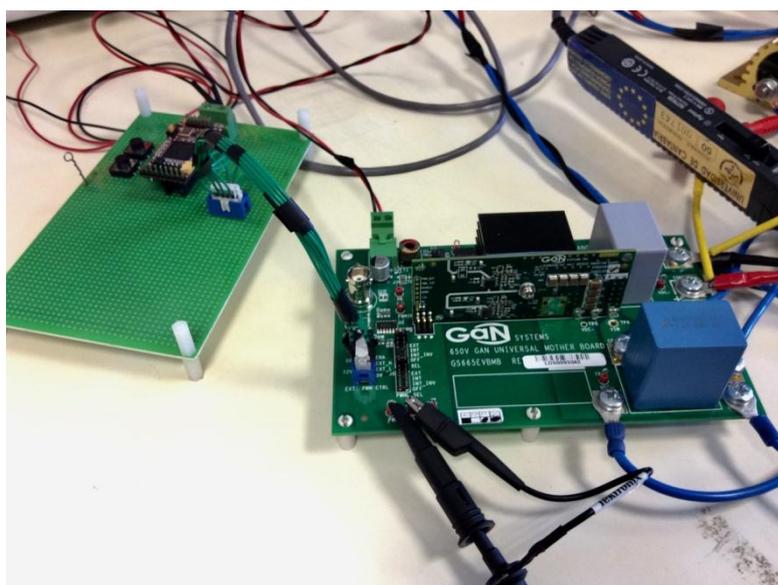


Figura 7.12. Conexionado

7.4.1 CONVERTIDOR EN ACELERACIÓN POSITIVA

El convertidor en aceleración positiva está funcionando como Boost, elevando una tensión de 24V de la batería a una tensión de 36V del motor.

En la Figura 7.13, podemos ver el convertidor funcionando en modo Boost. La tensión aplicada ha sido de 24V, y se muestra cómo la tensión de salida, V_{dc} , asciende a los 36V.

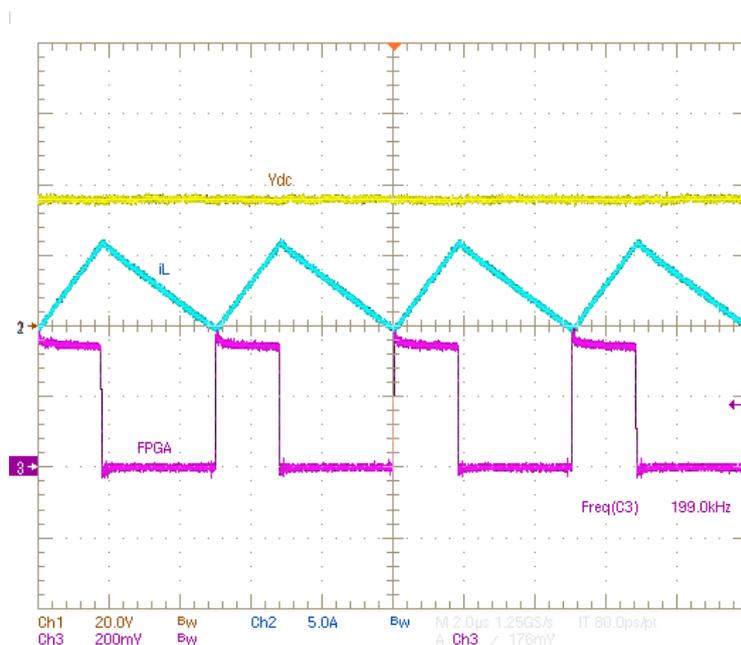


Figura 7.13. Convertidor en aceleración positiva (Boost)

Además, se comprueba que la frecuencia de conmutación es $f_{sw} = 199kHz$ y que el período en el que la corriente por la bobina crece es cuando la señal de PWML que corresponde a la conducción del transistor Q_1 (ver Figura 2.1), está activa y tiene un ciclo de trabajo del 33%. Debido a la reducción de potencia respecto a la nominal en la prueba experimental, el valor medio de la corriente por la bobina es también menor.

7.4.2 CONVERTIDOR EN MODO FRENADO REGENERATIVO

El convertidor, en el frenado regenerativo, transfiere la energía del motor a la batería, y por tanto funciona como Buck. En este modo de operación, el convertidor reducirá los 36V del bus, a los 24V de la batería.

En la Figura 7.14, se comprueba que cuando la tensión de bus es de 36V, la tensión de salida, V_{bat} , es de 24V.

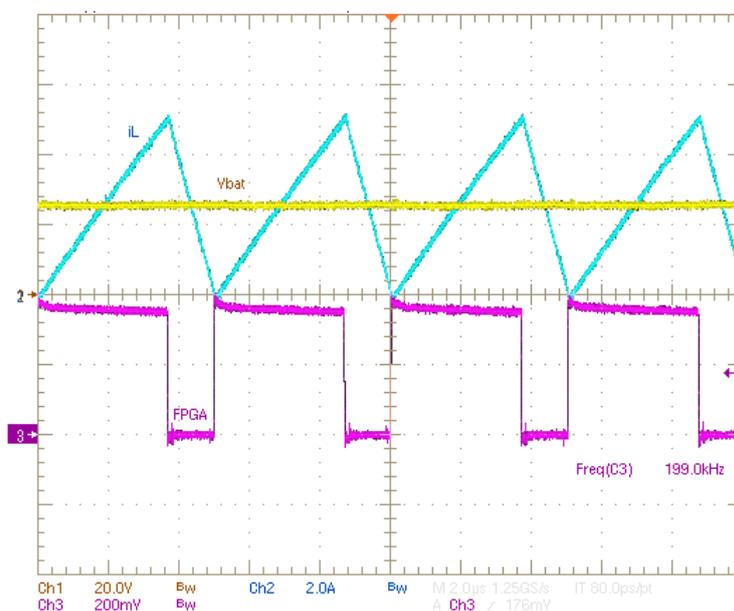


Figura 7.14. Convertidor en frenado regenerativo (Buck)

En este modo de operación, la corriente por el inductor crece en el período en el que el PWMH está activo, que corresponde con la conducción del transistor Q_2 (ver Figura 2.1), y con un ciclo de trabajo del 67%.

7.4.3 CARACTERIZACIÓN DE LA CONMUTACIÓN

Los transistores HEMT de GaN permiten que los tiempos de conmutación, como el tiempo que tarda un transistor en ponerse en conducción o cuando debe dejar de conducir, son significativamente más bajos que en un MOSFET de potencia tradicional.

Las pruebas para la caracterización se han obtenido con el convertidor trabajando como Buck, y para el transistor Q_1 (ver Figura 2.1).

La tensión de puerta V_{gs} , que se presenta en la Figura 7.15, es la tensión en la puerta del transistor, después de haber pasado por los drivers. Esta señal es la que gobierna el transistor, y controla la conducción o el corte del mismo. Tiene la misma forma que la señal PWM, con un valor de amplitud de 10 V.

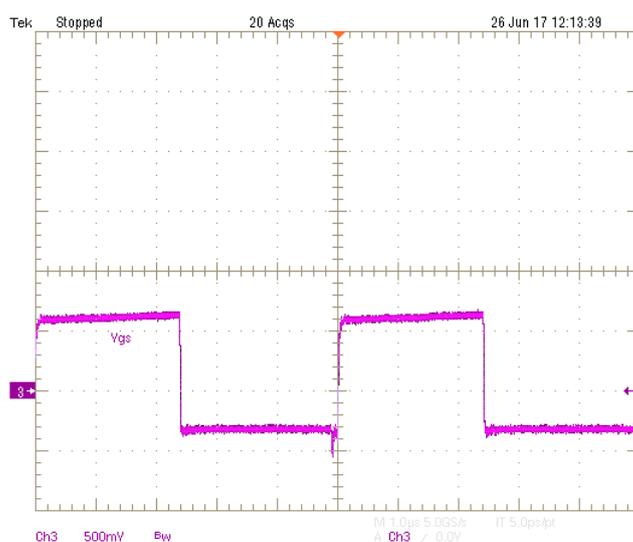


Figura 7.15. Tensión puerta-fuente, V_{gs} , de Q_1

Posteriormente, se caracteriza la conmutación con las señales I_d y V_{ds} , la corriente de drenador y la tensión drenador-fuente.

Cuando el convertidor está trabajando en modo frenado regenerativo (modo reductor), el transistor estará bloqueando la tensión de entrada, $V_{ds} = V_{bus} = 36V$, en el período de DT ($3,35\mu s$) y conducirá en el período $(1 - D)T$ con tensión $V_{gs} = 0V$.

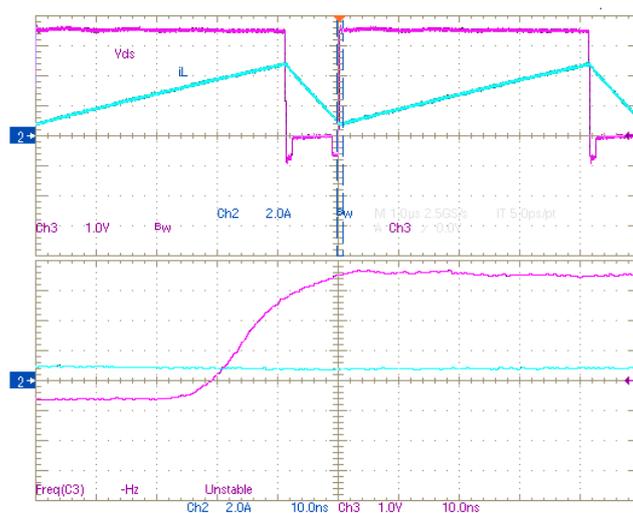


Figura 7.16. Tensión drenador-fuente, V_{ds} , vs corriente inductancia, I_L

A partir de la figura anterior, se obtiene un tiempo de subida (tiempo en el que tarda en ponerse en conducción el transistor) de $t_r = 40ns$. Se compara con un MOSFET IRF530, que presenta un tiempo de subida según el fabricante de $t_r = 70 ns$.

Cuando el convertidor está trabajando como reductor, el transistor está conduciendo en el período $(1 - D)T$ y su intensidad de drenador en ese período es la intensidad por la bobina como se muestra en la siguiente figura. El ruido que presenta la intensidad en la conmutación podría ajustarse con el tiempo muerto.

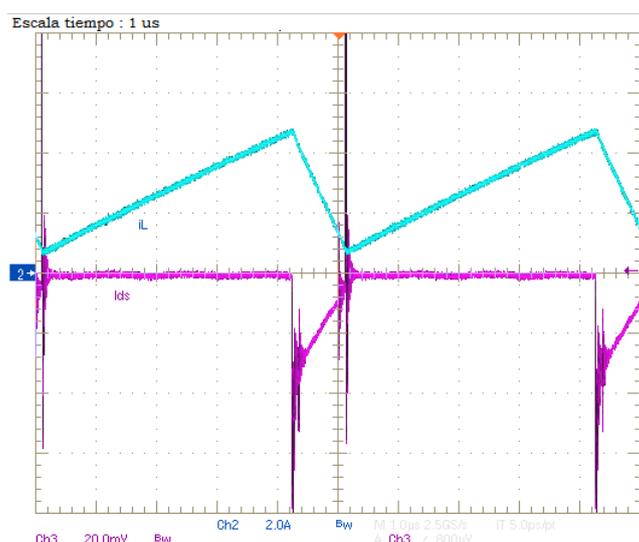


Figura 7.17. Corriente por el drenador, I_D , de Q_1 vs corriente inductancia, I_L

7.4.4 RENDIMIENTO DEL CONVERTIDOR

Por último, se ha calculado el rendimiento del convertidor para ambos modos de funcionamiento. Para ello, se ha utilizado la siguiente fórmula, siendo la potencia de la fuente la potencia leída en la fuente de alimentación utilizada.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100 = \frac{V_{out} I_{out}}{P_{fuente}} * 100$$

Ecuación 7.4. Rendimiento

Aplicamos la fórmula descrita al convertidor cuando éste está funcionando en modo de aceleración positiva, y por tanto, elevando la tensión.

$$\eta_{BOOST} = \frac{36 V * 1,2 A}{46 W} * 100 = \mathbf{93,91\%}$$

Ecuación 7.5. Rendimiento del convertidor en modo aceleración positiva (Boost)

Posteriormente se aplica al convertidor trabajando en frenado, cuando éste opera reduciendo la tensión.

$$\eta_{BUCK} = \frac{24V * 2,5 A}{63,7 W} * 100 = \mathbf{94,19\%}$$

Ecuación 7.6. Rendimiento del convertidor en modo frenado regenerativo (Buck)

7.5 CONCLUSIONES

Se ha comprobado cómo con la utilización de la tecnología GaN se ha conseguido un rendimiento elevado del convertidor en ambos modos de operación y que se acerca al rendimiento calculado teóricamente.

Las posibles diferencias entre los resultados experimentales y las simulaciones ideales del convertidor se deben a elementos parásitos e introducción de fuentes de alimentación externas que no han sido contemplados en el estudio y diseño.

DOCUMENTO N° 2:

ANEXOS

ÍNDICE DE ANEXOS

1. CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO DE LA BOBINA	6
2. DISEÑO DE LA BOBINA	7
2.1 CÁLCULO TEÓRICO	7
2.2 CÁLCULO EN PEXPT	10
2.3 RESULTADOS DE LA CONSTRUCCIÓN DE LA BOBINA.....	12
3. CONTROL PWM	13
3.1 ESTRUCTURA	13
3.2 RESOLUCIÓN DEL PWM	14

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1. Pérdidas en el núcleo en función de la frecuencia	6
Figura 2.1. Introducción de parámetros en PExrt	10
Figura 2.2. Parámetros calculados	11
Figura 2.3. Cálculos de PExprt.....	11
Figura 2.4. Disposición del enrollamiento.....	11
Figura 2.5. Diagramas llenado de ventana y pérdidas	12
Figura 3.1. Entradas y salidas de la FPGA.....	13
Figura 3.2. Esquemático de la estructura del PWM.....	14

ÍNDICE DE ECUACIONES

Ecuación 1.1. Pérdidas en el núcleo de la bobina por Ridley-Nace	6
Ecuación 2.1. Cálculo de la constante K_{gfe} a partir de la geometría del núcleo	7
Ecuación 2.2. Cálculo del <i>air gap</i>	8
Ecuación 2.3. Cálculo del número de vueltas	8
Ecuación 2.4. Cálculo de la sección del hilo de cobre	8
Ecuación 2.5. Cálculo de la resistencia equivalente debida a las pérdidas en el cobre	8
Ecuación 3.1. Resolución del PWM	14

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. Datos del núcleo de la inductancia	7
Tabla 2.2. Consideraciones previas.....	9
Tabla 2.3. Parámetros de construcción de la bobina	9
Tabla 2.4. Bobina.....	12
Tabla 3.1. Variación del ciclo de trabajo en la tensión de salida.....	15

1. CÁLCULO DE PÉRDIDAS EN EL NÚCLEO DE LA BOBINA

La elección de la frecuencia de conmutación del convertidor bidireccional se fundamenta en el cálculo del rendimiento a diferentes frecuencias. Por tanto, se ha hecho una estimación de las pérdidas debidas al transistor HEMT y a la bobina.

Dentro de las pérdidas causadas por la bobina, se han tenido en cuenta las pérdidas en el núcleo ferromagnético de la inductancia, dadas por la Ecuación 1.1.

$$P_{L,Core} = [a \ln(f_{sw}) + b] f_{sw}^x \Delta B^c f_{sw}^{+d}$$

Ecuación 1.1. Pérdidas en el núcleo de la bobina por Ridley-Nace [Error! No se encuentra el origen de la referencia.].

El fabricante EPCOS [10] nos proporciona una gráfica en la que se representan las pérdidas por unidad de volumen (en m^3) en el núcleo en función de la frecuencia y el flujo magnético, como se muestra en la siguiente figura.

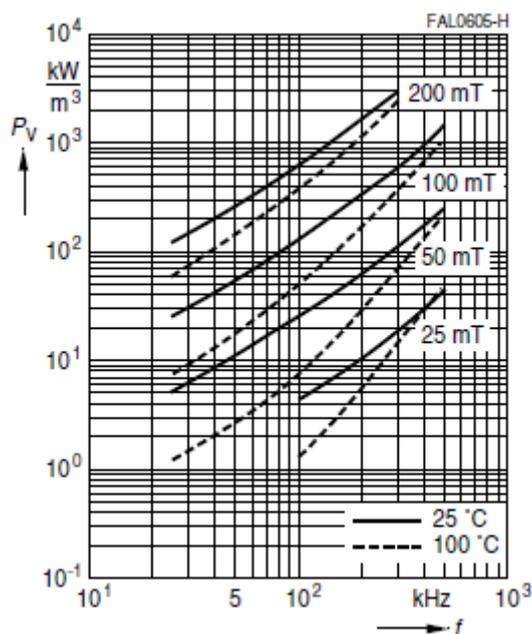


Figura 1.1. Pérdidas en el núcleo en función de la frecuencia

2. DISEÑO DE LA BOBINA

2.1 CÁLCULO TEÓRICO

Para la construcción de la bobina, se ha utilizado el método de la K_{gfe} , descrito por el libro “*Fundamentals of Power Electronics*” [7], además del respaldo del programa PExprt de Ansys Electromagnetics para la verificación de los cálculos.

La bobina se ha creado con un núcleo ferromagnético N87, en un soporte RM14 (véase el documento Planos), que tienen las características descritas en la siguiente tabla.

Datos del núcleo N87 con parte RM14	
Área de sección transversal del núcleo, A_c	2,01 cm ²
Área de ventana, W_A	1,06 cm ²
Longitud media por vuelta, MLT	5,09 cm ²

Tabla 2.1. Datos del núcleo de la inductancia

El método de la K_{gfe} utiliza las siguientes fórmulas para la determinación de los parámetros necesarios para la construcción de la bobina.

$$K_{gfe} = \frac{A_c^2 W_A}{(MLT)} \quad (cm^5)$$

Ecuación 2.1. Cálculo de la constante K_{gfe} a partir de la geometría del núcleo

Una vez calculada la constante K_{gfe} , se determina la longitud del hueco de vacío, o *air gap*.

$$l_g = \frac{\mu_0 L I_{max}^2}{B_{max}^2 A_c} * 10^4 \quad (m)$$

Ecuación 2.2. Cálculo del *air gap*

Donde l_g es la longitud en metros de vacío necesario, μ_0 es la permeabilidad magnética en vacío, L el valor de la inductancia calculada para la especificación de rizado de corriente, I_{max} es el máximo valor de corriente por la bobina, B_{max} es la máxima densidad de flujo magnético en el núcleo y A_c es el área de la sección transversal del núcleo.

Posteriormente, se calcula el número de vueltas necesario en la construcción de la bobina.

$$n = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} * 10^4$$

Ecuación 2.3. Cálculo del número de vueltas

A continuación, se calcula el área de sección del hilo de cobre necesario.

$$A_w \leq \frac{K_u W_A}{n} \quad (cm^2)$$

Ecuación 2.4. Cálculo de la sección del hilo de cobre

Donde K_u es el factor de llenado de la ventana, W_A es el área de ventana y n es el número de vueltas redondeado a su número entero más próximo, calculado en Ecuación 2.3.

Además, se ha calculado la resistencia equivalente asociada a las pérdidas en el cobre de la bobina.

$$R_L = \frac{\rho n (MLT)}{A_w} \quad (\Omega)$$

Ecuación 2.5. Cálculo de la resistencia equivalente debida a las pérdidas en el cobre

Donde ρ es la resistividad del cobre.

Para el cálculo se han tenido en cuenta una serie de consideraciones previas, recogidas en la Tabla 2.2.

Consideraciones previas	
Densidad de campo máximo, B_{max}	100mT
Factor de llenado de ventana, K_u	0,33

Tabla 2.2. Consideraciones previas

A partir de las ecuaciones y los datos del núcleo seleccionado, se calculan los parámetros de la bobina, recogidos en la siguiente tabla.

Parámetros de construcción de la bobina	
Longitud del <i>air gap</i>, l_g	4,5 mm
Número de vueltas, n	11
Área de sección del hilo de cobre, A_W	0,032 cm²
Resistencia equivalente, R_L	3mΩ
Pérdidas derivadas de la resistencia equivalente	2,82 W

Tabla 2.3. Parámetros de construcción de la bobina

2.2 CÁLCULO EN PEXPT

Una vez calculados los parámetros teóricamente, se utiliza el programa PExprt para corroborar los cálculos. En el programa se introduce el tipo de convertidor a diseñar y los requisitos deseados, como frecuencia de conmutación, tensión de entrada y tensión de salida o rizado de corriente. Te muestra un diagrama con las ondas correspondientes a la bobina, su tensión e intensidad.

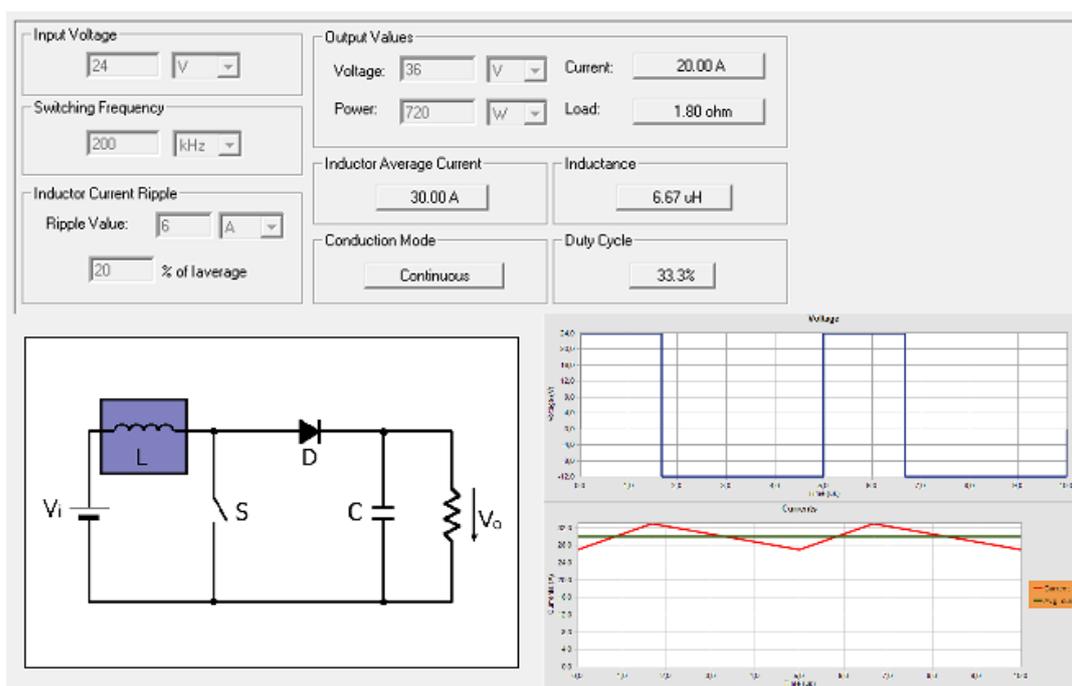


Figura 2.1. Introducción de parámetros en PExrt

Posteriormente se elige el tipo de núcleo y soporte de la biblioteca de diseño, y el programa calcula y grafica datos como el número de vueltas, la sección del hilo de cobre o las pérdidas en el cobre y en el hierro, para distintas configuraciones de sección y enrollamiento de los cables.

Las posibles configuraciones de parámetros son ordenadas en una lista ordenada de menos a mayor por las pérdidas que genera.

En la Figura 2.2, se pueden ver los parámetros calculados dado un tamaño y material del núcleo.

Component	Parameters
Core Size: RM14	Gap: 1.19 mm
Bobbin: RM14	Number of Turns: 5
Core Material: N87	Parallel Turns: 2
Wire: AWG12	
Library: Epcos_Design	

Figura 2.2. Parámetros calculados

Una vez se ha escogido una configuración, podemos comprobar los resultados de aplicar el método de la K_{gfe} en el programa.

Losses considering selected model Core: 40.530 mW Winding: 986.847 mW Total: 1.027 W	Window Occupancy Window Filling (%): 33.27 Winding Rate (%): 66.18	Flux Density Variation of B (mT): 40.00 Maximum B (mT): 220.00
Winding losses (with DC Resistance) DC Resistance: 1.084 mohm Irms: 30.050 A DC losses: 978.939 mW	Current Density : 4.55 A/mm ² Inductance : 6.67 uH	Incremental permeability Havg (A/m): 72.34 Permeability Initial: 2200.00 Actual: 2200.00
	Temperature Max. Temperature (°C): 35.01 Core Temperature (°C): 33.95	

Figura 2.3. Cálculos de PExprt

Además, el programa PExprt grafica la disposición de las vueltas en el enrollamiento así como diagramas de llenado de ventana o pérdidas.

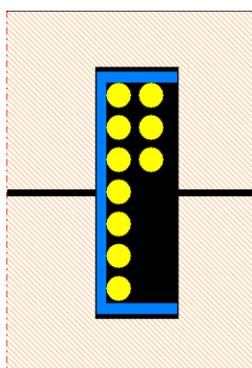


Figura 2.4. Disposición del enrollamiento

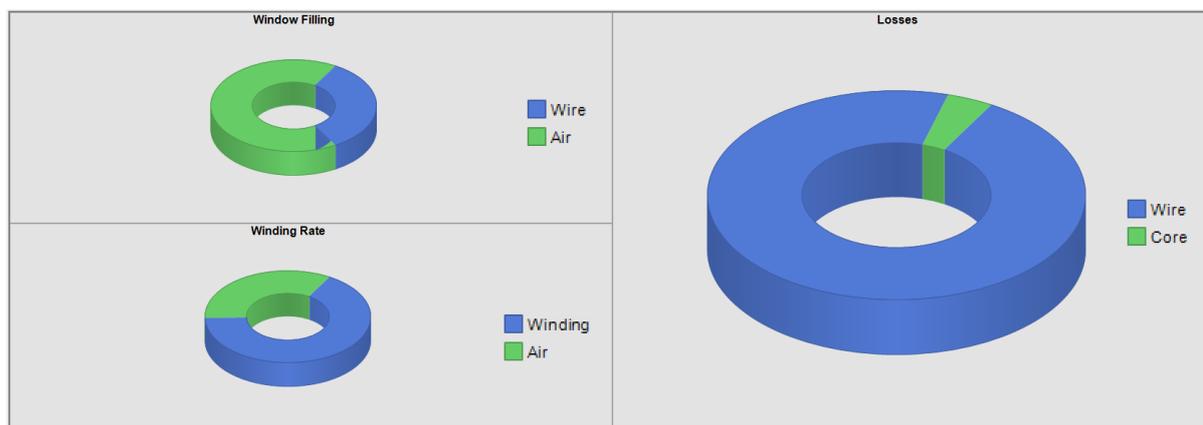


Figura 2.5. Diagramas llenado de ventana y pérdidas

2.3 RESULTADOS DE LA CONSTRUCCIÓN DE LA BOBINA

Apoyándose en los cálculos teóricos y los cálculos del programa PExprt, se construye la bobina y se comprueban sus parámetros.

El resultado final se recoge en la siguiente tabla.

BOBINA	
Valor de la inductancia, L	$6,82 \mu H$
Núcleo ferromagnético	$N87$
Soporte	$RM 14$
Sección del hilo de cobre, A_W	$1,5 mm^2$
Número de vueltas, n	6
Disposición	$2 hilos en paralelo$
Resistencia parásita	$16 m\Omega$

Tabla 2.4. Bobina

3. CONTROL PWM

Las señales que gobiernan los transistores GaN son dos señales PWM digitales complementarias con frecuencia $f_{sw} = 200kHz$, con ciclo de trabajo variable y un tiempo muerto de $t_d = 100ns$. Estas señales se han definido en lenguaje VHDL e implementado en una FPGA, en el entorno ISE Design Suite de Xilinx.

En los siguientes apartados se explica la estructura dada al proyecto del PWM en el entorno ISE y la resolución obtenida de la señal generada.

3.1 ESTRUCTURA

Para la creación de las señales PWM que gobiernan los transistores GaN del circuito, se ha diseñado un proyecto en el entorno de Xilinx, ISE Design Suite que describe la modulación del ciclo de trabajo a partir de las entradas UP/DOWN, la generación de la portadora triangular, la comparación de moduladora y portadora, la creación de tiempo muerto y un bloque de seguridad que evita que ambos transistores conduzcan simultáneamente por un error en el hardware.

En la siguiente figura, se muestran las entradas y salidas a la FPGA, siendo la señal de reloj la administrada por el oscilador interno del dispositivo.

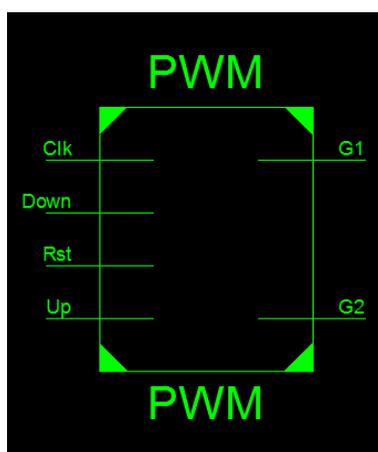


Figura 3.1. Entradas y salidas de la FPGA

Donde N_{DPWM} es el número de pasos para crear una señal triangular de $200kHz$ con una frecuencia de $50MHz$ dada por el oscilador de la FPGA.

Esta resolución implica que la variación en un escalón del ciclo de trabajo en tanto por ciento es de $0,39\%$. Se expone un ejemplo de lo que esto implica en la siguiente tabla, cuando el convertidor está trabajando como elevador y tiene una tensión en la batería constante de $24V$. La desviación en números enteros representa el número de veces que se ha presionado un pulsador, pulsador de UP (crece el ciclo de trabajo) y pulsador de DOWN (decrece el ciclo de trabajo) en la placa creada para el control.

Desviación UP (+) / DOWN (-) respecto al nominal	Ciclo de trabajo, D	Tensión de bus, V_{bus}
-50	13,5%	27,75 V
-10	29,1%	33,85 V
-1	32,61%	35,62 V
0	33,33%	36 V
+1	33,7%	36,24 V
+10	36,9%	38 V
+50	52,5%	50,5 V
+100	72%	85,71 V
+150	91,5%	282,35 V

Tabla 3.1. Variación del ciclo de trabajo en la tensión de salida

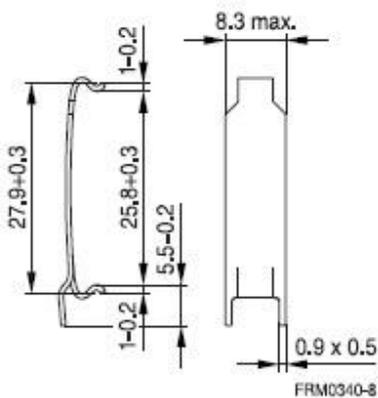
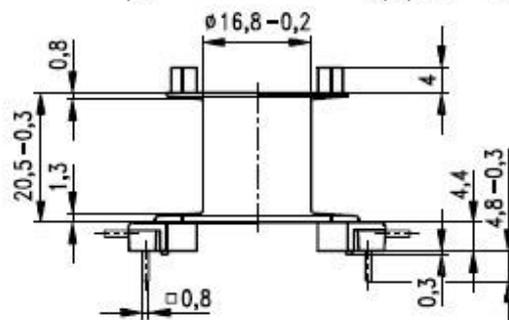
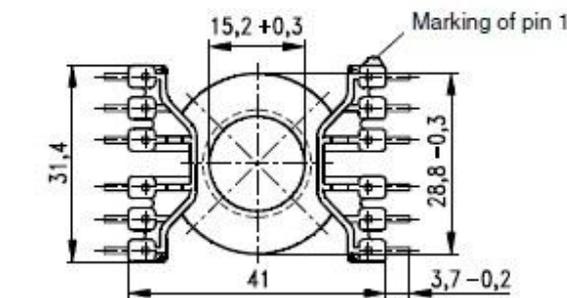
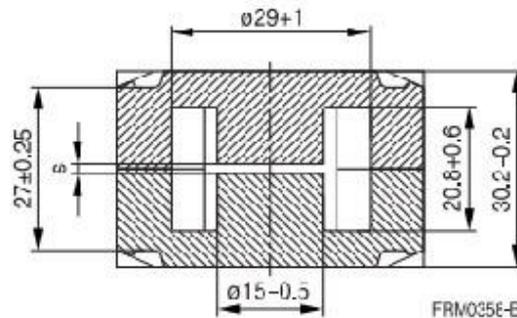
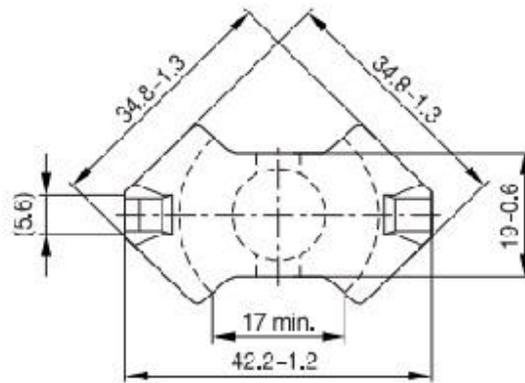
La Tabla 3.1, vemos que la variación del ciclo de trabajo en un escalón de la portadora, implica una variación de aproximadamente $0,3V$ en la tensión de salida.

DOCUMENTO N° 3:

PLANOS

ÍNDICE DE PLANOS

1. COMPONENTES DE LA BOBINA.....	3
2. ESQUEMÁTICO DEL PROTOTIPO PARA EL CONTROL.....	4
3. ESQUEMÁTICO DE LA MOTHERBOARD	5



Título, Título suplementario
Componentes de la bobina

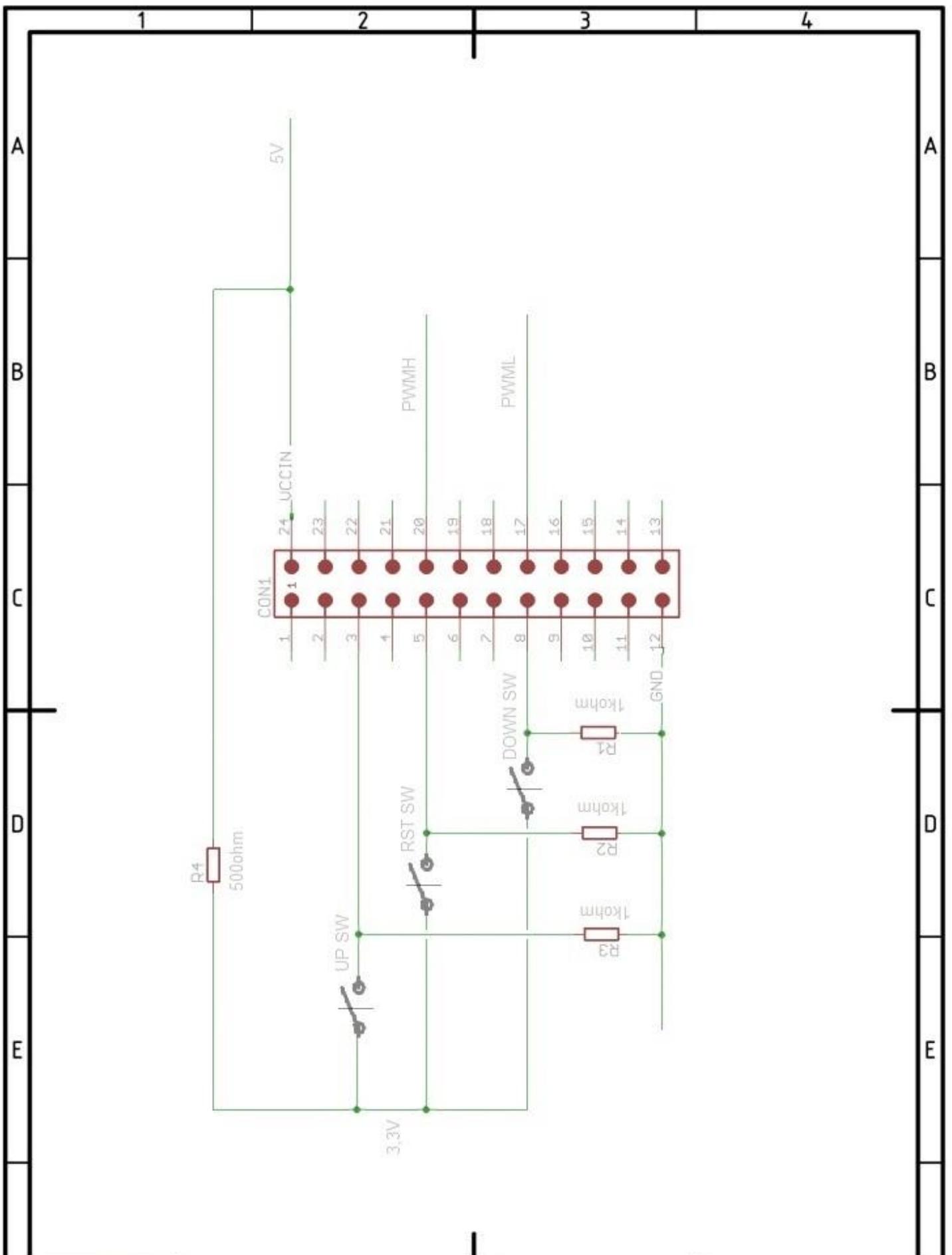
Tipo de documento
Dibujo de Componente

Creado por
Lara Fernández Gutiérrez

Aprobado por
Francisco J. Azcondo

Fecha de edición
04-06-2017

Rev. A	Idioma es	Hoja / Hojas 1/3
------------------	---------------------	----------------------------



Título, Título suplementario
Esquemático del prototipo para
placa de control

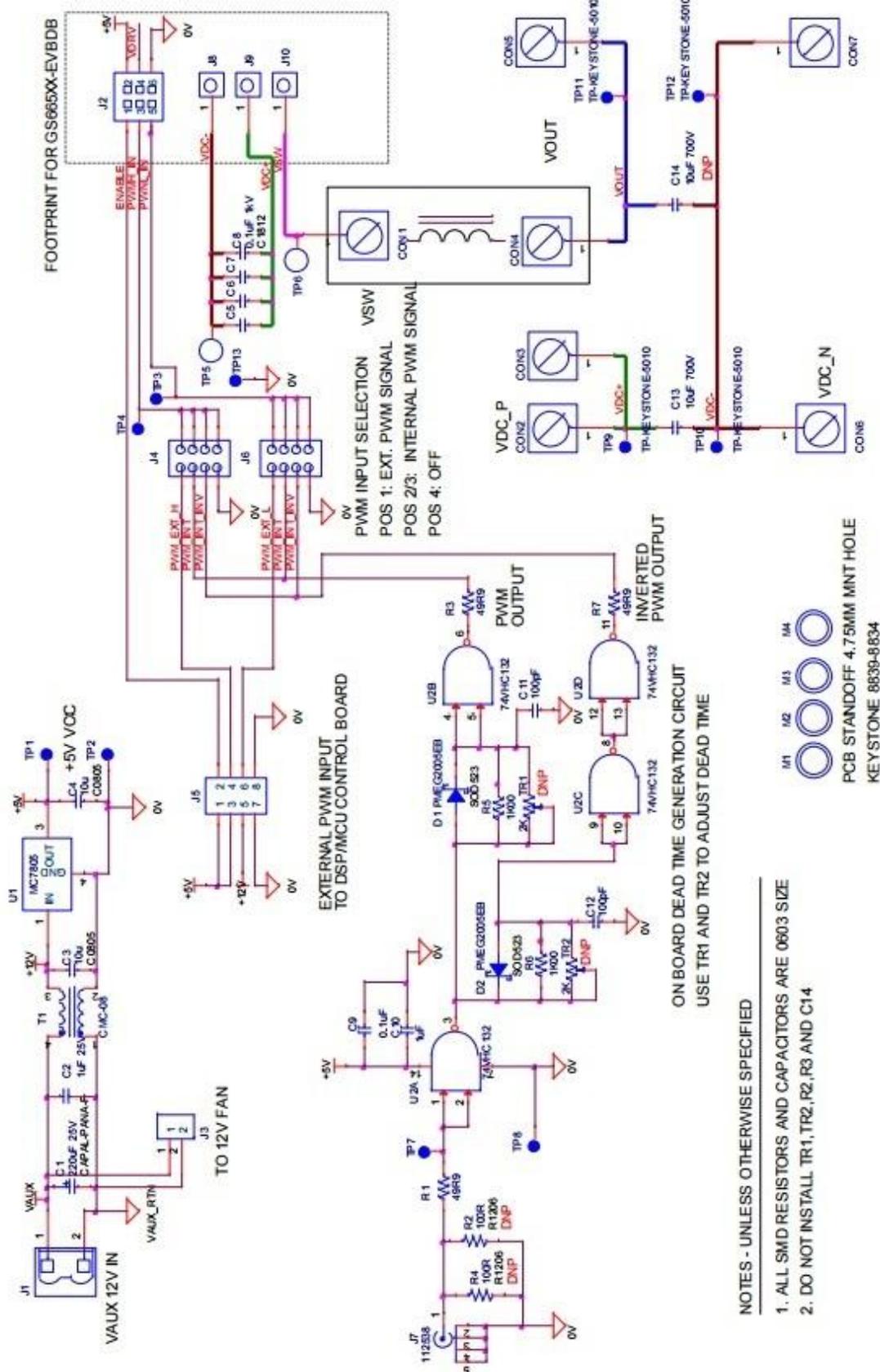
Tipo de documento
Esquemático

Creado por
Lara Fernández
Gutiérrez

Aprobado por
Francisco J.
Azcondo

Fecha de edición
14-06-2017

Rev. A	Idioma es	Hoja / Hojas 2/3
-----------	--------------	---------------------



Título, Título suplementario
Esquemático Motherboard GS665MB-EVB (GaN Systems)

Tipo de documento
Esquemático

Creado por
Lara Fernández Gutiérrez

Aprobado por
Francisco J. Azcondo

Fecha de edición
14-06-2017

Rev. A	Idioma es	Hoja / Hojas 3/3
------------------	---------------------	----------------------------

DOCUMENTO N° 4:

PLIEGO DE CONDICIONES

ÍNDICE DEL PLIEGO DE CONDICIONES

1. DISPOSICIONES GENERALES	3
1.1 RESUMEN DEL PROYECTO	3
1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES.....	3
2. CONDICIONES TÉCNICAS	4
2.1 ALIMENTACIÓN DE LA PLACA DE CONTROL	4
2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA PLACA DE CONTROL	4
2.3 ALIMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR	4
2.4 CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL PWM EN MOTHERBOARD	4
2.5 CONDICIONES DE EJECUCIÓN	5
2.6 PRECAUCIONES DE USO.....	5

1. DISPOSICIONES GENERALES

1.1 RESUMEN DEL PROYECTO

El proyecto consiste en el diseño e implementación de un circuito bidireccional de potencia en un entorno de aplicación para vehículos eléctricos. El circuito transfiere la energía entre la batería y el motor de un vehículo, debido a que trabajan a distintas tensiones.

Los elementos diseñados del circuito se han implementado y acoplado a una placa madre de Gan Systems, con un módulo de transistores HEMT de potencia de Nitruro de Galio. Además, se ha diseñado un prototipo en una matriz de puntos que permite interactuar con el ciclo de trabajo, así como servir de apoyo a la FPGA en la que se ha implementado el control.

1.2 ALCANCE Y APLICABILIDAD DEL PLIEGO DE CONDICIONES

El Pliego de Condiciones establece los mínimos legales que deben satisfacerse para ejecutar el proyecto.

Las condiciones recogidas en este documento son aplicables durante el proceso de diseño, fabricación y verificación del prototipo.

2. CONDICIONES TÉCNICAS

2.1 ALIMENTACIÓN DE LA PLACA DE CONTROL

La placa de control diseñada que permite interactuar con el ciclo de trabajo, y que además, sirve de soporte a la FPGA, se debe de alimentar a 5V. El placa tiene incluido el divisor de tensión necesario para administrar los 3,3V requeridos para las entradas a la FPGA (entradas LVCMOS33).

2.2 CARACTERÍSTICAS DE LA PLACA DE CONTROL

Es necesario tener en cuenta una serie de precauciones para la correcta utilización de la placa de control.

Las conexiones entre los distintos componentes se han realizado con hilos de soldadura, simulando las pistas de una PCB. Sin embargo, estas pistas tienen una sección de estaño mayor que aquellas de una pista, lo que implica que aumente la cantidad de corriente que pasa por ellas. Como precaución, no se debe de operar a una temperatura mayor de 50°C, debido a que derivará en malfuncionamiento del control y posible rotura de la FPGA.

2.3 ALIMENTACIÓN DEL CONVERTIDOR

La placa madre de Gan Systems para la evaluación de los transistores (véase Anexos), debe alimentarse a una tensión de 12 V. El resto de alimentaciones auxiliares las provee la placa.

2.4 CARACTERÍSTICAS DEL CONTROL PWM EN MOTHERBOARD

Cuando se quiera evaluar el módulo de transistores mediante un control PWM externo, estas señales no deben superar los 5V a riesgo de rotura de los transistores.

2.5 CONDICIONES DE EJECUCIÓN

El proyecto debe ejecutarse según se ha descrito en la Memoria. Cualquier variación puede derivar en un funcionamiento del convertidor incorrecto o de rotura en cualquiera de sus componentes.

2.6 PRECAUCIONES DE USO

La placa del control y la placa madre utilizada para la evaluación del convertidor no deben de ser alimentadas por tensiones establecidas como máximas.

En la placa madre se debe de monitorizar la temperatura durante su uso, debido a que una temperatura de más de 70°C podría causar desperfectos en el circuito.

DOCUMENTO N° 5:

MEDICIONES

ÍNDICE DE MEDICIONES

1. LISTA DE COMPONENTES	3
--------------------------------------	----------

1. LISTA DE COMPONENTES

En este documento se exponen los materiales y elementos utilizados en el montaje y fabricación del convertidor bidireccional.

Identificador	Descripción	Cantidad
ID 0.001	GS665MB-EVB, GaN System Motherboard	1
ID 0.002	GS6651ST-EBDB, pack módulos transistores GaN	1
ID 0.003	FPGA Xilinx xc3s200	1
ID 0.004	Núcleo ferrita N87	1
ID 0.005	Carrete para bobina, RM14	1
ID 0.006	Clip para Transformador, RM14	2
ID 0.007	Carrete hilo cobre, 1.5 mm^2	1
ID 0.008	Pulsadores	3
ID 0.009	Placa de matriz de puntos	1
ID 0.010	Conector de Cable a Placa (Amphenol), 2.54 mm, 8 Contactos, 2 Filas	1
ID 0.011	Conector de Cable a Placa (Amphenol), 2.54 mm, 8 Contactos, Receptáculo	2
ID 0.012	Cable plano 8 vías, 24 AWG, 0.23 mm^2	1 m.
ID 0.013	Borne de potencia, 2 vías, 12 A, macho	1
ID 0.014	Cable AWG 14, 600V/1000v, 2.5 mm^2	1m.

DOCUMENTO N° 6:
PRESUPUESTO

ÍNDICE DE PRESUPUESTO

1. COSTES.....	3
1.1 MANO DE OBRA	3
1.2 MATERIAS PRIMAS	3
1.3 PUESTO DE TRABAJO	4
1.4 COSTES TOTALES	5

1. COSTES

1.1 MANO DE OBRA

En base a los salarios pactados, y de acuerdo con el número de horas trabajadas, se muestra el coste de la mano de obra directa en la siguiente tabla.

	Sueldo bruto	Horas trabajadas	Total
INGENIERO	15 €/h	520 h.	7800 €
Costes Mano de Obra Directa			7800 €

El coste total de la Mano de Obra Directa (MOD) del proyecto asciende a **siete mil ochocientos euros**.

1.2 MATERIAS PRIMAS

Para la realización de este proyecto han sido necesarias las materias primas expuestas en el Documento N° 5.

Id.	Descripción	Cantidad	Precio Unitario	Total
ID 0.001	GS665MB-EVB, GaN System Motherboard	1	147,04 €	147,04 €
ID 0.002	GS66516T-EVBDB, pack módulos transistores GaN	1	193,46 €	193,46 €
ID 0.003	FPGA Xilinx xc3s200	1	59,00 €	59,00 €
ID 0.004	Núcleo ferrita N87	1	7,44 €	7,44 €

ID 0.005	Carrete para bobina, RM14	1	2,50 €	2,50 €
ID 0.006	Clip para Transformador, RM14	2	0,99 €	1,98 €
ID 0.007	Carrete hilo cobre, 1.5 mm ²	1	20,02 €	20,02 €
ID 0.008	Pulsadores	3	1,67 €	5,01 €
ID 0.009	Europlaca	1	6,58 €	6,58 €
ID 0.010	Conector de Cable a Placa (Amphenol)	1	0,45 €	0,45 €
ID 0.011	Conector de Cable a Placa (Amphenol)	2	0,86 €	1,72 €
ID 0.012	Cable plano 8 vías, 24 AWG, 0.23 mm ²	1	1,68 €	1,68 €
ID 0.013	Borne de potencia, 2 vías, 12 A, macho	1	1,74 €	1,74 €
ID 0.014	Cable AWG 14, 600V, 2.5 mm ²	1m.	1,14 €/m	1,14 €
Coste de las Materias Primas			449,76 €	

El coste total de las Materias Primas (MP) asciende a **cuatrocientos cuarenta y nueve euros con setenta y seis céntimos**.

1.3 PUESTO DE TRABAJO

En el proyecto se deben de tener en cuenta los gastos derivados del uso de equipos informáticos, instrumental de laboratorio y el coste energético de la electricidad.

En el caso del coste energético, se ha contabilizado como 0,615 €/h según Red Eléctrica Española. Por tanto, el coste energético asciende a:

$$\text{Coste Energético} = 520h * 0,615 \frac{\text{€}}{h} = 319,8 \text{ €}$$

Además, se ha calculado el coste de amortización de los equipos empleados durante el proyecto, como fuentes de alimentación, osciloscopios, multímetros, equipo de soldadura y herramientas. Se ha considerado un precio total de 2000 €.

Se toma como ciclo de vida de este equipo un período de 8 años, y siendo la duración del proyecto de 2,95 meses, los costes de amortización ascienden a:

$$\text{Coste de Amortización} = \frac{2,95 \text{ meses}}{96 \text{ meses}} * 2000 \text{ €} = 61,46 \text{ €}$$

Finalmente se tiene en cuenta el coste de las licencias del software de los programas utilizados en el proyecto, que han servido de apoyo en el diseño y simulación del convertidor, que son de 2500 €/año.

$$\text{Coste de Licencias} = \frac{2,95 \text{ meses}}{12 \text{ meses}} * 2500 \text{ €} = 614,58 \text{ €}$$

Por tanto, el coste total del puesto de trabajo es el siguiente:

$$\text{Coste del Puesto de Trabajo} = 319,8 \text{ €} + 61,46 \text{ €} + 614,58 \text{ €} = \mathbf{995,84 \text{ €}}$$

El coste total derivado del puesto de trabajo asciende a **setecientos treinta y nueve euros con noventa y siete céntimos**.

1.4 COSTES TOTALES

Los costes totales de la realización del proyecto se muestran en la siguiente tabla.

	Mano de Obra	Materia Prima	Puesto de trabajo	Total
Coste	7800 €	449,76 €	995,84 €	9245,60 €

El coste total del proyecto asciende a **nueve mil doscientos cuarenta y cinco euros con sesenta céntimos**.