



UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA

**Diseño y desarrollo de la etapa de potencia de un convertidor DC-DC  
400V/12V de 3,6kW para vehículos eléctricos e híbridos**

**Autor: Pablo José del Canto Masa**

**Tutores: Gabriel Garcerá Sanfelú**

**Emilio Figueres Amorós**

**Tutor de empresa: Donato Jordan Herrero**

Trabajo Fin de Máster presentado en el Dpto. de  
Ingeniería Electrónica de la Universitat Politècnica de  
València, para la obtención del Título de Máster en  
Ingeniería de Sistemas Electrónicos

Curso 2017-18

Valencia, 24 de Agosto de 2018



## Resumen

Desde varios años atrás hasta la actualidad el motor de combustión ha dominado el mercado de los automóviles, no obstante se puede observar una clara tendencia, impulsada por las energías renovables y la mejora de rendimiento de los EVs, hacia la utilización de los coches eléctricos. Todo apunta a que dentro de unos años el motor de combustión quedara obsoleto y este sector dominará el mercado automovilístico.

En la actualidad tanto en los coches híbridos como en los coches eléctricos, la batería de alto voltaje, habitualmente de 400V, suministra energía tanto a los motores, como a un sistema de menor voltaje. Este sistema, habitualmente de 12 V, es el encargado de proporcionar energía a la batería de baja tensión y a las diferentes cargas, que van desde el sistema de audio hasta el ABS del vehículo. Con esta arquitectura eléctrica surge la necesidad de diseñar convertidores electrónicos de potencia que logren transformar la tensión de la batería de 400V a 12V.

En este trabajo se realizará un estudio de las diferentes topologías de convertidores DCDC para finalmente seleccionar una de ellas y llevar a cabo su puesta en marcha.

El proyecto englobará los siguientes puntos:

- Diseño de la topología.
- Dimensionamiento de los componentes mediante métodos matemáticos y simulaciones.
- Selección de componentes comerciales y creación de las especificaciones para los componentes magnéticos.
- Diseño de la PCB mediante el software Altium.
- Puesta en marcha del convertidor y resolución de los problemas que van surgiendo en los diferentes módulos.
- Presupuestado y extracción de conclusiones.

## Tabla de contenido

Resumen.....	1
Tabla de ilustraciones.....	4
Capítulo 1. Introducción .....	7
1.1 Comparativa Alternador - Convertidor DC/DC .....	8
1.2 Pasos a seguir para el correcto diseño del convertidor.....	9
Capítulo 2. Especificaciones del Convertidor.....	10
Capítulo 3. Estudio de la topología del convertidor.....	12
3.1 Introducción .....	12
3.2 Estudio de las distintas topologías de convertidores DC/DC.....	13
3.2.1 Convertidor flyback.....	13
3.2.2 Convertidor Forward .....	13
3.2.3 Convertidor Full-Bridge .....	14
3.2.4 Convertidor Buck .....	14
3.2.5 Convertidor Push-Pull .....	16
3.2.6 Convertidores Resonantes .....	17
3.2.7 Convertidor LLC multiresonante .....	18
3.2.8 Convertidor Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZVT) .....	19
3.3 Tablas comparativas de las tres arquitecturas valoradas para el proyecto .....	21
3.4 Conclusión.....	22
Capítulo 4. Convertidor Buck + Push-Pull .....	23
4.1 Posibles configuraciones .....	23
4.2 Ventajas Buck + Push-pull.....	24
Capítulo 5. Diseño y simulación del convertidor.....	25
5.1 Etapa Buck .....	25
5.1.1 Dimensionamiento del inductor .....	25
5.1.2 Dimensionamiento del diodo.....	27
5.1.3 Dimensionamiento del switch .....	27
5.1.4 Dimensionamiento del condensador de entrada.....	28
5.1.5 Dimensionamiento del condensador de salida .....	28
5.1.6 Tabla de valores Buck.....	28
5.2 Etapa push-pull.....	29
5.2.1 Ciclo de trabajo del convertidor .....	29
5.2.2 Cálculo de la relación de transformación .....	29
5.2.3 Dimensionamiento de la inductancia del inductor del filtro de salida .....	30
5.2.4 Dimensionamiento de la capacidad del condensador .....	30
5.2.5 Rectificación de la señal.....	30

5.2.6	Dimensionamiento del transformador .....	31
5.2.7	Tabla de valores Push-pull .....	36
5.3	Simulación LTspice.....	37
Capítulo 6.	Circuitos auxiliares del convertidor .....	41
6.1	Disparo de los MOSFET .....	41
6.1.1	Disparo del MOSFET de la etapa Buck .....	41
6.1.2	Disparo de los MOSFETs de la etapa Push-pull .....	42
6.2	Redes snubber del convertidor. ....	43
6.2.1	Introducción .....	43
6.2.2	Análisis del circuito.....	44
6.2.3	Cálculo de los parámetros de los componentes de las redes snubber.....	45
6.3	Sensados .....	48
6.3.1	Tensiones.....	48
6.3.2	Corriente de entrada .....	48
6.3.3	Corriente de salida.....	49
6.3.4	Medida de temperaturas .....	49
Capítulo 7.	Fabricación de la PCB y resultados experimentales.....	50
7.1	Fabricación de la PCB y correcta metodología de rutado .....	51
7.2	Rectificación síncrona .....	52
7.3	Resultados experimentales .....	54
7.3.1	Condensadores de DC Link.....	54
7.3.2	Snubber MOSFET Push-pull .....	59
7.3.3	Formas de onda de las principales corrientes del convertidor.....	62
7.3.5	Tablas de eficiencia del convertidor.....	70
7.3.6	Ensayo de escalones de carga.....	76
Conclusiones	.....	77
Anexo A:	Inductor spec for DCDC converter 1.8kW .....	78
Anexo B:	Transformer spec for DCDC converter 1.8kW .....	83
Anexo C:	Presupuesto .....	90
Bibliografía	.....	91

## Tabla de ilustraciones

Figura 1 Arquitectura HEV/EV. Fuente: [3] .....	7
Figura 2 Diagrama de flujos diseño convertidor. Fuente: [3] .....	9
Figura 3 Zonas de funcionamiento Potencia .....	10
Figura 4 Zonas de funcionamiento - Duty.....	11
Figura 5 Convertidor flyback. Fuente: [3].....	13
Figura 6 Convertidor Forward. Fuente: [3].....	13
Figura 7 Convertidor Full-Bridge. Fuente: [3].....	14
Figura 8 Convertidor Buck (1) Fuente: [8] .....	14
Figura 9 Convertidor Buck (2) Fuente: [13] .....	15
Figura 10 Convertidor Buck (3) Fuente: [13] .....	15
Figura 11 Convertidor Buck(4).....	16
Figura 12 Convertidor push-pull Fuente: [9] .....	16
Figura 13 Convertidores resonantes Fuente: [1] .....	17
Figura 14 Convertidor LLC resonante, configuración half-bridge(1).....	18
Figura 15 Convertidor LLC resonante, configuración half-bridge (2). Fuente: [10] .....	19
Figura 16 Convertidor Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZV). Fuente: [11].....	20
Figura 17 Convertidor Buck + Push-Pull.....	23
Figura 18 Topología del convertidor con un solo filtro. Fuente: [12].....	23
Figura 19 Convertidor buck .....	25
Figura 20 Corriente bobina buck.....	26
Figura 21 Conducción continua VS Conducción discontinua bobina Buck .....	27
Figura 22 Etapa push-pull con rectificación half-bridge.....	29
Figura 23 Duty Buck.....	29
Figura 24 Transformador ideal. Fuente: [14] .....	31
Figura 25 Transformador real. Fuente: [14].....	32
Figura 26 Medida inductancias transformador (1). Fuente: [14] .....	33
Figura 27 Medida inductancias transformador (2). Fuente: [14] .....	33
Figura 28 Dimensionamiento del transformador (1) .....	34
Figura 29 Dimensionamiento del transformador (2) .....	35
Figura 30 Dimensionamiento del transformador (2).....	36
Figura 31 Dimensionamiento del transformador (3).....	36
Figura 32 Dimensionamiento del transformador (4).....	36
Figura 33 Simulación de corrientes etapa buck.....	37
Figura 34 Simulación de corrientes etapa push-pull .....	38

Figura 35 Simulación de tensiones etapa buck .....	39
Figura 36 Simulación de tensiones etapa push-pull .....	40
Figura 37 High-Side driver Buck .....	41
Figura 38 Circuito Bootstrap (1) .....	42
Figura 39 Circuito Bootstrap (2). Fuente: [15].....	42
Figura 40 Driver Dual Push-Pull.....	42
Figura 41 Snubber RC diodos rectificación .....	44
Figura 42 Redes Snubber (1).....	44
Figura 43 Redes Snubber (2).....	44
Figura 44 Redes Snubber (3).....	45
Figura 45 Redes Snubber (4).....	45
Figura 46 Redes Snubber (5).....	46
Figura 47 Redes Snubber (6).....	47
Figura 48 Redes Snubber (7).....	47
Figura 49 Sensor de corriente de entrada .....	48
Figura 50 Sensado de corriente de entrada.....	49
Figura 51 Sensor corriente salida .....	49
Figura 52 Prototipo del convertidor (1).....	50
Figura 53 Prototipo del convertidor (2).....	50
Figura 54 Señal bobinados auxiliares rectificación síncrona .....	52
Figura 55 Rectificación con diodos VS Rectificación síncrona (1) .....	53
Figura 56 Rectificación con diodos VS Rectificación síncrona (2) .....	53
Figura 57 Condensador DClink (1).....	54
Figura 58 Condensador DClink (2).....	55
Figura 59 Condensador DClink (3).....	55
Figura 60 Condensador DClink (4).....	56
Figura 61 Condensador DClink (5).....	57
Figura 62 Condensador DClink (6).....	57
Figura 63 Condensador DClink (7).....	59
Figura 64 Snubber MOSFET Push-pull (1) .....	59
Figura 65 Snubber MOSFET Push-pull (2) .....	60
Figura 66 Snubber MOSFET Push-pull (3) .....	60
Figura 67 Snubber MOSFET Push-pull (4) .....	61
Figura 68 Snubber MOSFET Push-pull (5) .....	61
Figura 69 Corriente por el inductor Buck (1).....	62
Figura 70 Corriente por el inductor Buck (2).....	63
Figura 71 Corriente por el inductor Buck (3).....	63

Figura 72 Corriente por el primario del transformador .....	64
Figura 73 Tensión drenador-surtidor MOSFET buck (1) .....	65
Figura 74 Tensión drenador-surtidor MOSFET buck (2) .....	65
Figura 75 Tensión drenador-surtidor MOSFET push-pull (1) .....	66
Figura 76 Tensión drenador-surtidor MOSFET push-pull (2) .....	66
Figura 77 Tensión drenador-surtidor MOSFET rectificación síncrona (1).....	67
Figura 78 Tensión drenador-surtidor MOSFET rectificación síncrona (2).....	67
Figura 79 Tensión intermedia-salida.....	68
Figura 80 Tensión entrada-salida .....	68
Figura 81 Tensión intermedia-salida.....	69
Figura 82 Tensión entrada-salida .....	69
Figura 83 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @ $V_o=14V$ 3.6kW .....	70
Figura 84 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @ $V_o=14V$ 2.8kW .....	71
Figura 85 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @ $V_o=14V$ 2.2kW .....	71
Figura 86 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @ $V_o=14V$ 1.8kW .....	72
Figura 87 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @ $V_o=14V$ 1.4kW .....	72
Figura 88 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @ $V_o=14V$ 900W .....	72
Figura 89 Gráfica de eficiencia vs. $I_{out}$ - $P_{out}$ @ Volt 9-16 V $V_{in}=250V$ .....	73
Figura 90 Gráfica de eficiencia vs. $I_{out}$ - $P_{out}$ @ Volt 9-16 V $V_{in}=450V$ .....	75
Figura 91 Escalón de carga .....	76

## Capítulo 1. Introducción

Los primeros vehículos eléctricos surgieron en el siglo XIX, cuando el motor de combustión aún no estaba optimizado. Durante los siguientes años hasta la actualidad el motor de combustión ha dominado el mercado de los automóviles, pero se puede observar una clara tendencia, impulsada por las energías renovables y la mejora de rendimiento de los EVs, hacia la utilización de los coches eléctricos. Todo apunta a que dentro de unos años el motor de combustión quedara obsoleto y este sector dominará el mercado automovilístico.

En la actualidad tanto en los coches híbridos como los coches eléctricos, la batería de alto voltaje, habitualmente de 400V, suministra energía a los motores y a un sistema de menor voltaje. Este sistema, típicamente de 12 V, es el encargado de proporcionar energía a cargas que van desde las luces del coche hasta el equipo de audio.

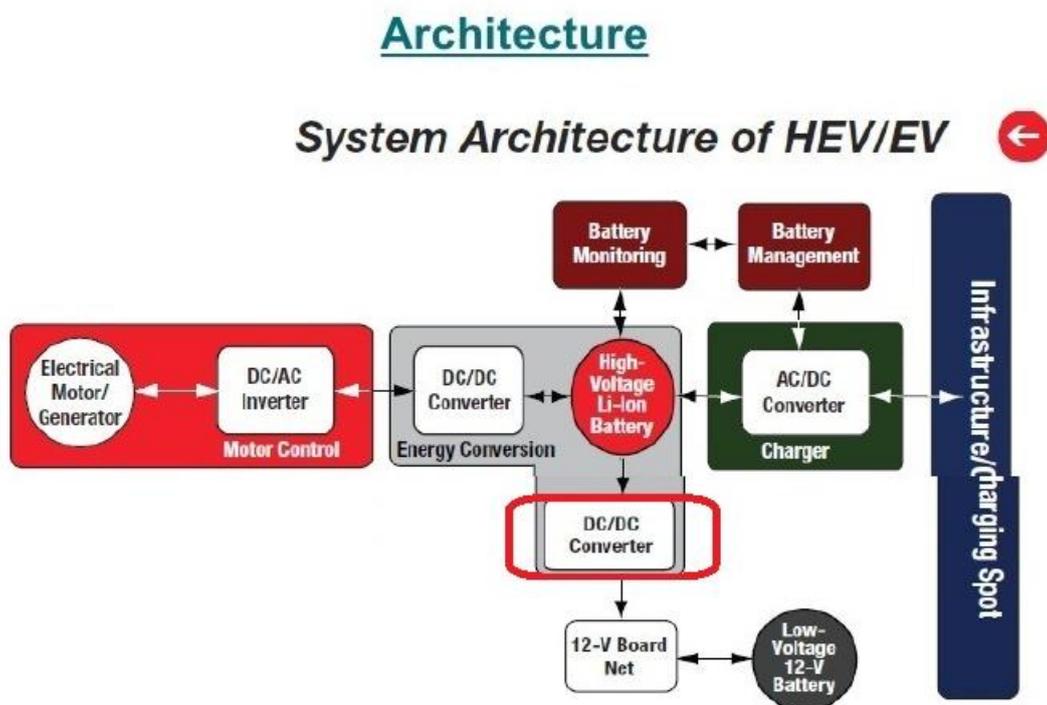


Figura 1 Arquitectura HEV/EV. Fuente: [3]

Con esta arquitectura eléctrica, surge la necesidad de diseñar convertidores electrónicos de potencia que logren transformar la energía de la batería de alta tensión para alimentar a la batería de 12V y las cargas que cuelgan de ella.

Se debe de pensar en que estamos en una etapa de crecimiento electrónico y en que estos convertidores cada vez requerirán más potencia y mejores prestaciones.

Actualmente se requiere una batería por motivos de seguridad, pero la tendencia en el sector es la reducción de la capacidad de esta batería, pudiendo llegar en un futuro a no ser necesaria.

Con estas premisas se ha obtenido una motivación para la realización de este proyecto.

### 1.1 Comparativa Alternador - Convertidor DC/DC

En los coches con motor de combustión interna, la carga de la batería de 12V se realiza mediante un alternado. Para comprender las ventajas que supone el uso de un convertidor electrónico frente a esta pieza se expone la siguiente tabla.

Alternador		Convertidor DC/DC	
<u>Ventajas</u>	<u>Desventajas</u>	<u>Ventajas</u>	<u>Desventajas</u>
Bajo coste	Peso	Peso	Coste
Tecnología depurada	Eficiencia (mecánica y eléctrica)	Eficiencia	Complejidad
	Disponibilidad de transferencia de energía	Disponibilidad de transferencia de energía	
	Control no disponible	Control del dispositivo mediante un microcontrolador	
	Resta eficiencia al motor	No resta eficiencia al motor	

**Tabla 1. Alternador VS Convertidor**

## 1.2 Pasos a seguir para el correcto diseño del convertidor

El diagrama de flujo expuesto a continuación muestra los pasos que se deben de seguir a la hora de diseñar un convertidor electrónico de potencia.

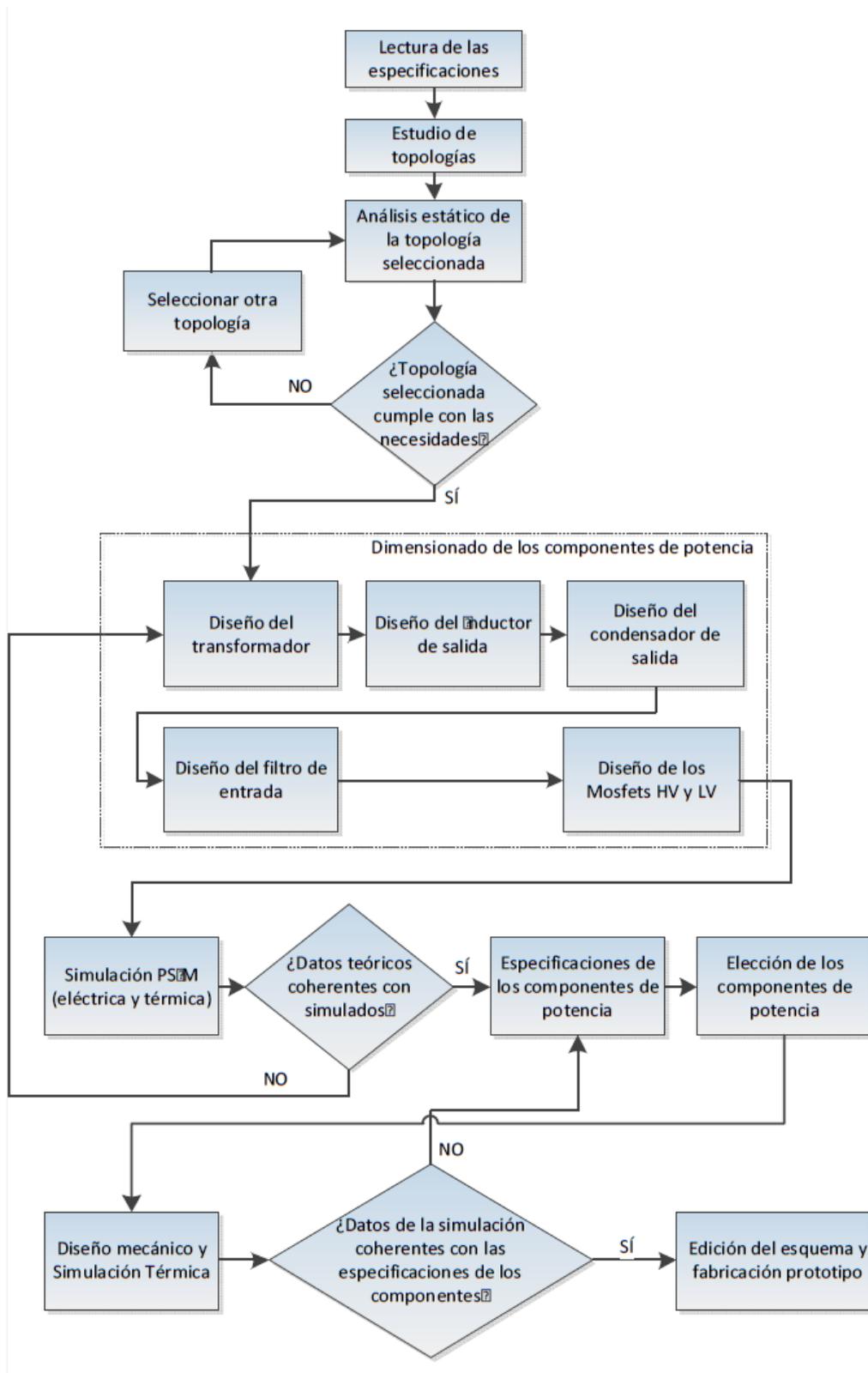


Figura 2 Diagrama de flujos diseño convertidor. Fuente: [3]

## Capítulo 2. Especificaciones del Convertidor

Basando la propuesta del convertidor en diversas RFI (Request For Information) se han obtenido los siguientes parámetros para dimensionar el convertidor.

- Rango de voltaje de entrada 250-490 V.
- Rango de voltaje de salida 9-16 V.
- Voltaje de salida nominal 14 V.
- Máxima corriente de salida 250 A.
- Potencia máxima 3600 W.
- Frecuencia de conmutación 100 kHz.
- $V_{\text{oriz}} < 0.015\%V_0$ .
- Pico de eficiencia del 90%.

El valor de la frecuencia de conmutación no es una especificación en si del convertidor sino más bien una decisión que el diseñador debe de tomar. Seleccionar una frecuencia demasiado alta puede significar el aumento de pérdidas conmutación y mayores EMI, mientras que una frecuencia demasiado baja puede acarrear un aumento significativo del tamaño del convertidor y una respuesta más lenta.

Con los datos anteriores y la ayuda del software Mathcad se puede crear la siguiente curva de potencia en función de tensión de salida e intensidad. Cualquier punto dentro del área de la curva será un punto de funcionamiento del convertidor.

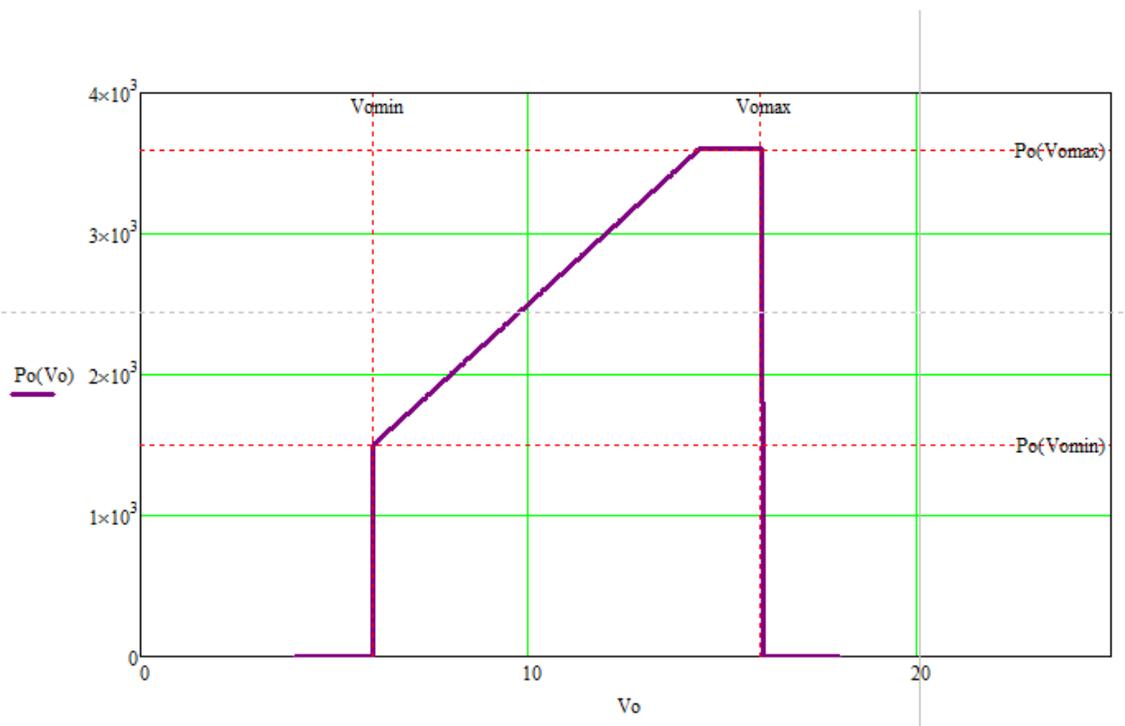


Figura 3 Zonas de funcionamiento Potencia

También se puede deducir unas curvas que muestran el duty que se debe aplicar al convertidor buck para obtener una tensión de salida en función de una tensión de entrada:

#### 4.Dutty Buck

$$N_{pp} := 12 \quad V_{imin} := 250V \quad V_{ominima} := 9V$$

$$Dutty_{pp} := 0.45 \quad V_{imax} := 490V \quad V_{omaxima} := 16V$$

$$D_{buck}(V_o, V_i) := V_o \cdot \frac{N_{pp}}{2 \cdot Dutty_{pp} \cdot V_i}$$

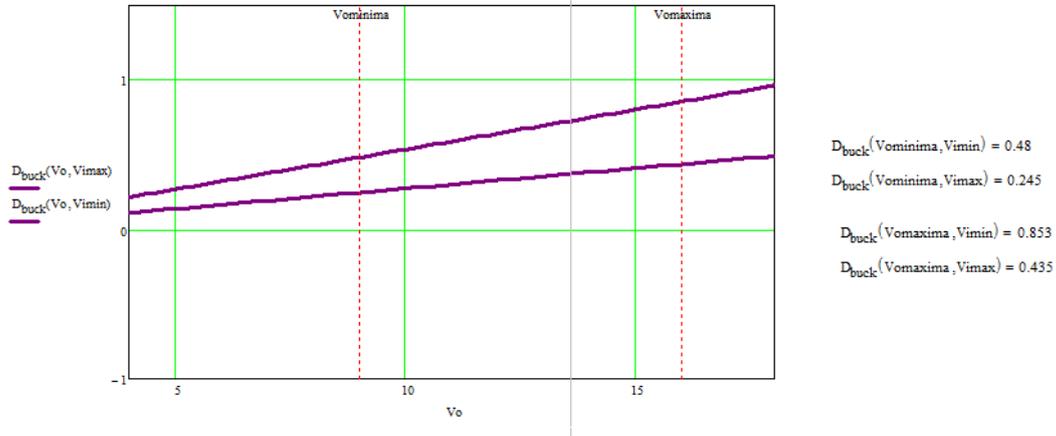


Figura 4 Zonas de funcionamiento - Duty

De la imagen se puede extraer que el duty mínimo con el que operará el convertidor es de 24.5% para una tensión de entrada máxima y una tensión de salida mínima y el duty máximo será del 85.3% para una tensión de entrada mínima y una tensión de salida máxima.

## Capítulo 3. Estudio de la topología del convertidor

### 3.1 Introducción

En la actualidad los convertidores DC-DC emplean diseños tecnológicos existentes, cuyo aspecto fundamental es, por ejemplo, la topología. Los convertidores DC-DC emplean muchas topologías diferentes, ninguna de las cuales es superior a todas las demás en todos los aspectos. Algunas aplicaciones tienen requisitos que se satisfacen mejor con una topología específica. Aunque la consideración completa del gran número de topologías disponibles podría ser una tarea desalentadora, es útil considerar las ventajas y desventajas de las dos clases topológicas principales: la modulación de ancho de pulso de frecuencia fija (PWM) y la conmutación de corriente o voltaje cero de frecuencia variable (ZCS-ZVS).

De los dos, la modulación PWM puede ser algo más simple en el diseño, pero inherentemente intercambia eficiencia a causa de la frecuencia de trabajo, ambos parámetros son de vital importancia para vehículos eléctricos (EV) o híbridos (HEV). La conmutación a alta frecuencia ha sido reconocida durante mucho tiempo como una de las claves principales para conseguir altas potencias en los convertidores en volúmenes reducidos.

Una segunda diferencia importante entre los convertidores DC-DC de frecuencia fija y de frecuencia variable es el ruido generado por la conmutación. De nuevo, un parámetro importante para EVs / HEVs. La conmutación dura (Hard switching) de la modulación PWM, propia de la topología, genera más ruido que la soft-switch presente en las topologías resonantes.

Hoy en día, la principal aplicación de convertidor DC/DC de los coches híbridos y eléctricos es la conversión de una batería de alta tensión a un voltaje típico de 12 voltios, aunque pueden requerirse voltajes más altos, como 42 voltios para la dirección asistida. Los convertidores DC-DC utilizados en esta aplicación suelen tener entradas de 250 - 450 Voltios, salidas ajustables de 12,5 a 15,5 Voltios y potencia de salida de 250 W a 3,6 kW. Los tamaños y pesos de los convertidores DC-DC disponibles varían sustancialmente, dependiendo de la frecuencia de trabajo, las entradas y salidas de voltaje y la potencia.

La conversión de alta tensión / alta potencia en vehículos está en una etapa temprana. Muchos desafíos técnicos y económicos deben resolverse para aplicaciones EV y HEV. Los principales desafíos que se le presentan a un diseñador son:

- Tamaño.
- Peso.
- Eficiencia.
- Compatibilidad electromagnética / interferencia electromagnética (EMC / EMI).
- Fiabilidad a diferentes temperaturas y teniendo en cuenta las tolerancias de los componentes.
- Aislamiento de alto voltaje.
- Disipación de calor / gestión térmica.
- Coste.
- Buen rendimiento en los entornos de calor, frío, choque y vibración.

A continuación se hace un breve repaso por los principales convertidores DC/DC con fin a seleccionar una topología adecuada para el proyecto.

## 3.2 Estudio de las distintas topologías de convertidores DC/DC

### 3.2.1 Convertidor flyback

Este convertidor destaca por su sencillez y funciona entregando potencia cuando el transistor está conduciendo.

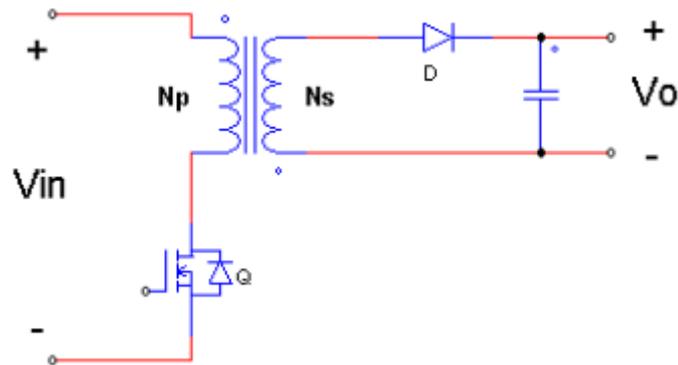


Figura 5 Convertidor flyback. Fuente: [3]

Para el proyecto en el que se está trabajando, quedaría descartado debido a que es empleado en aplicaciones de baja potencia (hasta 100W). Esto es debido a que en el caso de ser empleado, los núcleos deberían de ser de gran tamaño y además sus devanados se verían sometidos a mucho estrés.

### 3.2.2 Convertidor Forward

Su topología es muy similar a la del flyback, pero sigue admitiendo rangos de potencias muy bajos (hasta 250w). Su principal inconveniente viene dado por su unipolaridad. Debe de existir un tiempo en el que el transistor no conduzca para que se restituya el flujo del núcleo, esto nos obligará a tener un ciclo de trabajo menor de 0.5.

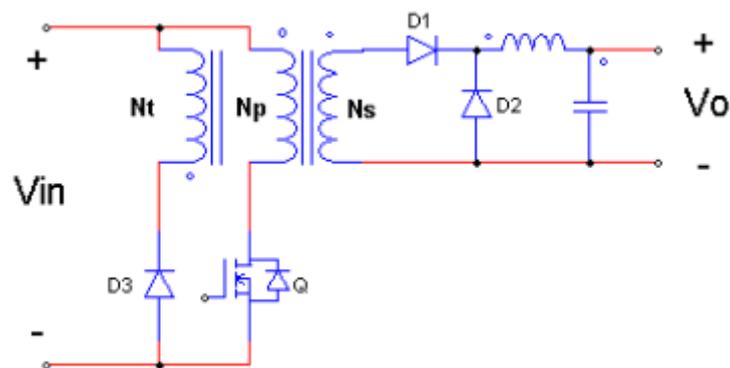


Figura 6 Convertidor Forward. Fuente: [3]

### 3.2.3 Convertidor Full-Bridge

Se trata de un convertidor empleado para aplicaciones de alta potencia (mayores de 1,5 kW) debido al bajo estrés que sufren sus componentes. En esta topología Q1 y Q4 se disparan en fase y Q2 y Q3 se disparan en contrafase. Por otra parte los diodos D1 y D2 actuarán como rectificadores.

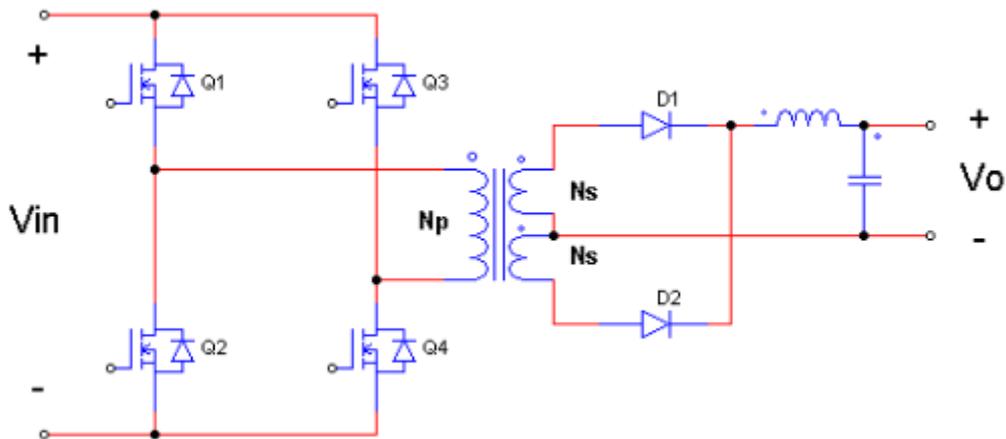


Figura 7 Convertidor Full-Bridge. Fuente: [3]

La principal desventaja de este convertidor es la dificultad de controlar cuatro conmutadores, la alta densidad de componentes que tiene el diseño (lo que supondrá un alto coste en el mismo) y las pérdidas de conmutación.

### 3.2.4 Convertidor Buck

Se trata de un tipo de convertidor que reduce un voltaje continuo a otro de menor magnitud. Su configuración básica se basa en una fuente de alimentación CC, un conmutador, un diodo de conducción y un filtro que alimenta a la carga.

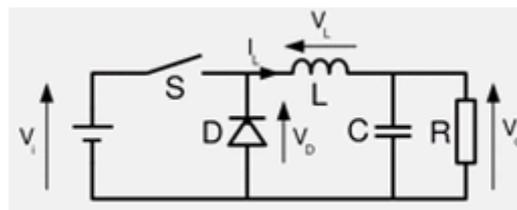


Figura 8 Convertidor Buck (1) Fuente: [8]

A diferencia de un regulador lineal, el convertidor buck es un regulador conmutado, esto supondrá una mejora en la eficiencia a coste de mayor EMI.

La modulación más común de este convertidor se hace por medio de una señal PWM con la que conseguimos variar el ciclo de trabajo de nuestro sistema.

No es aconsejable que la relación de transformación del convertidor sea mayor de 4:1.

El funcionamiento de este convertidor se basa en dos estados:

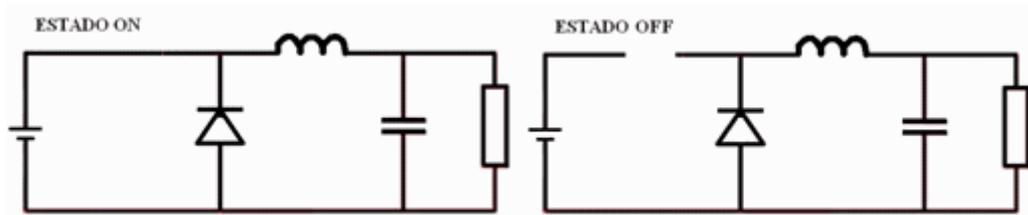


Figura 9 Convertidor Buck (2) Fuente: [13]

En el estado ON el conmutador está cerrado y la fuente entrega tensión a la carga y un estado OFF en el que la fuente de tensión está aislada de la carga.

El convertidor puede trabajar en modo conducción continua, si la corriente por el inductor es siempre mayor que cero y en modo conducción discontinua si esta corriente es cero en algún periodo.

Suponiendo un modo de conducción continua y unas características ideales podemos deducir, haciendo el análisis del convertidor que:

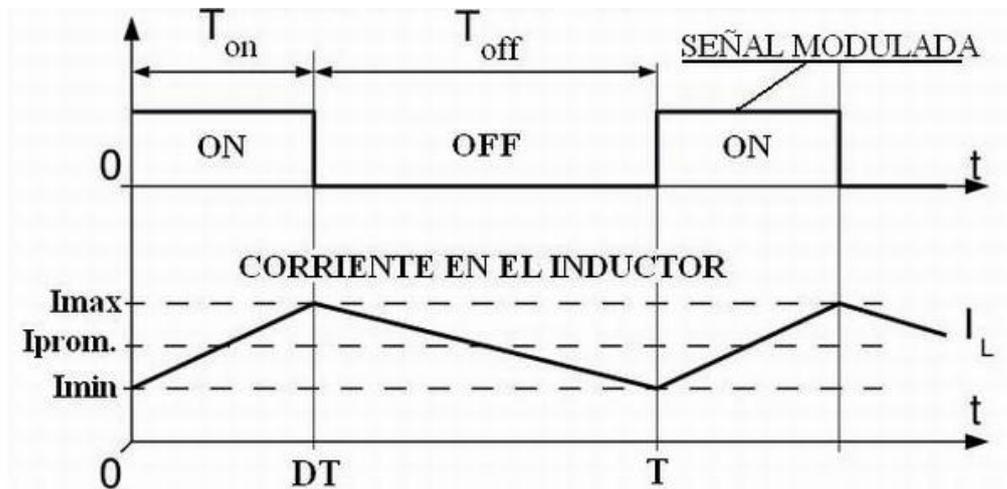


Figura 10 Convertidor Buck (3) Fuente: [13]

$$\text{Donde: } V_0 = D \times V_{in} \text{ siendo } D = \frac{t_{on}}{T} \quad (3.1)$$

Ejemplo para un Duty=0.33 con una entrada de 12V:

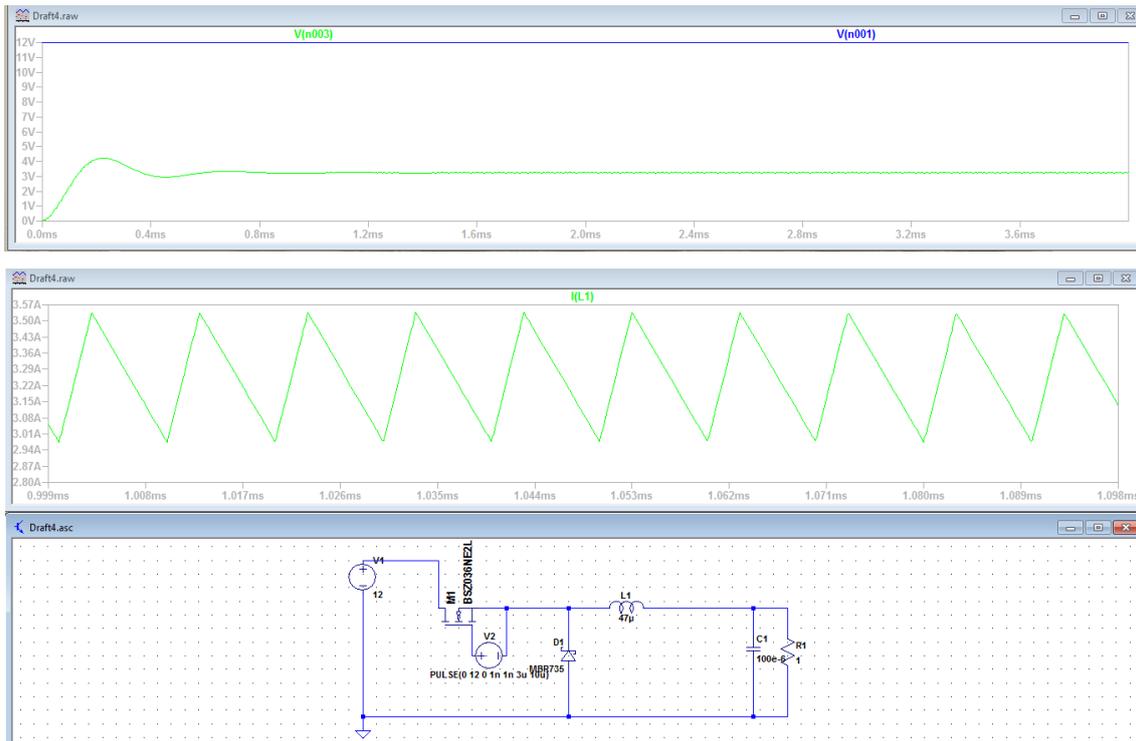


Figura 11 Convertidor Buck(4)

### 3.2.5 Convertidor Push-Pull

Se trata de un convertidor de tipo DC/DC de conmutación, con un transformador que cambia el voltaje de alimentación para entregar potencia a la carga y que además nos proporciona aislamiento galvánico. Los conmutadores se alternan invirtiendo periódicamente la corriente del transformador. El ciclo de trabajo del convertidor no podrá superar el 0.5 y la frecuencia de salida será el doble de la frecuencia de conmutación de los transistores.

El convertidor push-pull trabaja en el primer y tercer cuadrante. Es decir, el transformador se magnetiza y se desmagnetiza en un periodo de trabajo.

También se ha de tener en cuenta, a la hora de dimensionar, que la tensión que soportan los transistores es del doble de la tensión de entrada.

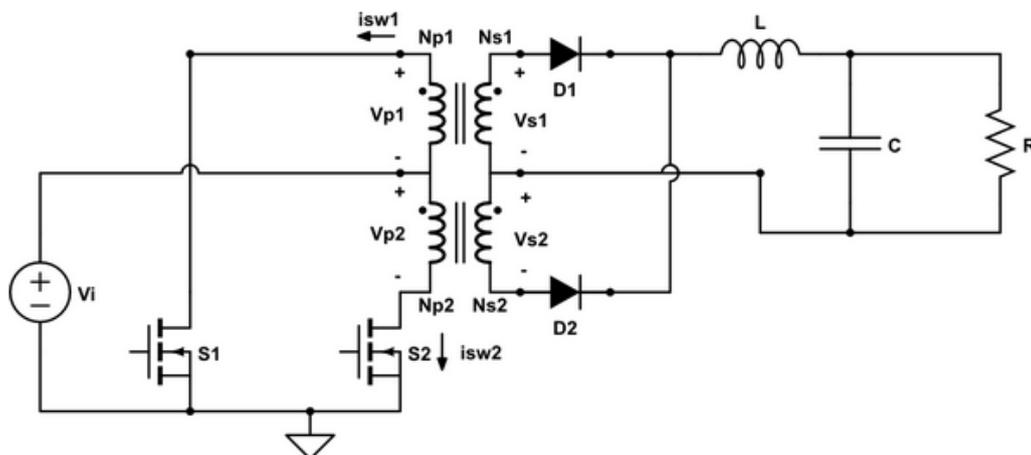


Figura 12 Convertidor push-pull Fuente: [9]

Su tensión de salida será:

$$V_{out} = \frac{2}{N_{ps}} DV_i \quad (3.2)$$

Estos convertidores se caracterizan por tener bajo coste y soportar altas potencias.

### 3.2.6 Convertidores Resonantes

El principio de estos convertidores se basa en la formación de un tanque resonante por medio de un inductor en serie con la carga y un condensador en serie (SRC), o en paralelo (PRC) a la carga.

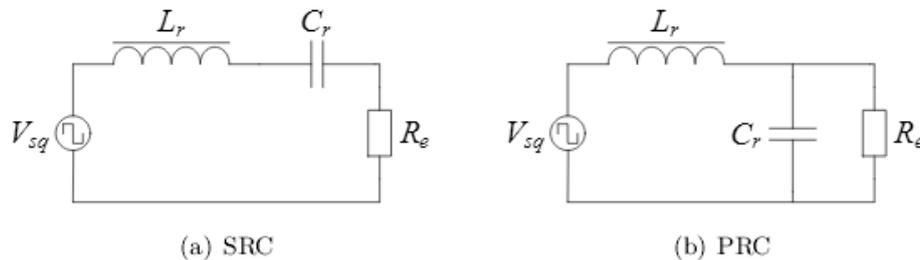


Figura 13 Convertidores resonantes Fuente: [1]

Estos convertidores consiguen cambiar la ganancia del sistema cambiando la frecuencia de conmutación y manteniendo el duty fijo. Además por medio de esta arquitectura lograrán reducir las pérdidas de conmutación por medio del soft-switching propio de la topología

#### Ventajas

- Soft-switching de todos los dispositivos semiconductores: ZVS (conmutación de voltaje cero) en el encendido de los MOSFET y ZCS (conmutación de corriente cero) tanto en el encendido como en la desconexión de los rectificadores secundarios.
- Formas de onda suaves y emisiones de EMI bajas.
- Como resultado de todos los méritos anteriores, alta eficiencia, alta densidad de potencia.

#### Desventajas SRC

- En el arranque hay una situación muy similar a un cortocircuito y, si no se controla adecuadamente, las corrientes potencialmente destructivas podrían causar daños al convertidor.
- No poder regular la salida sin carga.
- La elevada corriente a través del filtro de salida para obtener una tensión continua.
- El gran rango de frecuencia necesario para el control a bajas cargas.
- Complejidad de diseño.

Por estas razones, esta topología es utilizada en aplicaciones con baja corriente y elevada tensión de salida con pequeñas variaciones en la tensión de entrada.

#### Desventajas PRC

- Elevadas corrientes circulantes por el tanque resonante a bajas cargas.
- Pérdidas en la apertura de los semiconductores a tensiones elevadas.
- Complejidad de diseño.

### 3.2.7 Convertidor LLC multiresonante

Este convertidor regula la tensión de salida variando la frecuencia de conmutación, provocando una variación en la impedancia del tanque resonante que a su vez genera la variación en la tensión de salida. En el punto en el que la frecuencia de conmutación es la misma que la frecuencia de resonancia, la ganancia será unitaria. Si la frecuencia de conmutación es mayor que la frecuencia de resonancia la ganancia será menor que uno y de lo contrario, será mayor.

Esta topología requiere alimentación del tanque de resonancia en forma de onda cuadrada. Para conseguir esto podemos acceder a dos tipos de configuraciones half-bridge y full-bridge. La principal diferencia entre ellas reside en que en la full-bridge se puede transmitir la misma potencia haciendo circular menos corriente a costa de una mayor complejidad y un mayor número de componentes.

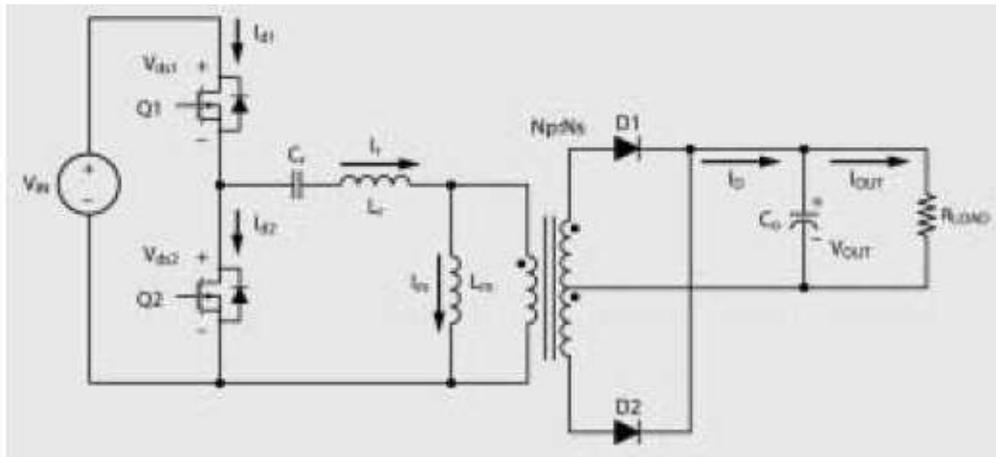


Figura 14 Convertidor LLC resonante, configuración half-bridge(1)

#### Ventajas LLC

- Control de frecuencia de conmutación variable, no sensible al cambio de carga.
- Amplio rango de voltaje de entrada.
- Alta eficiencia.
- Soft-switching de todos los dispositivos semiconductores: ZVS (conmutación de voltaje cero) en el encendido de los MOSFET y ZCS (conmutación de corriente cero) tanto en el encendido como en la desconexión de los rectificadores secundarios. La primera es consecuencia del correcto diseño del tanque de resonancia y la segunda es una propiedad natural propia de la topología.
- Integración magnética, que permite la combinación de diferentes dispositivos magnéticos en un único dispositivo físico ( $L_m$  puede ser el propio transformado).
- Menor voltaje en el condensador de filtro.
- Buena disipación de calor
- Formas de onda suaves y emisiones de EMI bajas.
- Como resultado de todos los méritos anteriores, alta eficiencia, alto rango de frecuencia de conmutación, alta densidad de potencia.

#### Desventajas LLC

- Respuesta más lenta para bajadas de potencia.
- Complejidad de diseño.
- En el LLC hay un desfase tensión corriente en el secundario que no es constante, comparado con el ZVT, esto implicaría que en el caso de querer hacer una sincronización fuese más compleja.
- Si la relación entre las inductancias del tanque no es adecuada, pérdida de eficiencia.

- En caso de que la ganancia que necesitamos sea muy elevada, para cambios en frecuencia pequeños la ganancia variará de forma muy abrupta traduciéndose en un posible mal control.
- Pérdidas en la apertura de los semiconductores a tensiones elevadas:

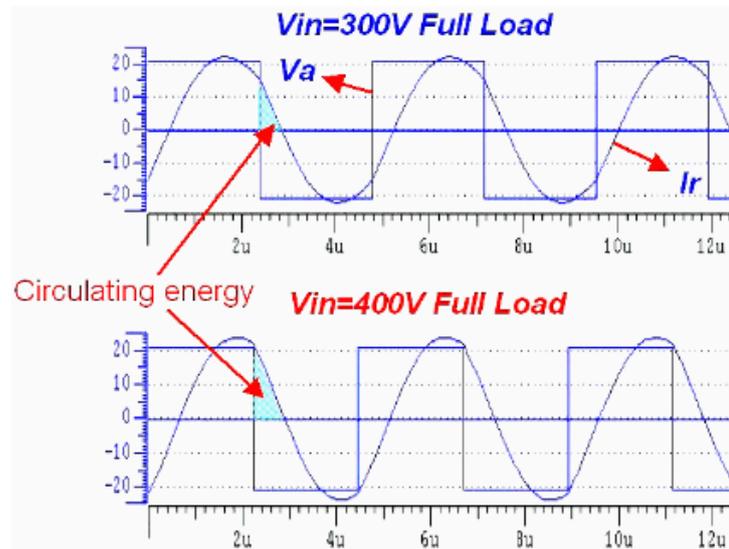


Figura 15 Convertidor LLC resonante, configuración half-bridge (2). Fuente: [10]

- Este convertidor es más adecuado para variaciones en las tensiones de entrada y salida bajas, debido a que el dimensionamiento del tanque de resonancia viene dado en parte por estos parámetros.

### 3.2.8 Convertidor Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZVT)

Se trata de una configuración de la topología Full-Bridge muy empleado en aplicaciones de alta potencia. Su principal diferencia con la configuración Full-Bridge viene dada por el control. En la configuración Full-Bridge los conmutadores se disparan en diagonal al mismo tiempo. En esta nueva configuración se introducen tiempos muertos entre los disparos de los transistores, que forman la diagonal, por medio de un desfase. Cuando uno de los transistores pasa a OFF, la corriente del primario fluye por la capacidad parásita del transistor, haciendo que la tensión drenador-surtidor del transistor opuesto resuene, permitiendo conmutar a ON sin pérdidas.

En este tipo de convertidor, opera con una frecuencia de conmutación fija, e idealmente logra unas pérdidas de conmutación a ON nulas.

La energía se transfiere cuando los conmutadores están a ON. En esta configuración se puede variar el ciclo de trabajo por medio del cambio de fase, manteniendo una frecuencia fija. Esto se consigue por medio de los elementos parásitos, que son aprovechados para obtener una resonancia en la conmutación evitando emplear redes snubber.

El rango de potencias que maneja este convertidor varía entre los 1200W y los 3000W.

En la siguiente imagen se muestra una posible configuración ZVT para automoción, de un convertidor de 3000W, en la que se reducen los 350V de la batería a 12 V:

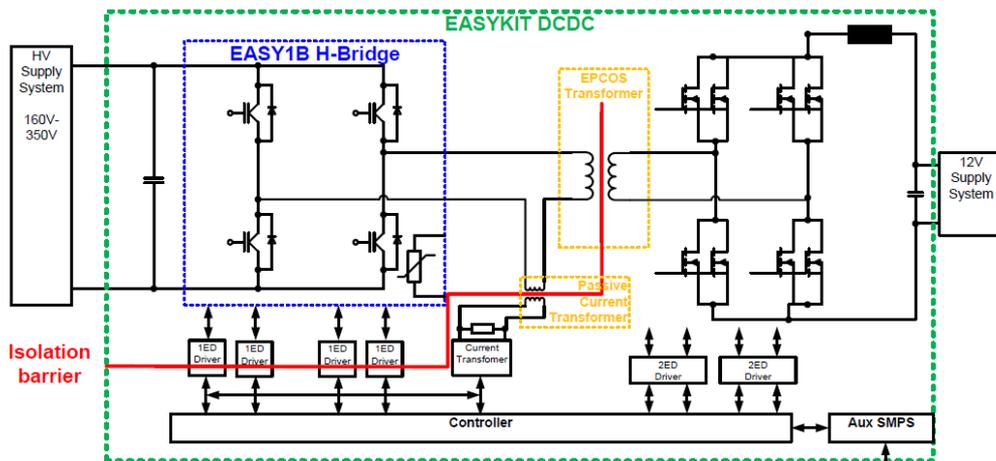


Figura 16 Convertidor Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZV). Fuente: [11]

#### Ventajas

- La eficiencia es buena para un rango elevado de cargas y tensiones de entrada.
- Disminución de las pérdidas de conmutación, lo que supone la posibilidad de aumentar la frecuencia de conmutación y con esto reducir el tamaño y coste de los componentes.
- Diseño es relativamente sencillo comparado con el LLC.

#### Desventajas

- Introduce componentes armónicos, aumentando la generación de interferencias electro-magnéticas.
- Limitaciones del ciclo de trabajo causadas por la inductancia resonante.
- Requiere de optimizar las pérdidas de conducción y los pasos a OFF.
- Necesidad de diodos de conmutación muy rápidos
- Pérdidas en conmutación a OFF.
- Complejidad en el diseño.
- Alta densidad de componentes, que implicará un alto precio y un mayor volumen.

### 3.3 Tablas comparativas de las tres arquitecturas valoradas para el proyecto

Comparativa de componentes de mayor peso económico		
Buck + Push-pull	PS-ZVT	LLC full-bridge
1 Condensador entrada	1 Condensador entrada	1 Condensadores entrada
1 Inductor filtrado salida	4 Transistores-switch HV de diodo de cuerpo rápido	4 Transistores-switch HV
1 Transistor-switch	1 Transformador	2 Inductores tanque
1 Diodo	1 Inductor	1 Condensador tanque
1 Condensador salida	4 Transistores-switch LV	1 Transformador
2 Transistores-switch	8 Drivers	2 Diodos rectificadores
1 Transformador	1 Condensador de salida	1 Condensador filtrado
6 Diodos de rectificación		1 Inductor de acoplo
1 Inductor		4 Drivers
3 Drivers		
<b>Total:18</b>	<b>Total:20</b>	<b>Total:17</b>

Tabla 2. Número de componentes principales topologías.

Comparativa de los tres convertidores			
	Buck + Push-pull	PS-ZVT	LLC full-bridge
Complejidad en el diseño	Baja	Media	Alta
Número de componentes	Bajo	Medio	Bajo
Eficiencia	Media	Alta (93%)	Alta (95%)
Frecuencia de trabajo	Media	Alta	Alta
Adaptación a los cambios en la tensión de entrada y salida	Buena	Buena	Media
EMI	Medias	Medias	Bajas
Coste	Bajo	Alto	Medio

Tabla 3. Comparativa de las principales topologías para el tipo de convertidor.

### 3.4 Conclusión

Después de hacer un estudio de las principales topologías y teniendo en cuenta que en el diseño es necesario que exista aislamiento galvánico del lado de alta tensión con el lado de baja tensión, se optará por una configuración formada por dos array de un convertidor buck, en serie con un convertidor push-pull. El convertidor buck proporcionara la acción de control del convertidor y la etapa push-pull actuara como una ganancia fija quitándole carga de reducción de voltaje a la etapa buck, además de proporcionar el aislamiento galvánico.

Las tensiones de entrada de los dos convertidores son las adecuadas si se coloca la etapa buck en el lado de alta tensión, hay que recordar que los switch del convertidor push-pull deben de aguantar dos veces la tensión de entrada de la etapa, por lo que la configuración optima será colocar la etapa push-pull en el lado de baja tensión.

En el caso del convertidor buck no es recomendable bajar la tensión con una relación mayor de 4:1, por lo que la tensión se reducirá a una tensión intermedia de alrededor de 200V. De esta manera las dos etapas reducirán aproximadamente la misma tensión lo que en un futuro ahorrará problemas en las sobretensiones que se producen en los switch al conmutar.

El hecho de poner dos array reside en varios motivos:

- Posibilidad de trabajar con una sola etapa en el caso de una demanda de baja potencia por parte de la carga.
- Reducción de estrés en los semiconductores.
- Mejorar la eficiencia del convertidor.
- Mediante el desfase en la conmutación de los dos array se puede conseguir la reducción del rizado de salida (interleaving).
- Redundancia.
- Mayor robustez en el diseño.

Como alternativa a la configuración seleccionada se podía haber pensado en llevar a cabo una configuración Phase-Shifted Zero-Voltage Transition (PS-ZVT) o una configuración LLC full-bridge. Después de conocer las desventajas, citadas anteriormente, de estas dos arquitecturas y haciendo la comparativa de los tres tipos de convertidores, dentro del mismo rango de tensiones y potencias, de las principales características, se ha optado por no seleccionar ninguna de estas dos configuraciones debido a que en este proyecto tanto el coste como el tamaño del montaje y el tiempo de diseño son decisivos.

## Capítulo 4. Convertidor Buck + Push-Pull

La siguiente imagen muestra un esquema reducido del convertidor con los componentes principales.

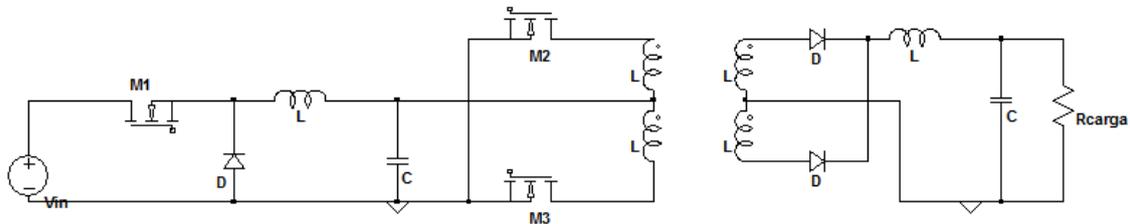


Figura 17 Convertidor Buck + Push-Pull

La PCB que proporciona los disparos PWM y se encarga de controlar esta placa, correrá a cargo de otro alumno de la universidad y se realizará en paralelo como otro trabajo de fin de master.

### 4.1 Posibles configuraciones

En esta topología se pueden diferenciar principalmente dos tipos de configuración, distinguidas por la forma en la que se alimenta la etapa push-pull. Se puede observar que en cada etapa hay un filtro en la salida formados por un inductor y un condensador. Si se simplifica el diseño, se podrá optimizar el rendimiento del convertidor. Solo es necesario un filtro LC. En la figura, se ha eliminado el condensador de salida de la etapa buck y el inductor de la etapa push-pull para transformar un convertidor alimentado en tensión en un convertidor alimentación en corriente mediante el inductor.

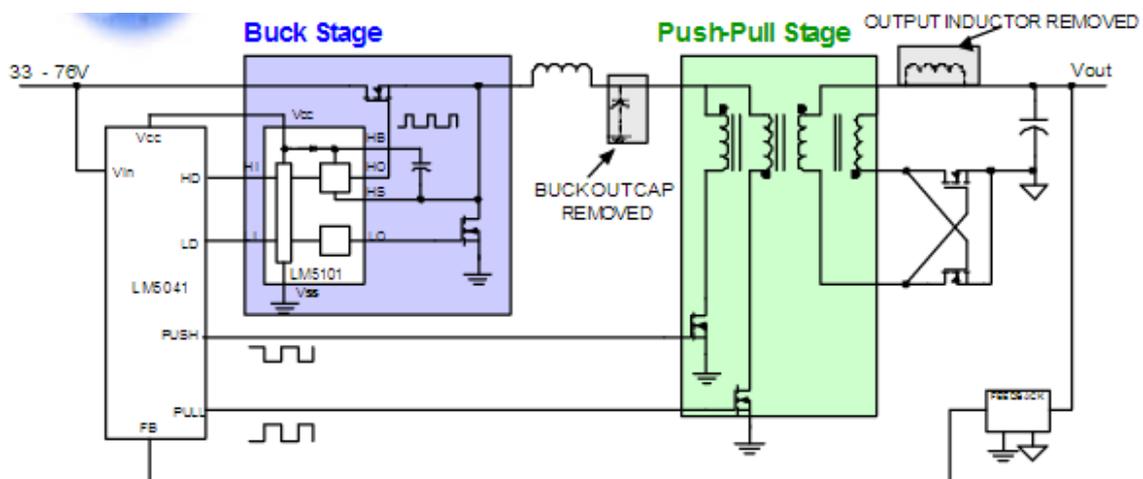


Figura 18 Topología del convertidor con un solo filtro. Fuente: [12]

Para el correcto funcionamiento de una etapa push-pull alimentada por tensión, el ciclo de trabajo real debe ser ligeramente inferior al 50%, de manera que ambos interruptores nunca se activan simultáneamente durante las transiciones. Si ambos interruptores están simultáneamente encendidos, una corriente excesiva fluirá desde el condensador de salida de la etapa de carga. Para un funcionamiento correcto de una etapa push-pull alimentada por corriente, los ciclos de trabajo deben ser ligeramente superiores al 50%, creando un pequeño tiempo de superposición en el que los dos conmutadores esta activos. Este tiempo de superposición es necesario para garantizar que siempre habrá una corriente fluyendo. Además este modo de alimentación reducirá las pérdidas en la conmutación.

Tipo de alimentación	Ventajas	Desventajas
Alimentación por voltaje	-Mejor ratio de potencia/peso -Mejor ratio de potencia/volumen	-Altos picos de corriente, requiere sensado rápido de corriente y semiconductores de rápido turn-off -Los componentes sufren más debido a las sobretensiones -La operación asimétrica produce un desequilibrio del flujo del transformador
Alimentación por corriente	-Operación con cargas reactivas -Limitación de corriente de pico	-Requieren un inductor de almacenamiento en la entrada adicional. -Peor ratio potencia/peso -Las especificaciones del inductor son más restrictivas

Tabla 4. Push-pull alimentado por corriente y por tensión

#### 4.2 Ventajas Buck + Push-pull

- Niveles de las tensiones de entrada adecuados para cada etapa del convertidor.
- Coste y simplicidad de diseño.
- La rectificación de salida se optimiza debido al hecho de que la potencia es repartida entre los dos convertidores para todas las condiciones de carga y de línea.
- Topología favorable para amplios rangos de tensión de entrada.

## Capítulo 5. Diseño y simulación del convertidor

El objetivo de este punto será hacer un primer dimensionamiento de los principales componentes para obtener un modelo con el que poder trabajar. Posteriormente, estos valores podrán ser variados al comprobar su respuesta tanto en simulación, como cuando ya se tenga un prototipo.

Los valores del prototipo final no serán expuestos en este trabajo debido a un acuerdo de confidencialidad firmado con la empresa.

### 5.1 Etapa Buck

En la figura se muestra la configuración básica de un convertidor buck. A continuación se calculan los valores más críticos de las magnitudes que pueden afectar a sus componentes.

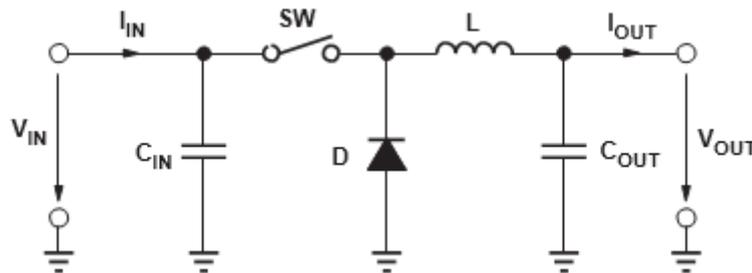


Figura 19 Convertidor buck

#### 5.1.1 Dimensionamiento del inductor

El primer paso es calcular los ciclos de trabajo máximos y mínimos del convertidor, estos ciclos dependen de los rangos de tensión de entrada y salida de la etapa buck.

$$D_{min} = \frac{V_{0min}}{V_{I_{max}}} = 0.245 \quad (5.1)$$

$$D_{max} = \frac{V_{0max}}{V_{I_{min}}} = 0.853 \quad (5.2)$$

Cómo siguiente paso, después de obtener el duty mínimo al que trabaja la etapa buck, se puede hacer una estimación del valor de la inductancia bobina.

$$L_{min} = (1 - D_{min}) \cdot \frac{V_{0max}^2}{2 \cdot f_{PWM} \cdot P} = 9.427 \cdot 10^{-5} H \quad (5.3)$$

Y la tensión que debe soportar es la máxima tensión de entrada.

Por último se debe de comprobar que el inductor trabaja en modo de conducción continua. De esta forma siempre estará fluyendo corriente por el inductor.

$$I_{lmin} = V_o \cdot \left( \left( \frac{P_o}{V_o^2} \right) - \left( \frac{1-D}{2 \cdot L \cdot f_{pwm}} \right) \right) = 6.89 A \quad (5.4)$$

$$I_{lmax} = V_o \cdot \left( \left( \frac{P_o}{V_o^2} \right) + \left( \frac{1-D}{2 \cdot L \cdot f_{pwm}} \right) \right) = 12.395 A \quad (5.5)$$

Como se puede observar la corriente mínima en el inductor nunca llega a ser 0 por lo que queda demostrado que trabajará en conducción continua.7

Mediante la siguiente expresión se puede representar la forma de onda de la corriente por el inductor mediante la ayuda del software Mathcad.

$$i_L(t) := \begin{cases} I_{Lmin} + \frac{1}{L} \cdot (V_i - V_o) \cdot t & \text{if } 0 \leq t < D \cdot T_s \\ I_{Lmax} - \frac{1}{L} \cdot (V_o) \cdot (t - D \cdot T_s) & \text{if } D \cdot T_s \leq t \leq T_s \end{cases}$$

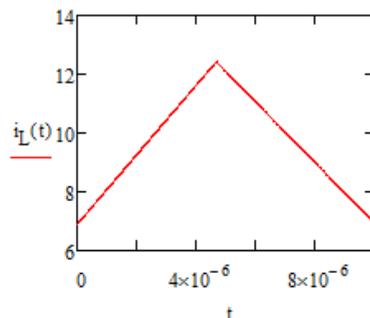


Figura 20 Corriente bobina buck

La corriente eficaz que debe soportar el inductor es:

$$I_{Lrms} = \sqrt{\left( \frac{P}{V_{omin}} \right)^2 + \sqrt{3} \left( \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{2} \right)^2} = 15.6 A \quad (5.6)$$

En la siguiente tabla se resaltan las ventajas y desventajas al trabajar en conducción continua y discontinua.

Conducción continua Vs Conducción discontinua		
	Conducción continua	Conducción discontinua
Tensión de salida	No depende de la carga	Depende de la carga
Semiconductores	Intensidades y tensiones bajas	Intensidades y tensiones altas
Pérdidas	Por conducción: Pequeñas Por conmutación a ON: Más grandes Por conmutación a OFF: Más Pequeñas	Por conducción: Grandes Por conmutación a ON: Más Pequeñas Por conmutación a OFF: Más Grandes

Tabla 5 Ventajas conducción continua en el inductor del buck.

En la imagen se pueden ver las conmutaciones del switch en modo conducción discontinua (izquierda) y en modo conducción continua (derecha). Como se puede apreciar, la potencia

perdida en el modo de conducción continua, es menor que en el modo conducción discontinua, también se observa como los picos de corriente, y la corriente RMS es mayor en el modo de conducción discontinua.

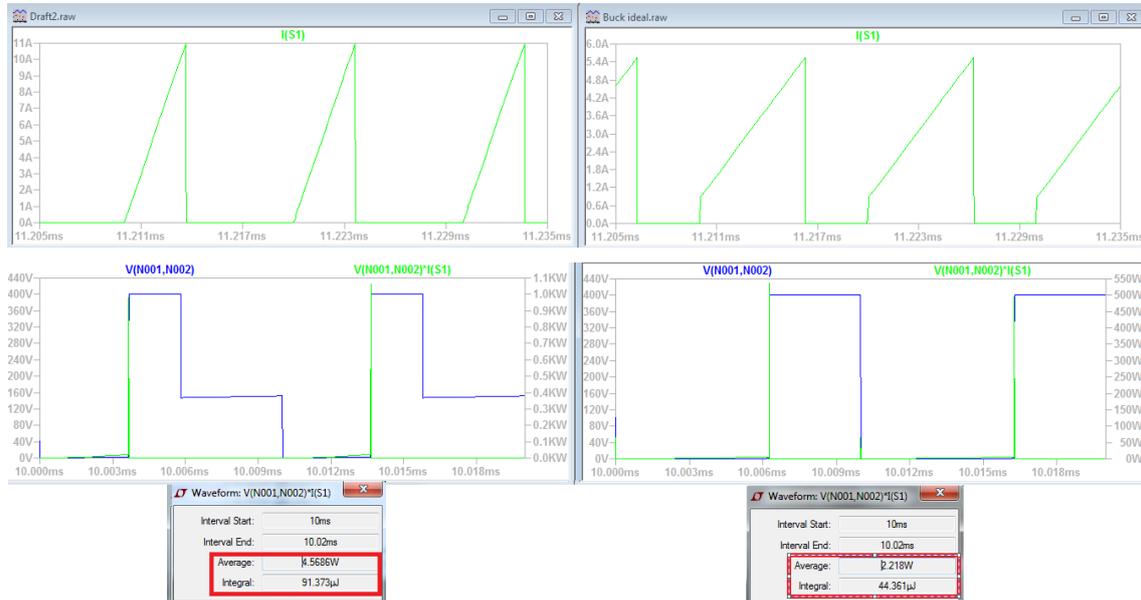


Figura 21 Conducción continua VS Conducción discontinua bobina Buck

### 5.1.2 Dimensionamiento del diodo

Para la reducción de pérdidas se seleccionará un diodo Schottky. La corriente que soportará el diodo será:

$$I_{D_{max}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{T_s \cdot D_{min}}^{T_s} i_l(t)^2 dt} = 8.864 \text{ A} \quad (5.7)$$

Los diodos Schottky pueden soportar una intensidad de pico alta, no obstante posteriormente en simulación habrá que comprobar si la corriente de pico no es un problema.

Por otra parte la tensión máxima que debe soportar el diodo es la máxima tensión de entrada.

### 5.1.3 Dimensionamiento del switch

El tipo de switch que se ha elegido para el buck es un MOSFET de silicio de canal N debido a que su conmutación es más rápida que la de un IGBT lo que implicará menores pérdidas de conmutación. Actualmente ha surgido una nueva generación de MOSFETs de carburo de silicio, esta tecnología permite conmutaciones más rápidas pero su precio en el mercado aún es muy elevado. Estos tipos de MOSFET se utilizan cuando las tensiones de conmutación son muy elevadas.

La corriente que deberá soportar el MOSFET será:

$$I_{D_{max}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^{T_s \cdot D_{max}} i_l(t)^2 dt} = 9.331 \text{ A} \quad (5.8)$$

Al igual que en el diodo la tensión que deberá de aguantar es la máxima tensión de entrada.

#### 5.1.4 Dimensionamiento del condensador de entrada

El valor mínimo del condensador de entrada suele venir dado por las características de la línea y los requisitos de la especificación del convertidor. El camino que sigue la corriente de entrada crea un lazo que se traduce en una inductancia parásita cuanto mayor es el área de este camino. Si no se coloca un condensador en la entrada, cuando el MOSFET conmute esta inductancia creará un circuito resonante con la capacidad parásita del MOSFET que se traducirá en unas oscilaciones de una elevada amplitud en este componente.

La corriente que debe de soportar este condensador será medida de forma experimental una vez sea colocado el condensador mediante la ayuda de una sonda rogowski.

La tensión que debe de soportar este condensador es la máxima tensión de entrada.

Para una primera aproximación se ha optado por colocar un condensador de film de 5 $\mu$ F.

#### 5.1.5 Dimensionamiento del condensador de salida

En este caso se empleará un condensador con bajo ESR para disminuir el rizado en la salida. Como en el caso anterior, se podrá emplear un condensador de film.

Para calcular el valor del condensador, primero se debe de estimar un valor máximo de tensión de rizado de salida de la etapa buck. Este valor será del 3% de la tensión máxima de salida de esta etapa.

$$\Delta V_{o_{\max}} = 0.03 \cdot D_{\max} \cdot V_{i_{\min}} = 5.6 \text{ V} \quad (5.9)$$

El valor mínimo del condensador, vendrá dado por:

$$C_{\text{OUT}_{\min}} = \frac{\Delta I}{8 \cdot f_s \cdot \Delta V_{o_{\max}}} = 1.229 \mu\text{F} \quad (5.10)$$

La tensión máxima que debe soportar el condensador viene dada por la máxima tensión de entrada del convertidor ya que si el MOSFET de entrada se cortocircuitará, el condensador debería de aguantar esta tensión.

#### 5.1.6 Tabla de valores Buck

	Valores calculados
Bobina	$94.27 \cdot 10^{-6} \text{H}$
Condensador de salida	$1.229 \cdot 10^{-6} \text{F}$

Tabla 6 Valores de componentes buck calculados.

## 5.2 Etapa push-pull

En la figura se muestra la configuración básica de un convertidor push-pull. A continuación se calculan los valores más críticos de las magnitudes que pueden afectar a sus componentes.

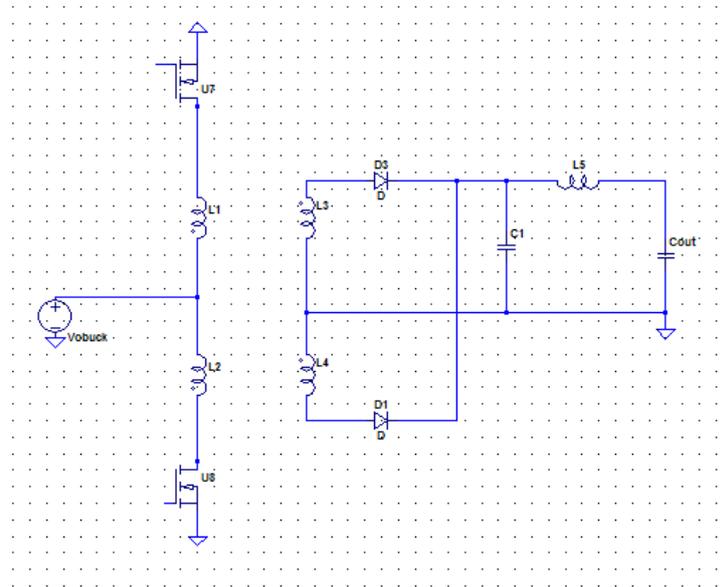


Figura 22 Etapa push-pull con rectificación half-bridge

### 5.2.1 Ciclo de trabajo del convertidor

Antes de comenzar a diseñar, se debe de recordar la limitación de ciclo de trabajo en un convertidor push-pull, donde  $D_{max} = 0.5$

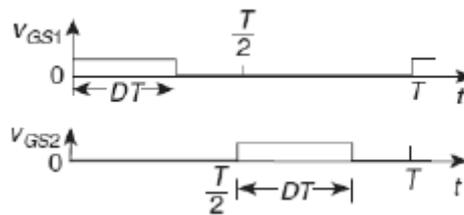


Figura 23 Duty Buck

Debido a que se debe dejar un margen, ya que en la práctica el ciclo de trabajo no puede ser tan alto, inicialmente se seleccionará un ciclo de trabajo de 0.48.

### 5.2.2 Cálculo de la relación de transformación

En el diseño propuesto, el ciclo de trabajo será impuesto y permanecerá fijo, por lo que se tendrá que calcular la relación de transformación, para el posterior dimensionamiento del transformador.

Para un aproximamiento más correcto también se añade a los cálculos la caída de tensión en los diodos de rectificación  $V_d=1.25V$  y la caída de tensión en los MOSFETs  $V_F=1V$

$$N_{ps} = 2 \cdot D \cdot \frac{(V_i - V_d)}{V_o + V_F} = 11.558 \rightarrow 12 \quad (5.3)$$

### 5.2.3 Dimensionamiento de la inductancia del inductor del filtro de salida

Para dimensionar el inductor se debe presuponer un rizado. Un posible buen valor para el rizado es:

$$I_{riz} = 10\%I_o = 12.5 A \quad (5.4)$$

Una vez establecido este valor, la inductancia del inductor será:

$$L = \frac{1}{I_{riz}} * \left( \frac{1}{N_{ps}} \cdot (V_i - V_d) - V_F - V_o \right) = 346 \text{ nH} \quad (5.5)$$

Las corrientes máximas y mínimas por el inductor, que marcan la forma en la que trabaja el convertidor, son:

$$I_{Lmax} = I_o + \frac{I_{riz}}{2} = 131.25 A \quad (5.16)$$

$$I_{Lmin} = I_o - \frac{I_{riz}}{2} = 118.75 A \quad (5.17)$$

Se recuerda que para que el convertidor trabaje en modo conducción continua (MCC) la corriente  $I_{Lmin}$  no debe de ser inferior a 0.

### 5.2.4 Dimensionamiento de la capacidad del condensador

Al igual que se tuvo que presuponer un rizado para la corriente del inductor, también se debe de presuponer un rizado para el condensador. En este caso el rizado debe de ser del orden de milivoltios para garantizar la estabilidad en la tensión de salida den el caso de que haya escalones en la carga y vendrá impuesto por  $V_{oriz} = 0.015\%V_o$  por lo que la capacidad del condensador será de:

$$C = \frac{I_{riz}}{16 \cdot f_s \cdot V_{oriz}} = 3617 \text{ } \mu F \quad (5.18)$$

### 5.2.5 Rectificación de la señal

El principal motivo por el cual se utiliza un rectificador de dos diodos (half-bridge) y no uno de cuatro (full-bridge) en la salida del transformador, es que cada diodo resta 0.7V a la tensión de

salida. Al tratarse de una salida de baja tensión estas tensiones resultan demasiado significativas para la tensión de salida del convertidor.

La configuración full-bridge haría que la corriente que pasa por cada diodo fuese menor, lo que reduciría el calentamiento del componente.

Debido a que las corrientes que pasan por estos diodos son muy altas (del orden de 100 A) y se va a emplear una configuración half-bridge, se deberán de colocar tantos diodos en paralelo como sean necesarios para no sobrepasar la corriente máxima del componente. Al colocar más diodos en paralelo también se reducirán las pérdidas en esta etapa de rectificación a costa de aumentar el tamaño y el precio del convertidor

Los diodos seleccionados serán diodos Schottky duales con cátodo común por lo que en cada encapsulado tendrá dos diodos en paralelo. Los diodos serán de alta velocidad, con lo que se conseguirá reducir las pérdidas de conmutación, y de baja resistencia en su estado activo, con lo que se conseguirá reducir las pérdidas por conducción.

## 5.2.6 Dimensionamiento del transformador

### 5.2.6.1 Nociones básicas transformadores

#### Características ideales

- $\Phi_1 = \Phi_2$ .
- Inductancia de dispersión  $L_d=0$ .
- $L_{mg} \rightarrow \infty$ .
- Resistencias eléctricas del primario y del secundario, nulas.
- No hay pérdidas en el núcleo.

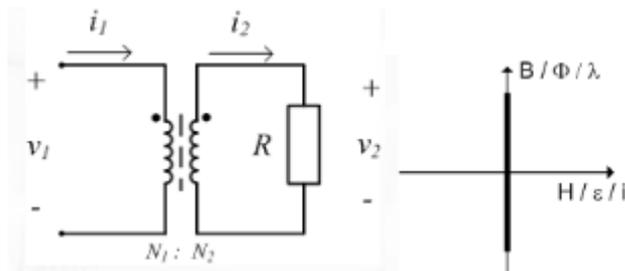


Figura 24 Transformador ideal. Fuente: [14]

$$v_1 = -N_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} ; v_2 = -N_2 \cdot \frac{d\Phi}{dt} \rightarrow \frac{N_1}{N_2} = \frac{v_1}{v_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad (5.19)$$

#### Características reales

- $\Phi_1 > \Phi_2$ .
- Inductancia de dispersión  $L_d \neq 0$ .
- $L_{mg} \neq \infty$ .
- Resistencias eléctricas del primario y del secundario.

- Pérdidas en el núcleo.

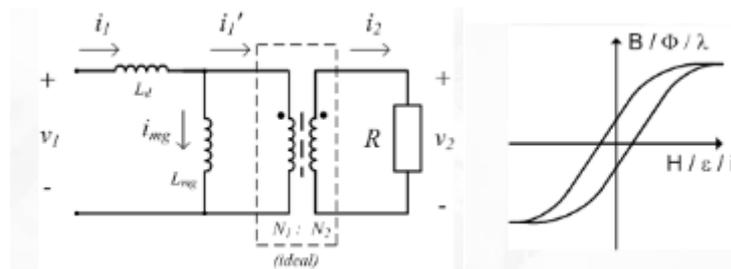


Figura 25 Transformador real. Fuente: [14]

$L_{mg}$ : Inductancia de magnetización

$L_d$ : Inductancia de dispersión

$i_1'$ : Corriente del secundario reflejada en el primario

$i_{mg}$ : Corriente magnetizante

### Inductancia de magnetización

- Modeliza la magnetización del núcleo.
- Se comporta como un inductor real.

$$L_{mg} = \frac{1}{R} \cdot N_1^2 = \mu \cdot \frac{A_e}{l_e} \cdot N_1^2 \quad (5.20)$$

$A_e$ : Area efectiva nucleo

$l_e$ : Longitud entrehierro

$\mu$ : Permeabilidad magnética

$N_1$ : Número de vueltas primario

### Inductancia de dispersión

- Modeliza el flujo que no se acopla a los bobinados
- Provoca:
  - Sobretensiones en los semiconductores, en la conmutación a OFF
  - EMI
- Para minimizar  $L_d$ 
  - Minimizar número de vueltas
  - Usar hilo de Litz
  - Usar hilo bifilar
  - Colocar un bobinado encima del otro o bobinados intercalados
  - Núcleos con alto  $\mu$
- Para reducir EMI
  - Colocar un bobinado de una vuelta cortocircuitada (wide-foil) alrededor de todo el circuito magnético
  - Usar núcleo potcore

### Medida de las inductancias de magnetización de dispersión y cálculo del coeficiente de acoplamiento

Para calcular las inductancias de magnetización y dispersión, simplemente se deben de realizar dos ensayos sobre el transformador.

#### Ensayo se secundario en circuito abierto

Al dejar el secundario en circuito abierto, la inductancia medida será la suma de la inductancia de magnetización y de dispersión.

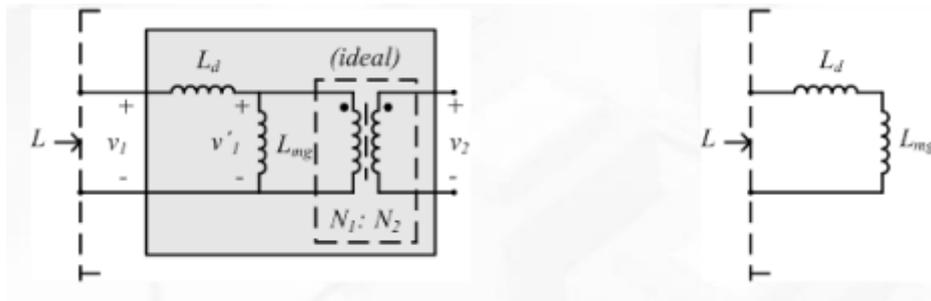


Figura 26 Medida inductancias transformador (1). Fuente: [14]

#### Ensayo se secundario en cortocircuito

Al cortocircuitar el secundario, la inductancia medida será la inductancia de dispersión.

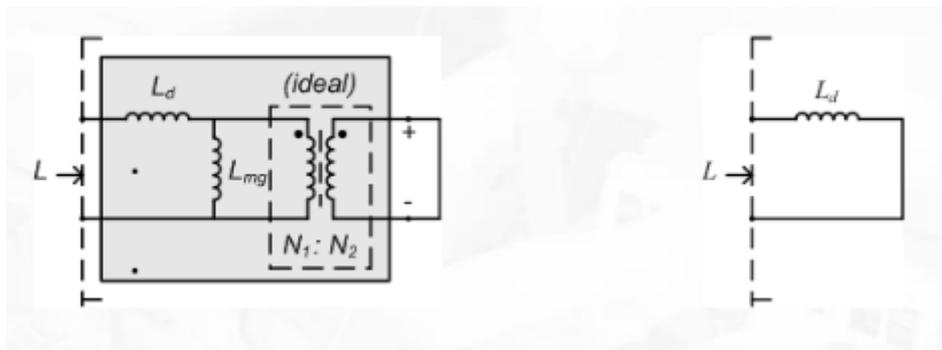


Figura 27 Medida inductancias transformador (2). Fuente: [14]

#### Cálculo de coeficiente de acoplamiento

Una vez calculados los valores para de las inductancias para el secundario cortocircuitado y el secundario en circuito abierto, podremos deducir el valor del coeficiente de acoplamiento de las bobinas del transformador.

$$k = \sqrt{\frac{Lmg}{Lmg + Ld}} \quad (5.21)$$

### 5.2.6.2 Dimensionamiento

Para dimensionar el transformador, en primer lugar se ha seleccionado un valor de inductancias mediante fórmulas dependientes del rizado del inductor, para posteriormente mediante simulación, poder comprobar el efecto de variar estas inductancias. La relación de transformación se ha establecido en 12 ya que se ajustaba a los rangos de tensión del convertidor.

#### Inductancia del transformador

Como primera comprobación para observar el efecto de los valores de las inductancias se ha calculado los voltios por microsegundo de las bobinas del primario y secundario del transformador para varios valores de inductancias.

L Transformador (µH)	Voltios/µs Primario	Voltios/µs Secundario
144/1	829	69
14.4/0.1	827	68
1400/10	829	69
288/2	829	69

Tabla 7 Dimensionamiento del transformador (2)

Mediante esta comprobación observamos que este parámetro no afecta a la inductancia seleccionada. Esta medición se ha realizado colocando una fuente de corriente dependiente de la tensión de las bobinas de las cuales queremos medir el flujo de voltios por micro segundo y entregándosela a un condensador de un micro faradio. La tensión pico a pico de este condensador será este valor.

Como siguiente comprobación se ha calculado la inductancia de magnetización para diferentes valores. La inductancia de magnetización vendrá dada por:

$$I_{mg} = I_{11} - I_{x1} = I_{11} - I_{x2} \cdot \sqrt{L2/L1} \quad (5.21)$$

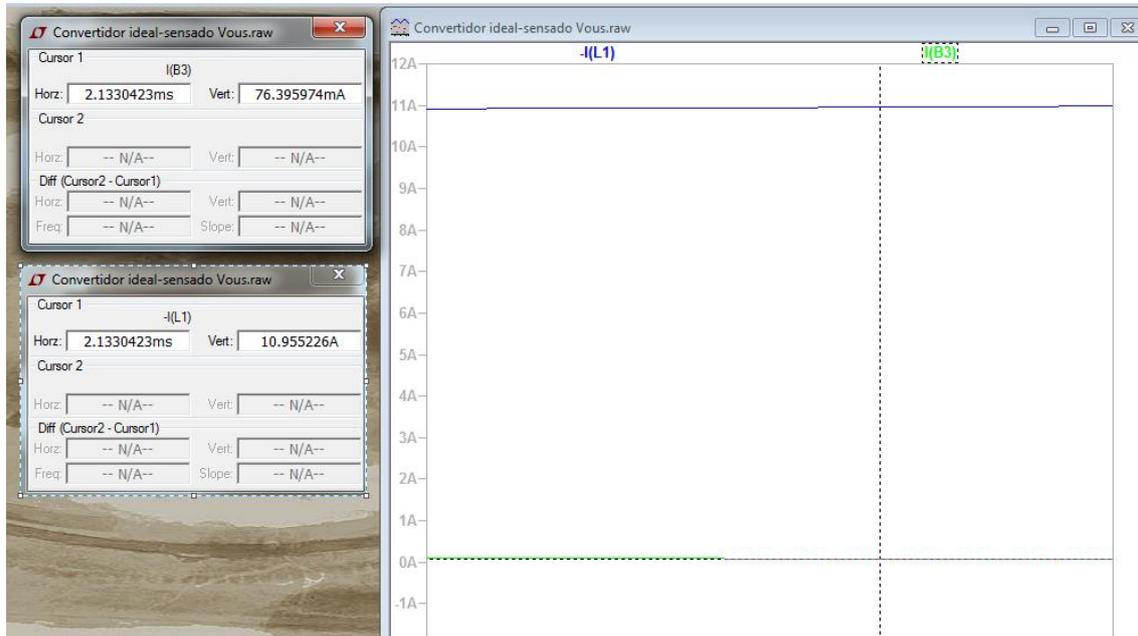
Donde  $I_{11}$  es la corriente vista desde el primario e  $I_{x1}, I_{x2}$  son las corrientes que pasan por el transformador ideal.

Las corrientes de magnetización pasaran al transistor y se traducirán en pérdidas. Se ha de destacar que estas corrientes de magnetización se incrementan exponencialmente para la reducción del ciclo de trabajo. En la siguiente imagen el ancho de los pulsos verdes corresponderá al desfase en la conmutación ocasionado por el ciclo de trabajo.



Figura 28 Dimensionamiento del transformador (1)

### Variando los valores de las inductancias



**Figura 29 Dimensionamiento del transformador (2)**

Transformador	$L(\mu\text{H})$	$I_{L1X}(\text{A})$	$I_{\text{img}}(\text{A})$
	32.1/2.166	7.1	6.6
	144/1	4.3	3.5
	288/2	4.35	3.56
	321/21.66	4.4	3.65
	3210/21.66	5.2	0.85

**Tabla 8 Dimensionamiento del transformador (2)**

La corriente de pico y RMS que deben de soportar los conmutadores también aumentara al reducir el valor de la inductancia. En las siguientes imágenes se muestra un ejemplo.

$L_1=144 \mu H$   $L_2=1 \mu H$



Figura 30 Dimensionamiento del transformador (2)

$L_1=288 \mu H$   $L_2=2 \mu H$

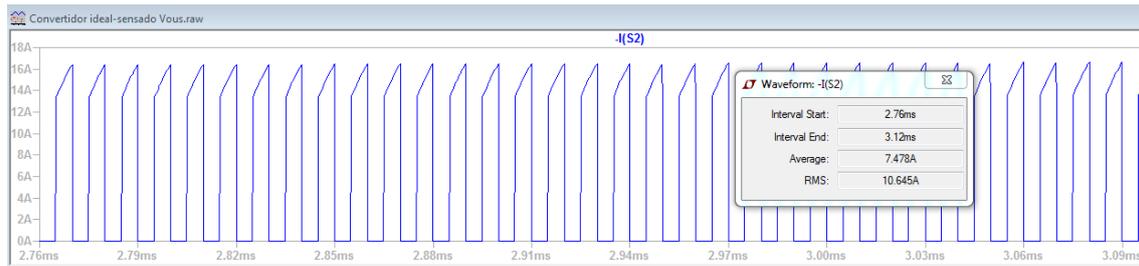


Figura 31 Dimensionamiento del transformador (3)

$L_1=2880 \mu H$   $L_2=20 \mu H$

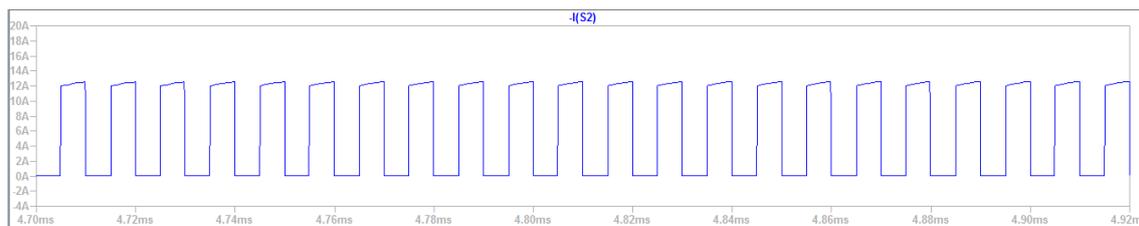


Figura 32 Dimensionamiento del transformador (4)

Mediante estos criterio se ha llegado a deducir que las inductancias del inductor, deben de tener un valor superior a  $L_1 = 288 \mu H$   $L_2 = 2 \mu H$ .

### 5.2.7 Tabla de valores Push-pull

	Valores calculados
Bobina	346 nH
Condensador de salida	3617 $\mu F$
Ciclo de trabajo	0.48
Relación de transformación	11.558
Inductancia transformador primario	288 $\mu H$
Inductancia transformador secundario	2 $\mu H$

Tabla 9 Valores de componentes calculados Push-pull.

### 5.3 Simulación LTspice

En este apartado se presentaran los resultados obtenidos mediante el software LTspice de las formas de onda de las tensiones y corrientes de los componentes más críticos del convertidor en los puntos más desfavorables de funcionamiento. Con el mismo software también se han podido calcular los valores RMS medios y de pico en estos puntos con el fin de seleccionar los componentes comerciales adecuados.

Las tensiones han sido medidas, a plena potencia, con una tensión de entrada de 490V y una tensión de salida de 16V.

Las corrientes han sido medidas, a plena potencia, con una tensión de entrada de 250V y una tensión de salida de 12,3V.

En la siguiente imagen se muestra:

- Corriente por el transistor del buck (azul).
- Corriente por el diodo del buck (verde).
- Corriente por el inductor del buck (rojo).

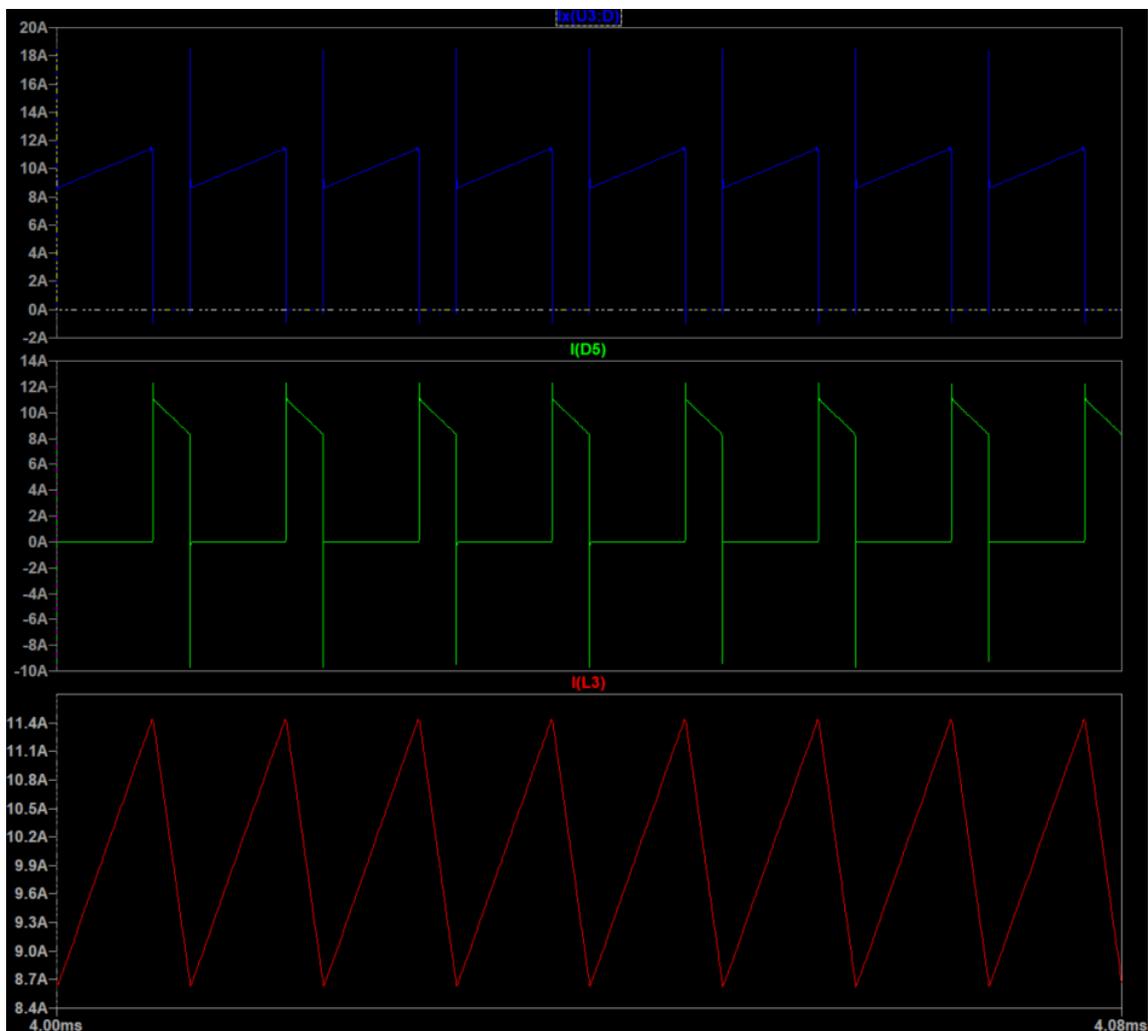


Figura 33 Simulación de corrientes etapa buck

En la siguiente imagen se muestra:

- Corriente por los transistores de entrada del push-pull (rojo).
- Corriente por los transistores de rectificación del push-pull (verde).
- Corriente por el inductor de salida del push-pull (azul).

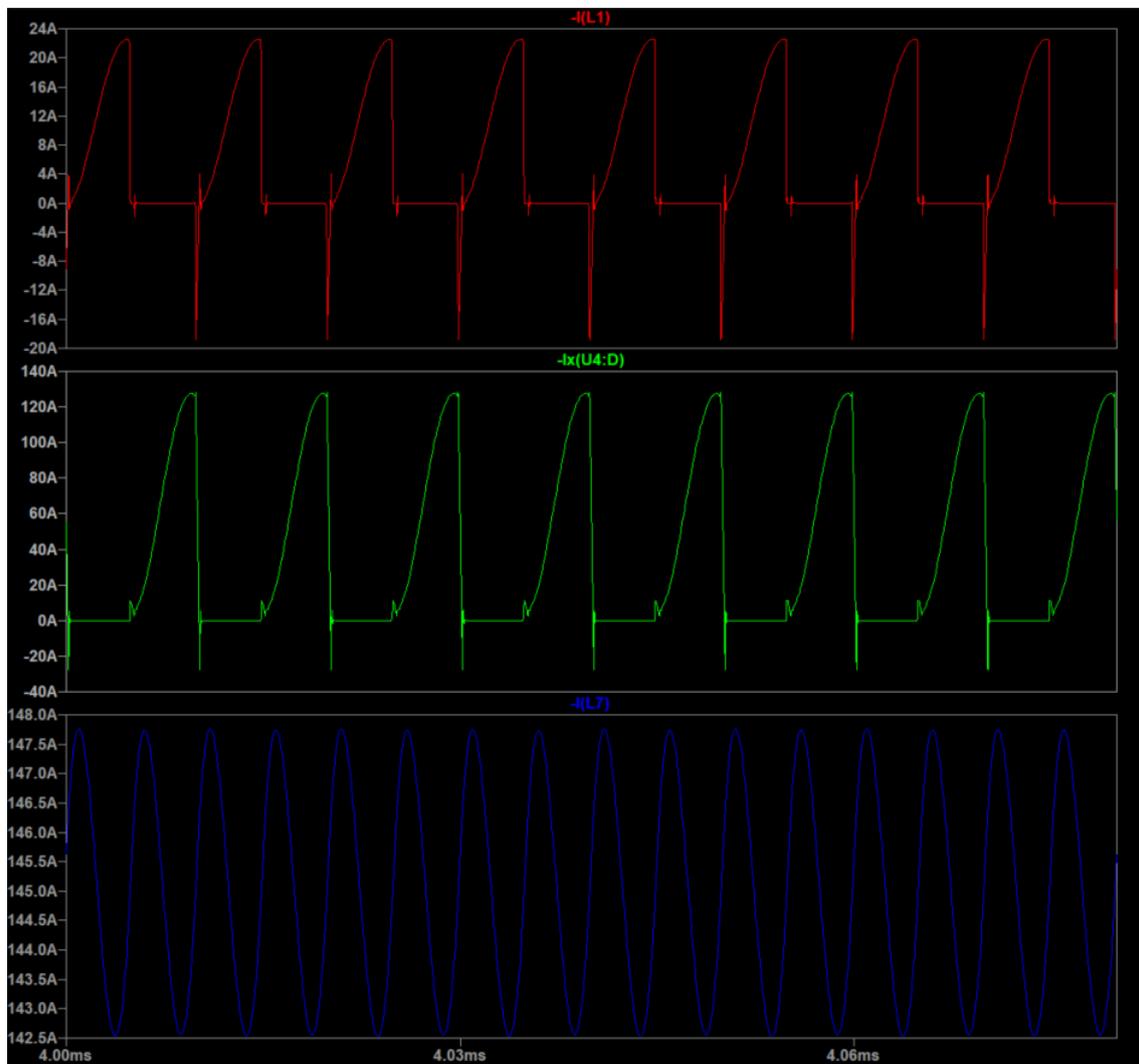


Figura 34 Simulación de corrientes etapa push-pull

En la siguiente imagen se muestra:

- Tensión en el transistor del buck (azul).
- Tensión en el diodo del buck (verde).
- Tensión en el inductor del buck (rojo).

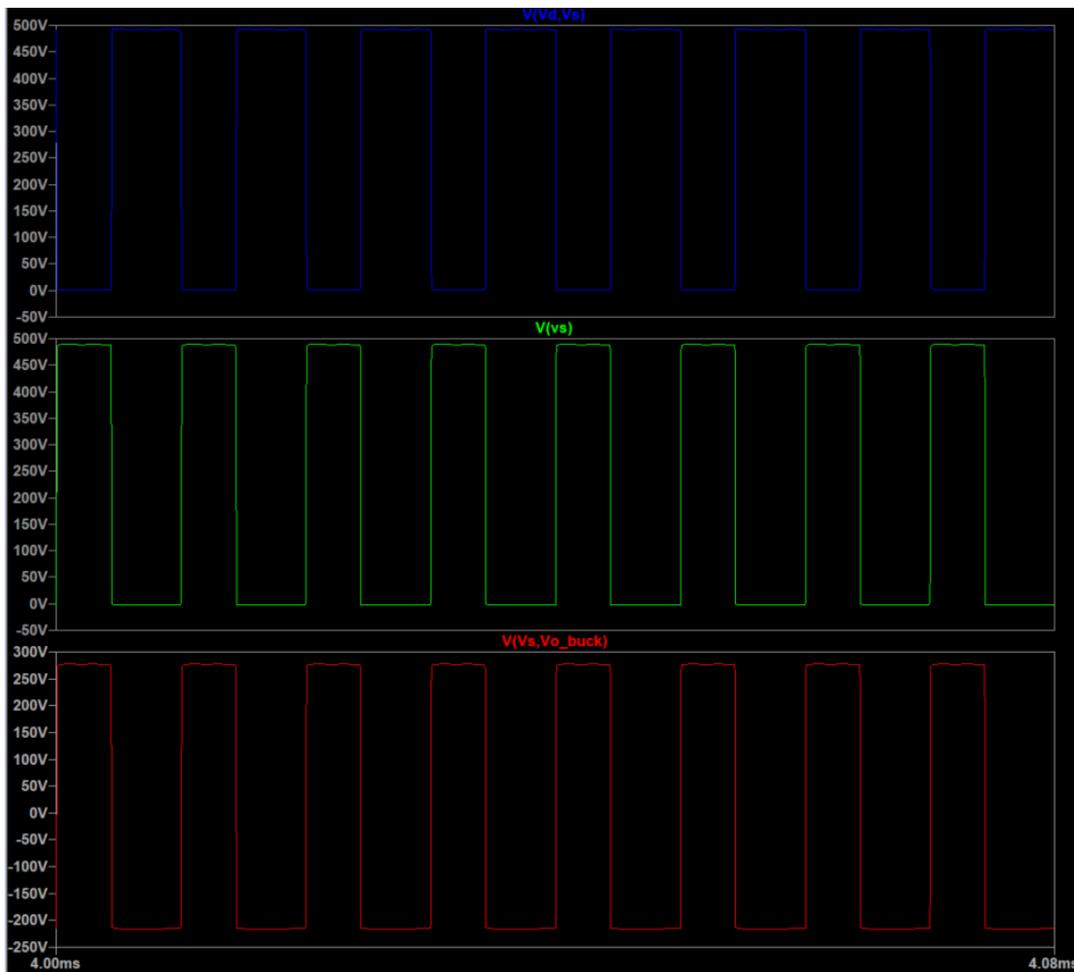


Figura 35 Simulación de tensiones etapa buck

En la siguiente imagen se muestra:

- Tensión en los transistores de entrada del push-pull (azul).
- Tensión en los transistores de rectificación del push-pull (verde).
- Tensión en uno de los bobinados del transformador del push-pull (azul turquesa).
- Tensión en uno de los bobinados del transformador del push-pull (moradas).

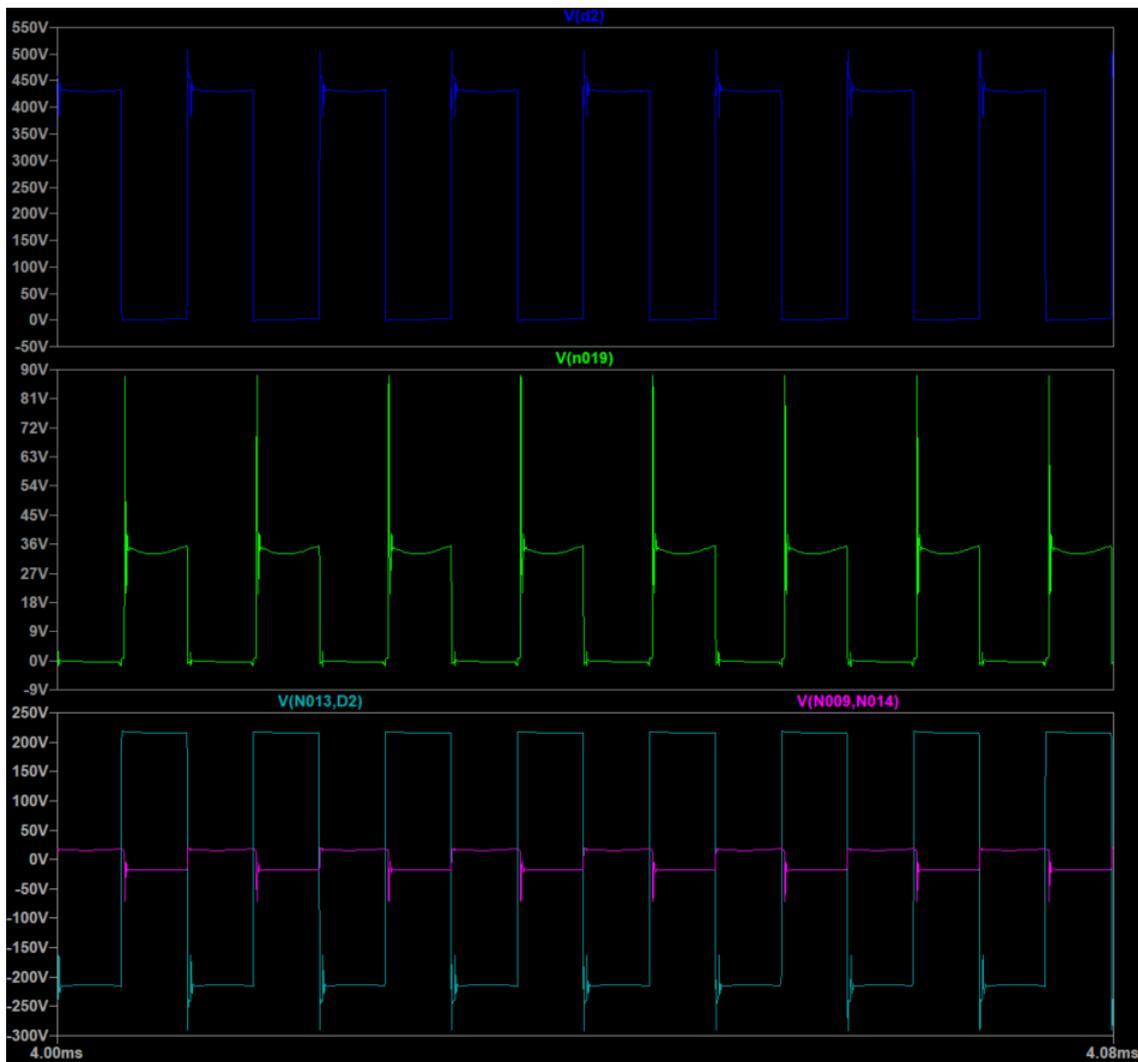


Figura 36 Simulación de tensiones etapa push-pull

## Capítulo 6. Circuitos auxiliares del convertidor

A parte de los componentes principales de las etapas buck y push-pull del convertidor se deberán añadir otros subcircuitos para el correcto funcionamiento de este.

### 6.1 Disparo de los MOSFET

#### 6.1.1 Disparo del MOSFET de la etapa Buck

Para el disparo de este transistor se ha optado por una topología formada por un driver disparado por el microprocesador y a su vez conectado a un circuito de bootstrap que hace posible el disparo del MOSFET.

##### 6.1.1.1 Driver.

El driver elegido pertenece a la familia FAN de la marca ONSem y es del tipo high-side gate, preparado para trabajar con tensiones de hasta 600V, alimentado por 12V y con unas tensiones de disparo mayores de 3.6V para el estado lógico "1" y menores de 1V para el estado lógico "0" ya que el microprocesador proporciona una sálica de 0-5V.

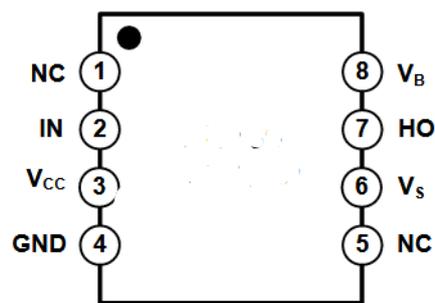


Figura 37 High-Side driver Buck

Por otra parte viendo el datasheet del componente que la corriente máxima que puede suministrar su salida "HO" es de 500mA. Debido a que la corriente necesaria para cargar la capacidad parásita del MOSFET en su disparo puede llegar a picos muy altos, se ha de conectar en serie con la salida del driver una etapa tótem-pole formada por un transistor NPN y otro PNP que pueda suplir estas demandas. Después de esta etapa se colocarán dos resistencias para poder controlar los tiempos de subida y de bajada de la señal de disparo. Cuanto mayor sean estos tiempos la señal se reflejará menos en otras pistas pero como desventaja las pérdidas de conmutación aumentarán. A continuación de estas resistencias también se ha colocado una ferrita para mejorar la calidad de la señal y un diodo zener y TVS para evitar sobretensiones.

Por otra parte, la entrada del driver "IN" estará precedida de dos resistencias, una de pull-down y otra de pull-up, que establecen un estado lógico a la entrada cuando se encuentra en estado de reposo.

##### 6.1.1.2 Bootstrap

Debido a que el surtidor del MOSFET del buck no está conectado a una tierra se debe colocar un circuito que permita hacer entrar en conmutación al MOSFET, estando referido a este punto.

Mediante esta topología llamada bootstrap, se crea un disparo flotante para activar el MOSFET. A continuación se muestra el circuito empleado para el disparo:

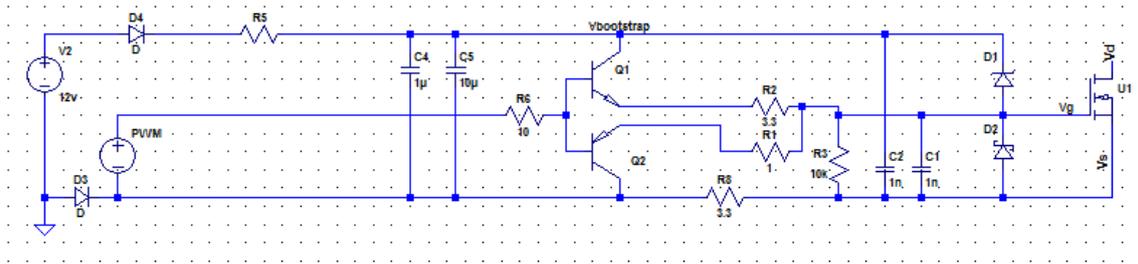


Figura 38 Circuito Bootstrap (1)

Los diodos de bootstrap D4 D3 impiden que la fuente de alta tensión llegue a la fuente de control cuando el MOSFET está activo y el condensador C5 de una capacidad relativamente grande (unos 10uF) almacena a través del diodo la energía de activación del MOSFET. Además de este condensador se colocará otro (C4) de menor capacidad para mejorar la calidad de la señal. Por otra parte, como se comentó anteriormente, los transistores Q1 (nnp) y Q2 (pnp) aumentan la corriente que dispara el MOSFET.

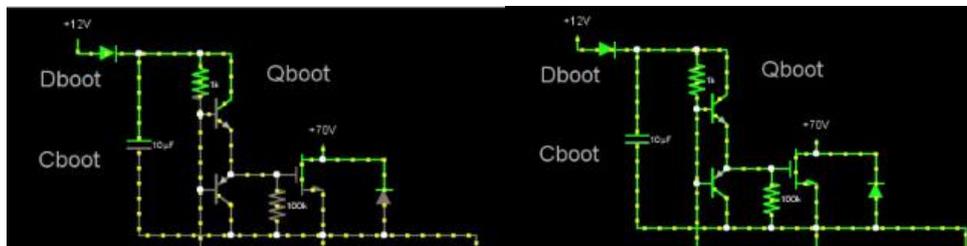


Figura 39 Circuito Bootstrap (2). Fuente: [15]

Como inconveniente, el bootstrap no es compatible con niveles de duty extremos ya que para estos casos no daría tiempo a cargar el condensador y la tensión de puerta caerá hasta no superar la tensión mínima de disparo, pero como la etapa push-pull del convertidor reduce la tensión en un factor 1/12 no será necesario llegar a estos extremos.

### 6.1.2 Disparo de los MOSFETs de la etapa Push-pull

Para disparar los MOSFET de la etapa push-pull se ha escogido un driver perteneciente a la familia FAN de la marca ONsemi de tipo dual low-side que puede entregar altos niveles de corriente.

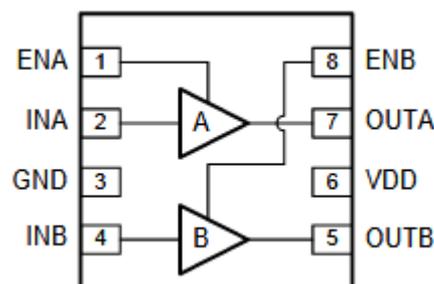


Figura 40 Driver Dual Push-Pull

Las entradas que llegan desde el microprocesador a INA INB son las señales PWM que salen por OUTA OUTB para disparar el MOSFET. Estas entradas al igual que los enables ENA ENB están conectadas a una resistencia del turn-off conectada a masa que establece un nivel lógico en el caso de que no haya señal. Por otra parte, como en el caso del driver del buck, las salidas OUTA OUTB están conectadas a unas resistencias y un diodo que controlan el tiempo de subida y de bajada de la señal de disparo y a una ferrita que mejora la calidad de la señal.

En la alimentación del driver se colocarán dos condensadores que proporcionaran estabilidad a la señal de alimentación.

## **6.2 Redes snubber del convertidor.**

### **6.2.1 Introducción**

Debido a la naturalidad del convertidor, existe dentro de él una gran cantidad de semiconductores en constante conmutación. El correcto funcionamiento de estos marcará el funcionamiento del convertidor, por lo que se debe de prestar especial atención a las formas de onda de su conmutación.

Las redes snubber son circuitos que se colocan de manera auxiliar para mejorar las siguientes características:

- Suprimir oscilaciones en la conmutación a no conducción; menores EMI.
- Limitar las sobretensiones y sobrecorrientes en las conmutaciones.
- Limitar las subidas abruptas de tensión y corriente en las conmutaciones.
- Reducir las pérdidas de conmutación.

Los fenómenos de sobreoscilación en los semiconductores son debidos a la interacción de sus capacidades parásitas con las inductancias presentes en el circuito. Estas capacidades e inductancias forman un circuito que resuena después del apagado creando una oscilación transitoria. Para abordar este problema se debe recurrir a la colocación de redes snubber. En un prototipo estas redes deben de ser colocadas por el diseñador en los puntos más críticos del circuito. En el caso particular del convertidor del que trata este proyecto, se han colocado redes snubber en:

- El MOSFET de la etapa buck.
- El diodo de la etapa buck.
- Los MOSFET de la etapa Push-Pull.
- Los diodos rectificadores de la etapa Push-Pull.

Otros elementos en el convertidor conmutan, pero debido a su baja capacidad parásita no se ha considerado necesario la colocación de redes snubber.

La principal preocupación en el funcionamiento de los componentes antes mencionados, es la sobreoscilación. Esta puede causar en el componente sobrecalentamiento e incluso roturas por los picos de la oscilación. Por ese motivo se ha optado por montar redes snubber RC.

Para comprender mejor este problema y poder llegar a su resolución se va a proceder a mostrar un ejemplo práctico dentro del convertidor. Se trata de los diodos rectificadores de la etapa Push-Pull.

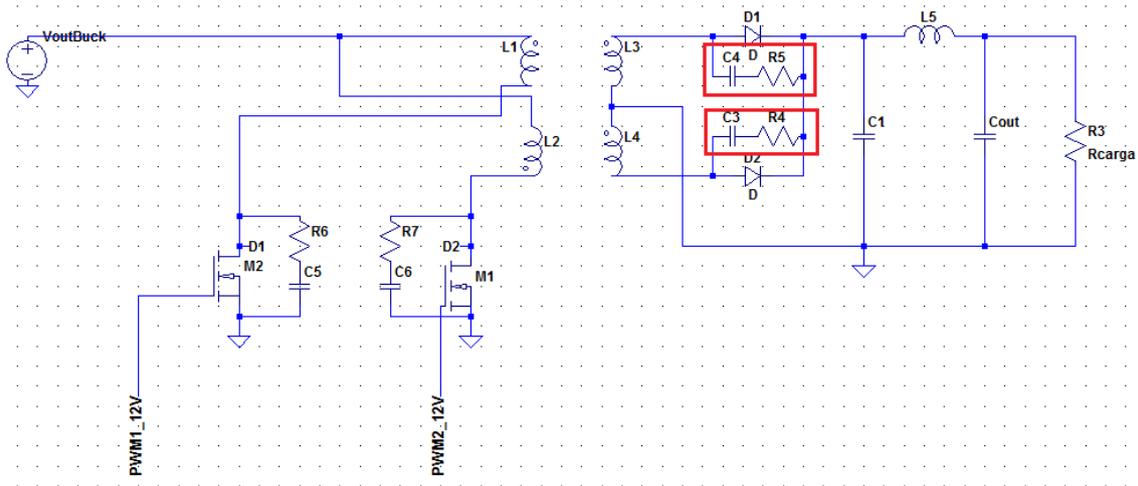


Figura 41 Snubber RC diodos rectificación

6.2.2 Análisis del circuito

El circuito equivalente de inductancias y capacidades a partir del secundario del transformador sería el siguiente:

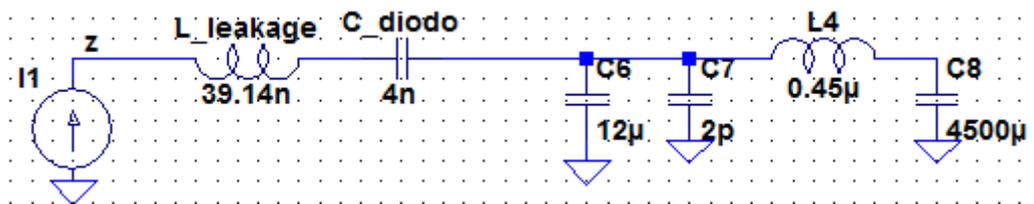


Figura 42 Redes Snubber (1)

La “L\_leakage” es la propia del transformador y el área que forma la pista desde este transformador a los diodos y la capacidad del diodo “C\_diodo” ha sido obtenida de las curvas del datasheet para el punto de funcionamiento:

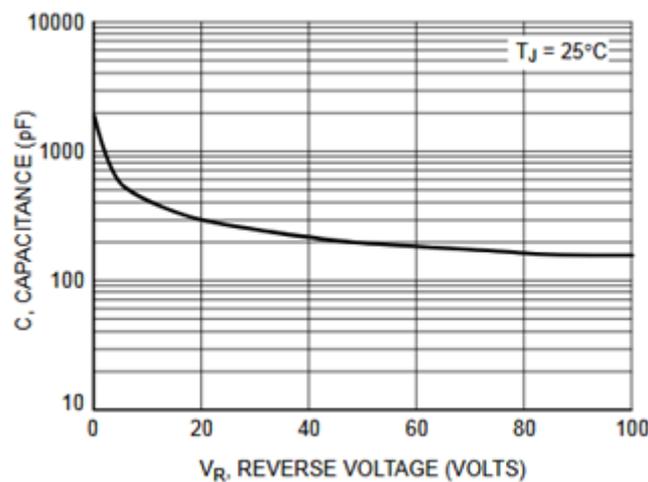


Figura 43 Redes Snubber (2)

Llevando a cabo un análisis en frecuencia mediante el software LTspice se ha obtenido la siguiente curva:

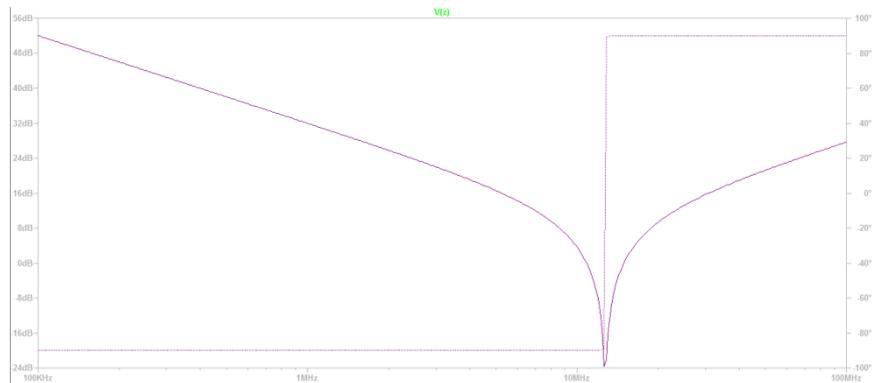


Figura 44 Redes Snubber (3)

Donde se observa una curva muy abrupta que converge en una frecuencia cercana a los 10MHz, esto es un claro indicador de que se va a producir una sobreoscilación de frecuencia cercana a los 10 MHz.

### 6.2.3 Cálculo de los parámetros de los componentes de las redes snubber.

1. Medir la frecuencia de oscilación sin red snubber ( $f_0$ )

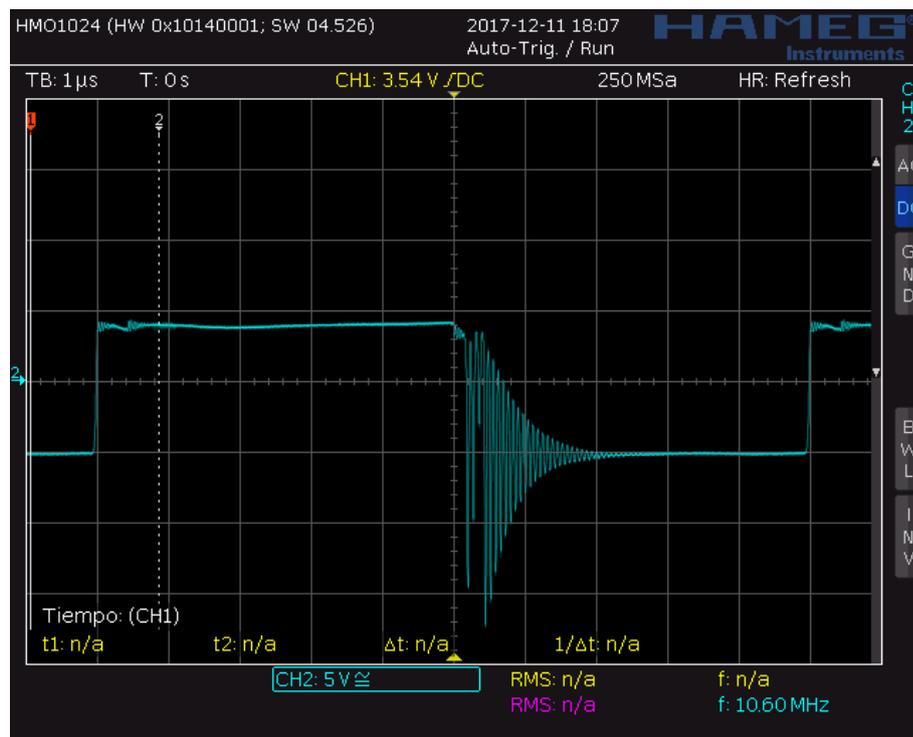


Figura 45 Redes Snubber (4)

$$f_0 = 10.6\text{MHz}$$

## 2. Calculo del Condensador de la red snubber

Como siguiente paso se debe de conseguir reducir la frecuencia de oscilación a la mitad. Teniendo que:

$$w_{sn} = \frac{1}{2} \cdot w_0 \quad w_0 = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot C_0}} \quad w_{sn} = \frac{w_0}{2} = \frac{1}{\sqrt{L_d \cdot (C_0 + C_{sn})}}$$

$$C_{total} = C_0 + C_{sn} \quad C_{sn} = 3 \cdot C_0 = 3 \cdot 4 \cdot 10^{-9} = 12nF$$

Esto se conseguirá conectando en paralelo con el diodo un condensador de un valor tres veces menor a su capacidad parásita.

En el caso de no conocer la capacidad parásita del componente, se colocarán condensadores hasta dar con el que haga reducir la frecuencia de oscilación a la mitad. Este condensador, será el condensador de la red snubber.

## 3. Calculo de la resistencia de la red snubber

Se ha de buscar un valor de resistencia que haga que el circuito RLC este críticamente amortiguado:

$$R_{sn} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{L_d}{C_0}} = \frac{3}{4\pi} \cdot \frac{1}{C_{sn} \cdot f_{sn}} = \frac{3}{4\pi} \cdot \frac{1}{12 \cdot 10^{-9} \cdot \frac{12.6}{2} \cdot 10^6} = 3.754 \rightarrow 3.9\Omega$$

## 4. Montaje de la red y análisis

Como se puede observar en la imagen la red snubber ha suprimido la oscilación que se producía en el diodo. En el caso de seguir existiendo algún problema en la conmutación se debería de montar otro tipo de red snubber o variar algún parámetro de diseño.

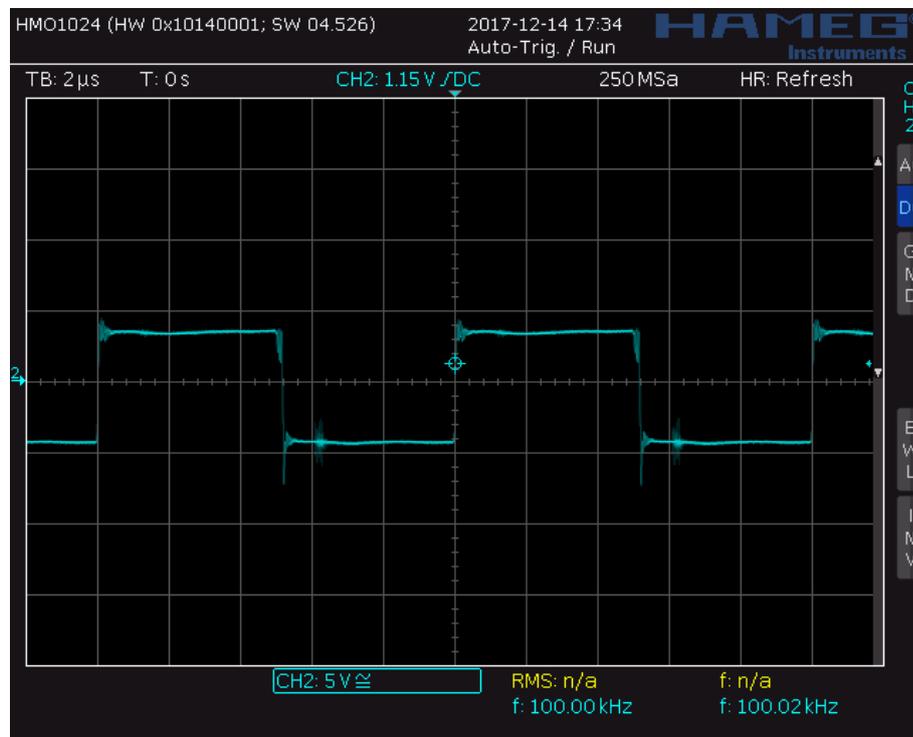


Figura 46 Redes Snubber (5)

También se puede observar la mejora mediante el software LTspice, añadiendo esta misma red.

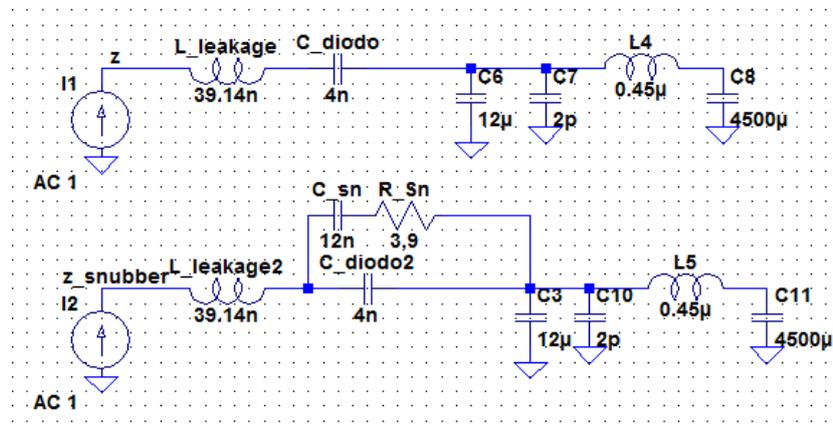


Figura 47 Redes Snubber (6)

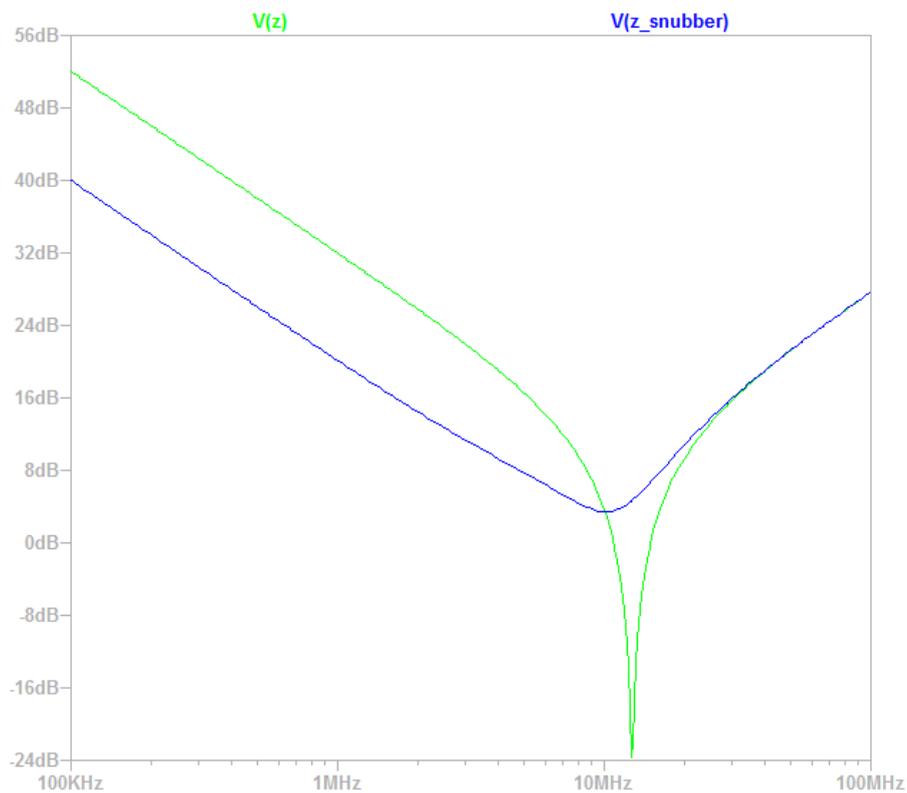


Figura 48 Redes Snubber (7)

En la anterior imagen se observa la representación frecuencial del sistema en el punto de interés, donde el trazo azul representa el sistema con red snubber y el trazo verde representa el sistema sin red snubber.

Se puede apreciar la mejora debido a que ya no tenemos una curva tan abrupta, indicando que habrá una menor oscilación.

Por último se puede calcular la potencia que disipa la resistencia de la red.

$$P_{Rsn} = f_s \cdot C_{sn} \cdot V_{sw_{off}}^2$$

### 6.3 Senzados

Con la finalidad de poder controlar el convertidor se va a proceder a tomar mediciones de:

- Tensión de entrada
- Tensión de salida
- Tensiones intermedias
- Corriente de entrada
- Corriente de salida
- Temperaturas

#### 6.3.1 Tensiones

Para medir las tensiones se emplearán divisores de tensión. Para estas mediciones lo único que se debe tener en cuenta es que la corriente de la señal de medición sea lo suficientemente grande para que el ruido que se le puede inducir no influya en la medida y lo suficientemente pequeña para que el divisor no tenga un consumo excesivo. También se han de colocar el número de resistencias adecuado para que la potencia disipada en cada resistencia no supere los límites establecidos por el fabricante.

#### 6.3.2 Corriente de entrada

El sensor escogido para esta medida es un transformador con una vuelta en el primario por donde pasará la corriente de entrada y un secundario con un número de vueltas que dependerá de varios aspectos, entre ellos la saturación del sensor.

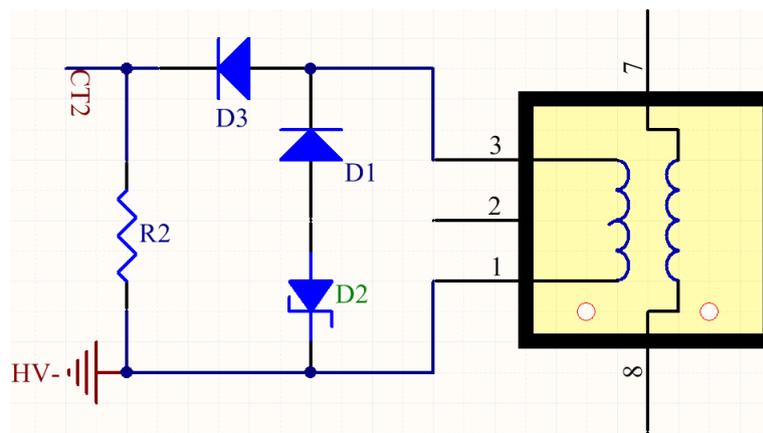


Figura 49 Sensor de corriente de entrada

- Diodos D1 y D2: Estos diodos son una red de desmagnetización del sensor, D1 impide el paso de la corriente durante el semiciclo positivo y D2 es un TVS que quema la energía del ciclo de desmagnetización. Cuanto mayor sea el duty de la etapa buck este sensor tendrá menos tiempo para desmagnetizarse por lo que la tensión que tendrá que soportar este diodo TVS será mayor.
- Diodo D3: Este diodo evita el paso de la corriente por ese punto en el semiciclo negativo.
- Resistencia R2: se trata de una resistencia de terminación que convierte la corriente que se induce en el sensor en tensión para poder ser interpretada por el microprocesador.

En la siguiente imagen se puede apreciar la tensión en bornes de la resistencia R2 (señal naranja); nótese que la señal contiene ruido de alta frecuencia que posteriormente habrá que filtrar. La señal verde muestra la tensión drenador surtidor del MOSFET de la etapa buck.

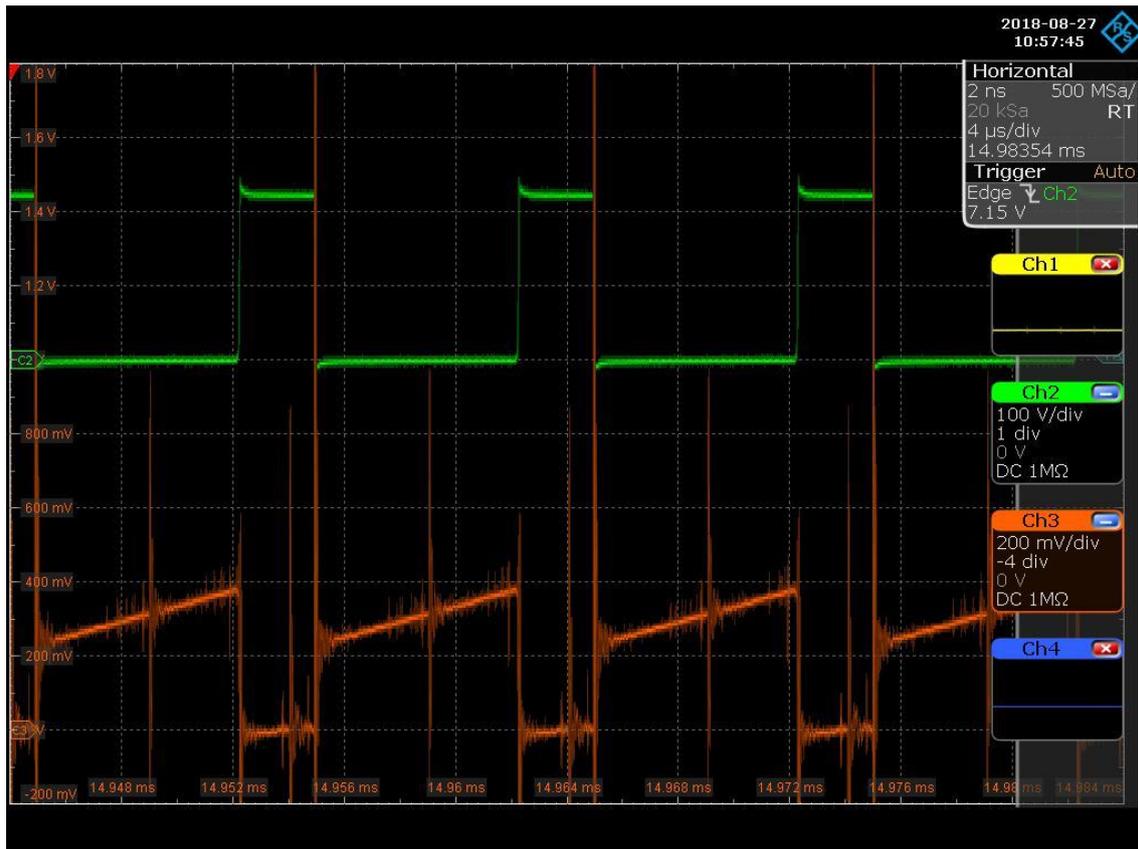


Figura 50 Sensado de corriente de entrada

### 6.3.3 Corriente de salida

Para la lectura de la corriente de salida se empleará un sensor de efecto Hall debido a la continuidad de la corriente de salida. Este sensor se deberá alimentar por una fuente externa y el mismo proporcionará una tensión que corresponderá a un nivel de corriente.

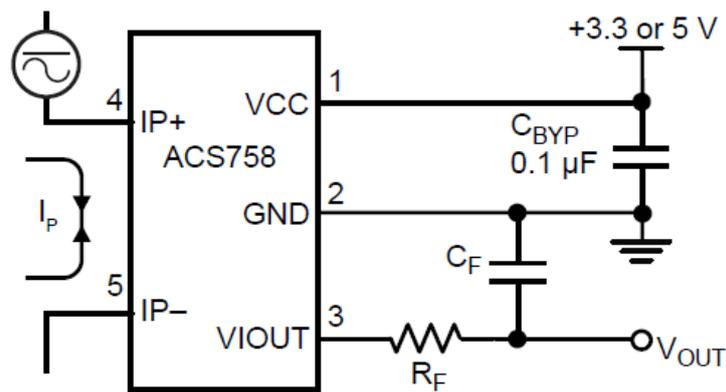


Figura 51 Sensor corriente salida

### 6.3.4 Medida de temperaturas

Las medidas de temperatura se realizarán por medio de NTCs colocadas a modo de divisor de tensión. Estas NTCs serán colocadas en puntos donde se puede intuir que la temperatura puede ser mayor, como cerca de los semiconductores.

## Capítulo 7. Fabricación de la PCB y resultados experimentales.

Las siguientes imágenes muestran el prototipo final del convertidor. La primera de ellas es de la parte de potencia, y la segunda tiene integrada la placa de control.

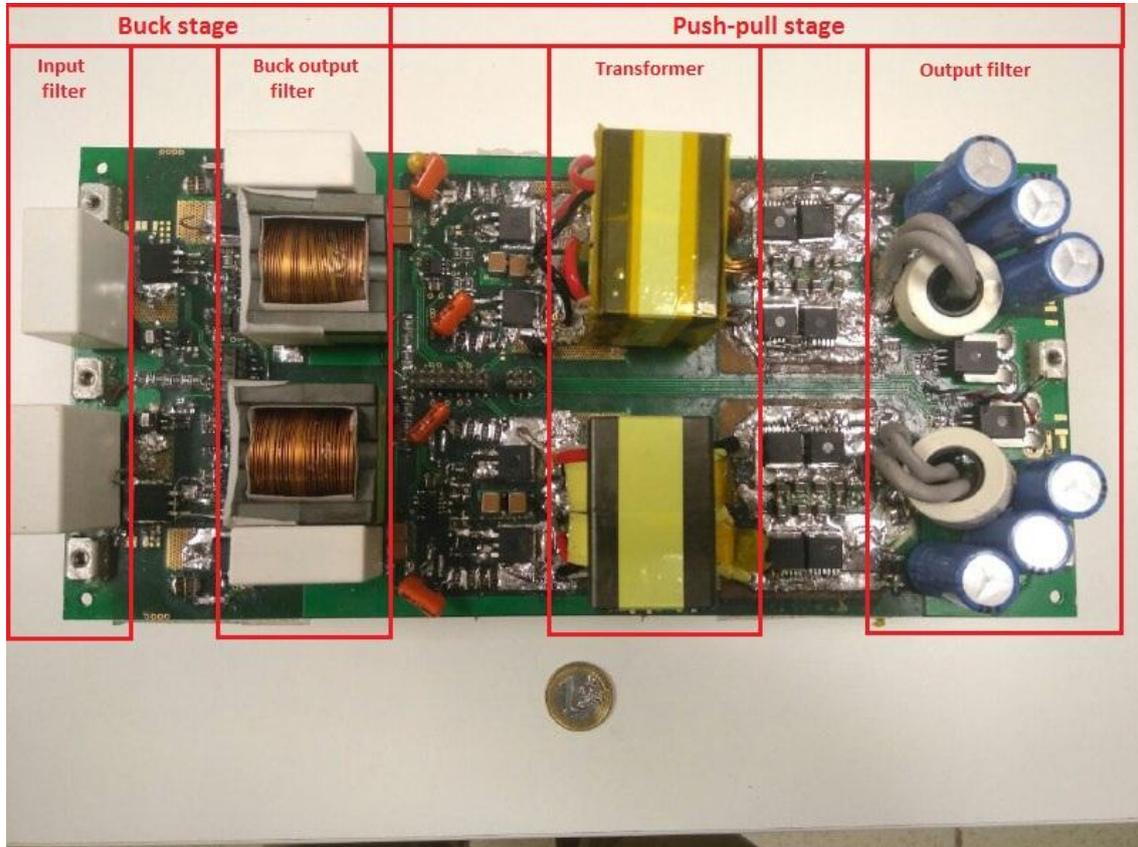


Figura 52 Prototipo del convertidor (1)

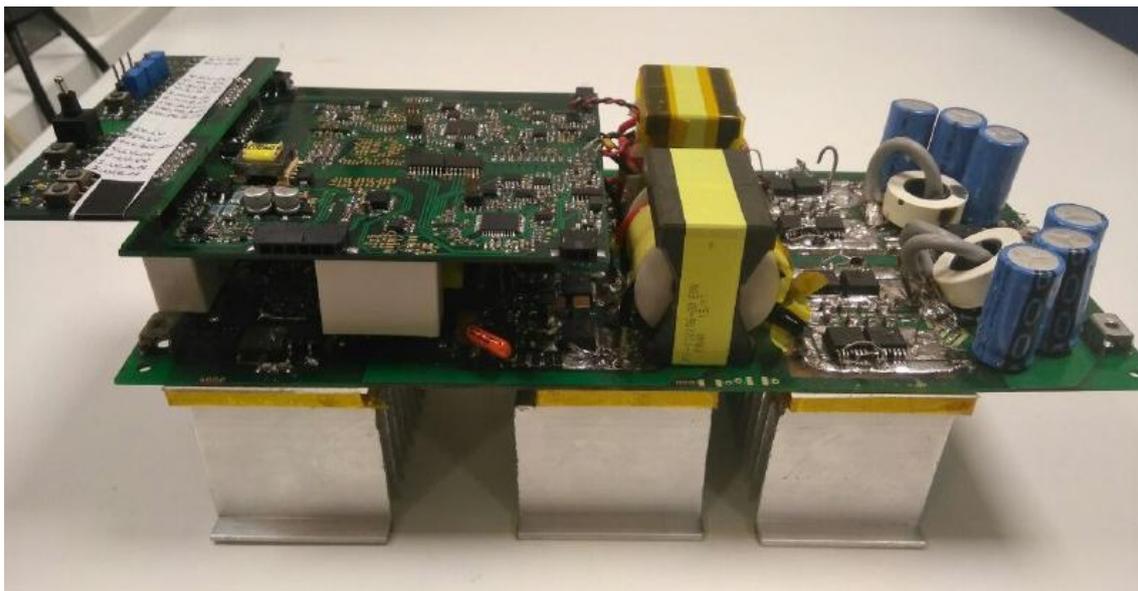


Figura 53 Prototipo del convertidor (2)

## 7.1 Fabricación de la PCB y correcta metodología de rutado

Para la fabricación de la PCB se ha escogido el software Altium. Una vez seleccionados los componentes se ha procedido a crear las huellas y símbolos de los componentes menos usuales mediante el editor de componentes del programa.

Posteriormente se ha creado un proyecto donde se han añadido:

- El esquemático del circuito con las premisas vistas anteriormente y los datos obtenidos en las simulaciones.
- Las librerías de componentes creadas.
- El PCB donde se importará el esquemático para rutar las pistas que unen los componentes.

En este punto, cabe destacar la importancia que tiene el rutado en la electrónica de potencia para el correcto funcionamiento del circuito. Un mismo circuito rutado de dos maneras distintas puede tener un comportamiento totalmente diferente.

A continuación se señalan los puntos clave que se han tenido en cuenta para intentar que este circuito tenga el mejor funcionamiento posible:

- ✓ Reducción del área de los bucles de retorno de la corriente. Este puede que sea uno de los puntos más importantes a la hora de rutar un circuito de potencia, se debe de prestar especial atención a los caminos de la corriente por todo su paso por el convertidor. Reduciendo esta área se conseguirá reducir la inductancia parásita del bucle, de lo contrario esta inductancia interactuará con las capacidades parásitas de los componentes y creará efectos no deseados.
- ✓ Separar las masas de potencia de las masas de señales de control. Siguiendo esta medida se conseguirá que tanto en las medidas de sensado como en los disparos no se induzcan corrientes que se traducirán en tensiones al ver una resistencia pudiendo crear falsos disparos o dando una medida errónea. Estas masas deben estar unidas en un punto para tener un mismo potencial, se aconseja hacer la unión de este punto en un lugar donde no haya flujo de corriente.
- ✓ No colocar planos de diferente potencia (a excepción de la masa) ni islas de cobre unos encima de otro. De esta forma se impedirá la aparición de capacidades parásitas entre planos.
- ✓ Desacoplos cerca de la masa de los componentes. Se deben colocar los condensadores de desacoplo lo más próximo posible a la masa del componente.
- ✓ Anchura espesor y longitud de las pistas. Se debe estudiar la cantidad de corriente que pasa por cada punto y la longitud de la pista para con la ayuda de un software calcular su anchura y espesor, de lo contrario las pistas podrían calentarse de manera excesiva, lo que se traduciría en pérdidas de conducción o incluso en la destrucción de la pista.
- ✓ Colocación de vías térmicas para que los componentes más críticos no se sobrecalienten.
- ✓ Mantener las distancias entre pistas por aire (clearance) y por PCB (creepage) en función de su tensión.

Con todo esto se ha creado una PCB de dos capas y 70 micras, donde la cara TOP lleva las señales y la cara BOTTOM se ha aprovechado para poner las masas y replicar alguna señal de TOP para aumentar su espesor.

## 7.2 Rectificación síncrona

Uno de los principales problemas que se ha encontrado al poner el convertidor en marcha es el elevado calentamiento de los diodos de rectificación. A pesar de colocar tres diodos duales (seis diodos) en cada rama del semipunto, las pérdidas en estos componentes eran demasiado altas, por lo que el convertidor podía estar breves periodos de tiempo trabajando en algunos de sus puntos de funcionamiento.

Esta configuración también provocaba mayores pérdidas que se traducían en una disminución de la eficiencia del convertidor.

Para solventar este problema se ha optado por sustituir los diodos por transistores MOSFET. Los transistores tienen menor resistencia en conducción y también tienen una respuesta rápida.

El principal problema de esta nueva configuración viene a la hora de disparar los transistores. Como el surtidor de los transistores no está referenciado a masa se deberá de implementar un circuito similar al del disparo del transistor del buck para conseguir dispararlo.

Dada la complejidad de esta solución se ha encontrado otra opción para disparar los MOSFET. Mediante dos bobinados auxiliares de una vuelta en paralelo a los dos bobinados secundarios del transformador se obtendrán dos señales cuadradas cuyos pulsos coincidirán con los momentos en los que hay que disparar los transistores de la rectificación síncrona y como la señal de estos bobinados está aislada se podrá referenciar al punto que se quiera, en este caso la puerta y el surtidor de los transistores. La siguiente imagen muestra la tensión del bobinado auxiliar, que será empleada como señal de disparo (señal amarilla) y la tensión drenador surtidor del MOSFET que dispara (señal verde).

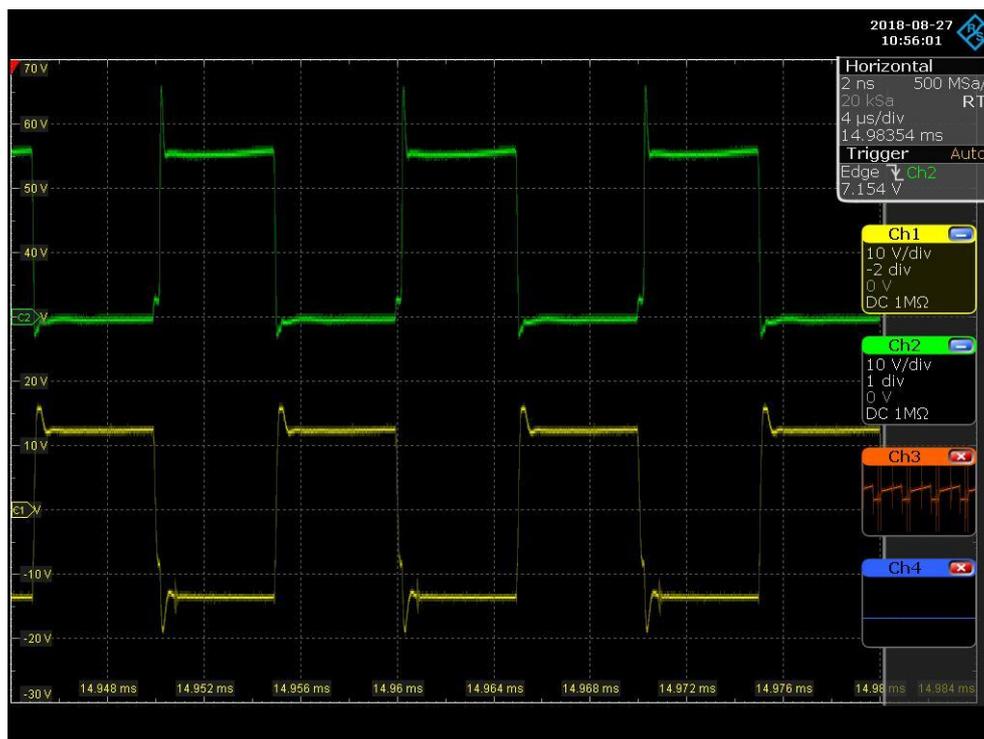


Figura 54 Señal bobinados auxiliares rectificación síncrona

En los momentos en los que la tensión inducida en los bobinados no supere la tensión mínima de disparo (threshold) de los MOSFETs, conducirá el diodo de body del transistor. En este momento el transistor tendrá mayores pérdidas de conducción, pero como el threshold máximo para el disparo es bajo (3.5V) no importará ya que para esta tensión de salida no existe ningún punto de funcionamiento y en el caso en el que lo hubiera las corrientes que circulan a través de este diodo de body serían bajas.

Mediante esta solución se ha conseguido reducir las pérdidas y la temperatura de los componentes, además también se ha conseguido reducir el número de componentes de la etapa de rectificación ya que con los diodos había seis componentes (tres diodos duales en cada rama del semipunto) y ahora solo cuatro (dos MOSFETs en cada rama del semipunto). Tanto los diodos como los transistores tienen encapsulado D2PAK.

En la siguiente imagen se muestran las dos configuraciones comentadas anteriormente.

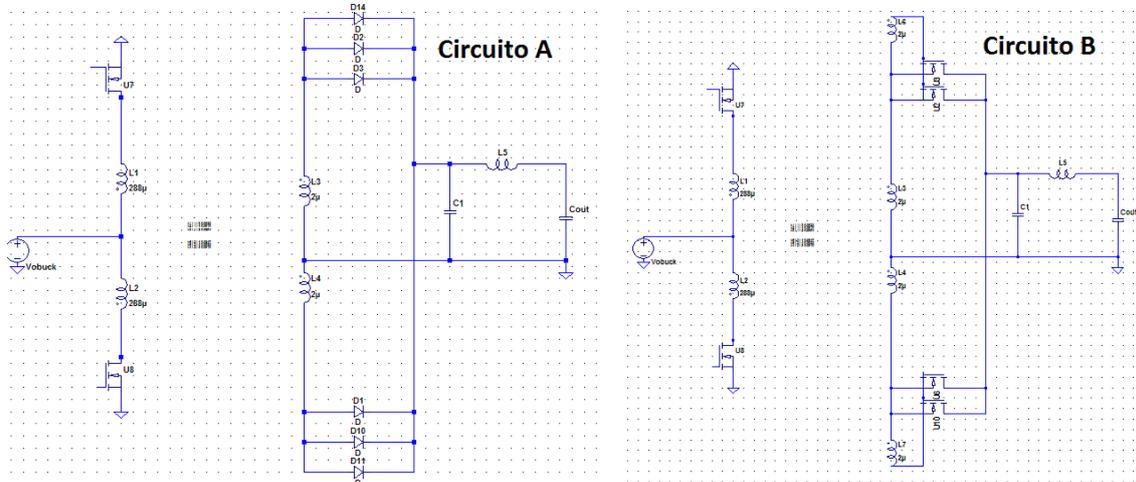


Figura 55 Rectificación con diodos VS Rectificación síncrona (1)

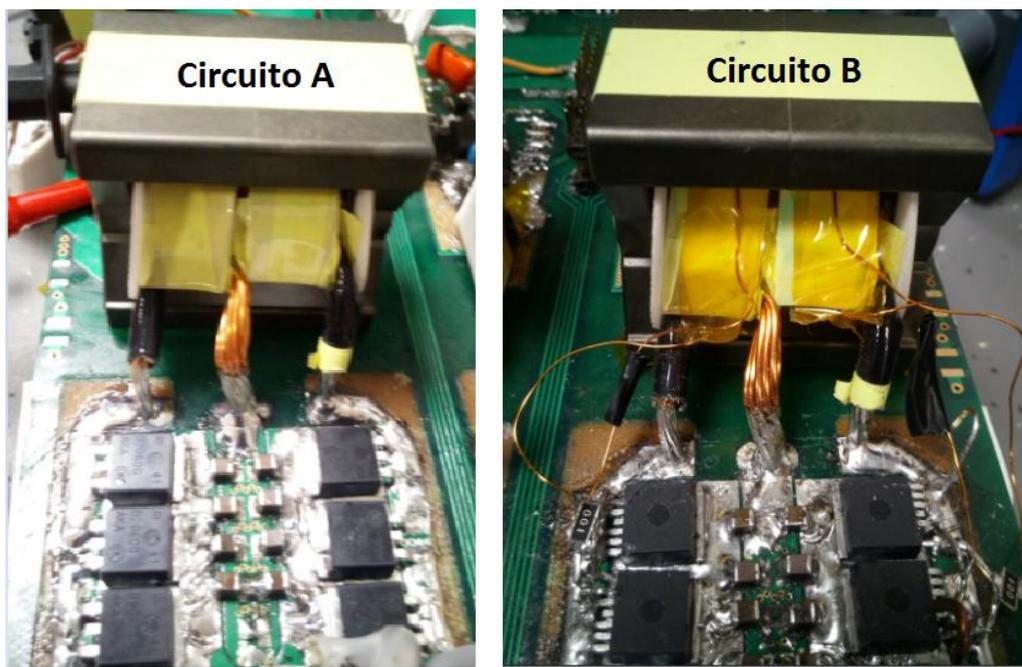


Figura 56 Rectificación con diodos VS Rectificación síncrona (2)

También se han extraído datos de un punto de funcionamiento del convertidor en el que la corriente de salida es alta.

	Vin (V)	Vout (V)	Iin (A)	Iout (A)	Pin (W)	Pout (W)	Rendimiento	Pérdidas (W)	Tª 30segundos °C
Circuito A	350	12	5.22	132.5	1827	1590	87.02791461	237	85
Circuito B	350	12	5.1	132.5	1785	1590	89.07563025	195	63

Tabla 10 Rectificación con diodos VS Rectificación síncrona

## 7.3 Resultados experimentales

### 7.3.1 Condensadores de DC Link

Dentro de la topología se encuentran dos condensadores que hacen de DC link. Para estos condensadores se ha optado por seleccionar condensadores de tipo film debido a:

- Sus bajas pérdidas
- Alto rizado de corriente
- Alta tensión
- Precio en comparación con los condensadores cerámicos
- Buena respuesta a las frecuencias de trabajo
- Tamaño

#### 7.3.1.1 Condensador de entrada del convertidor

Este primer condensador hace de filtro de entrada para que la inductancia parásita de la red que alimenta el convertidor no interactúe con las inductancias parásitas del circuito cuando el MOSFET del buck conmute.

En la siguiente imagen se muestra una forma de onda de la tensión drenador surtidor del MOSFET del buck sin la DC link de entrada y a continuación con ella.

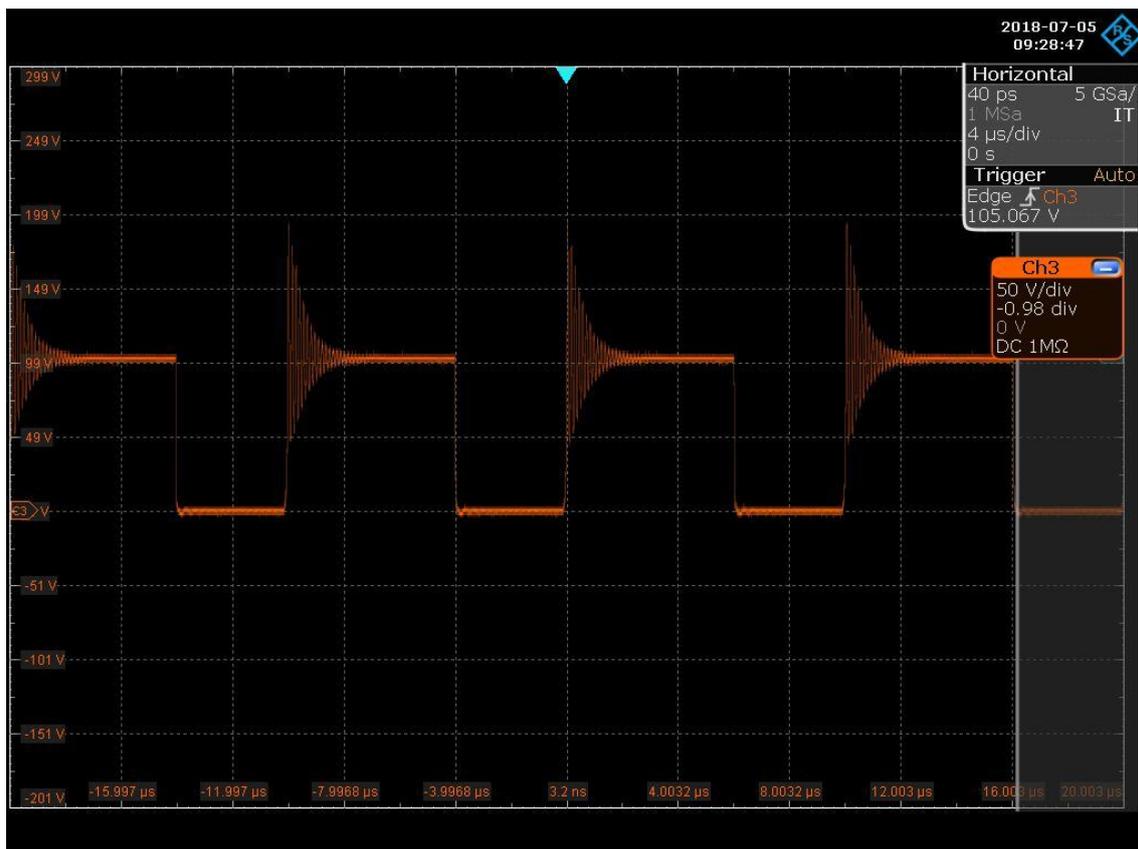


Figura 57 Condensador DCLink (1)

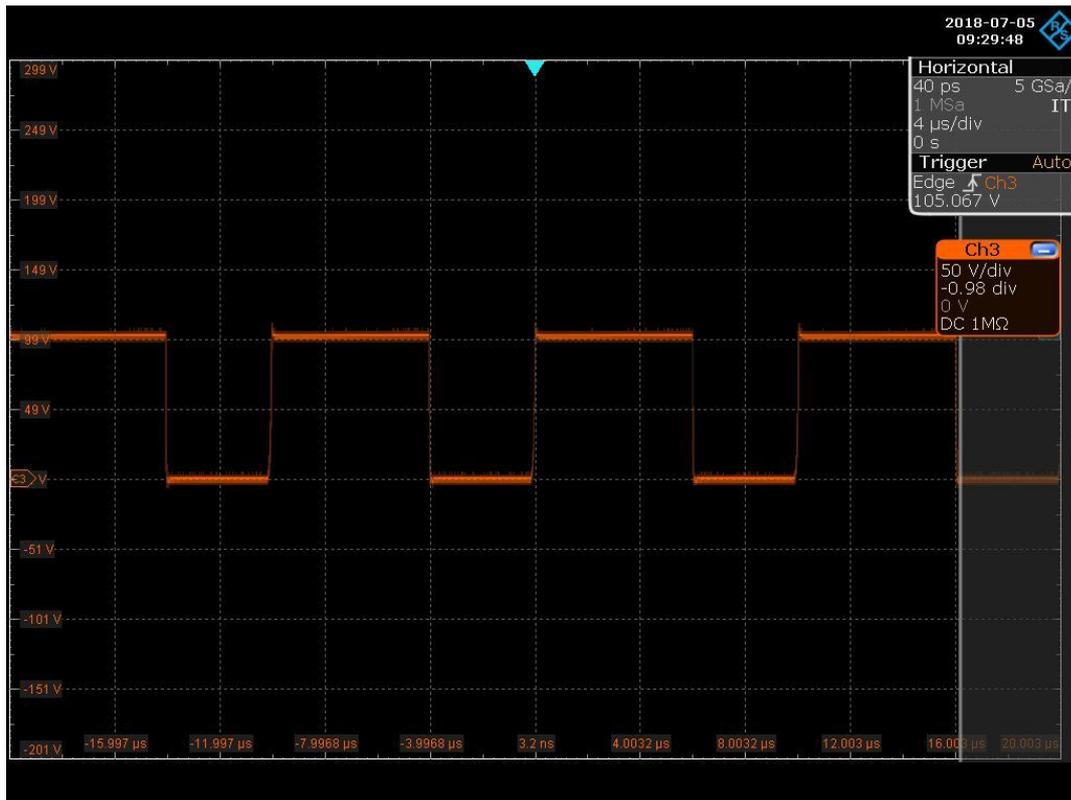


Figura 58 Condensador DLink (2)

Mediante la ayuda de una sonda Rogowski también se ha podido medir la corriente RMS que circula por el condensador:

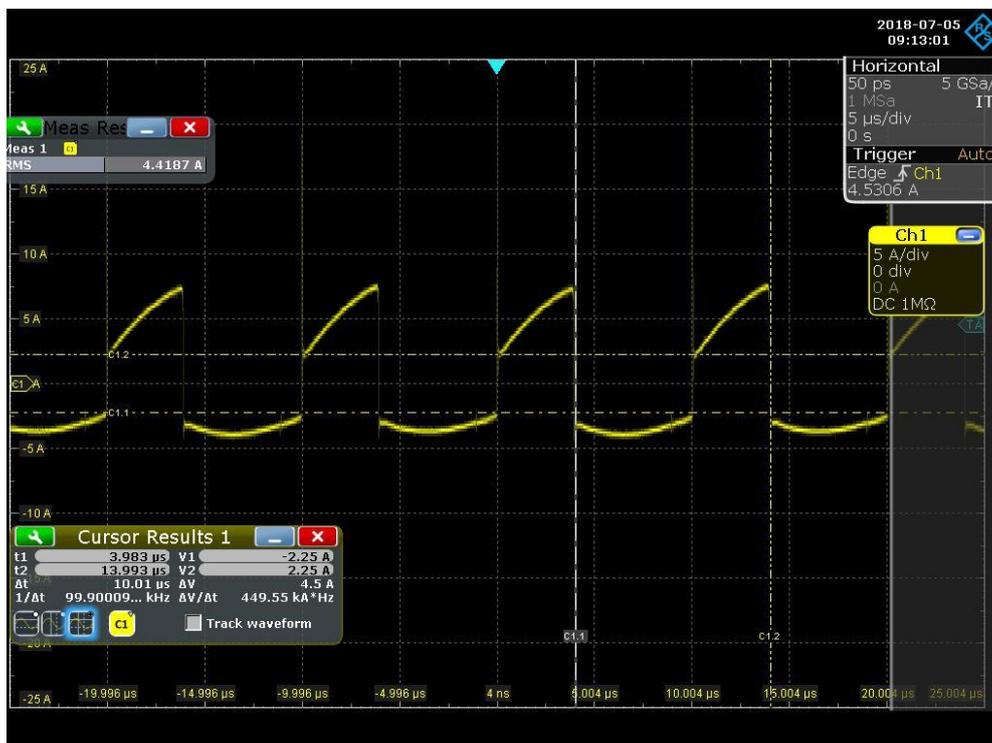


Figura 59 Condensador DLink (3)

En la imagen se observa una componente principal de 100kHz causada por la conmutación del MOSFET.

Con la ayuda del osciloscopio se puede obtener la FFT de la señal para ver su contenido frecuencial.

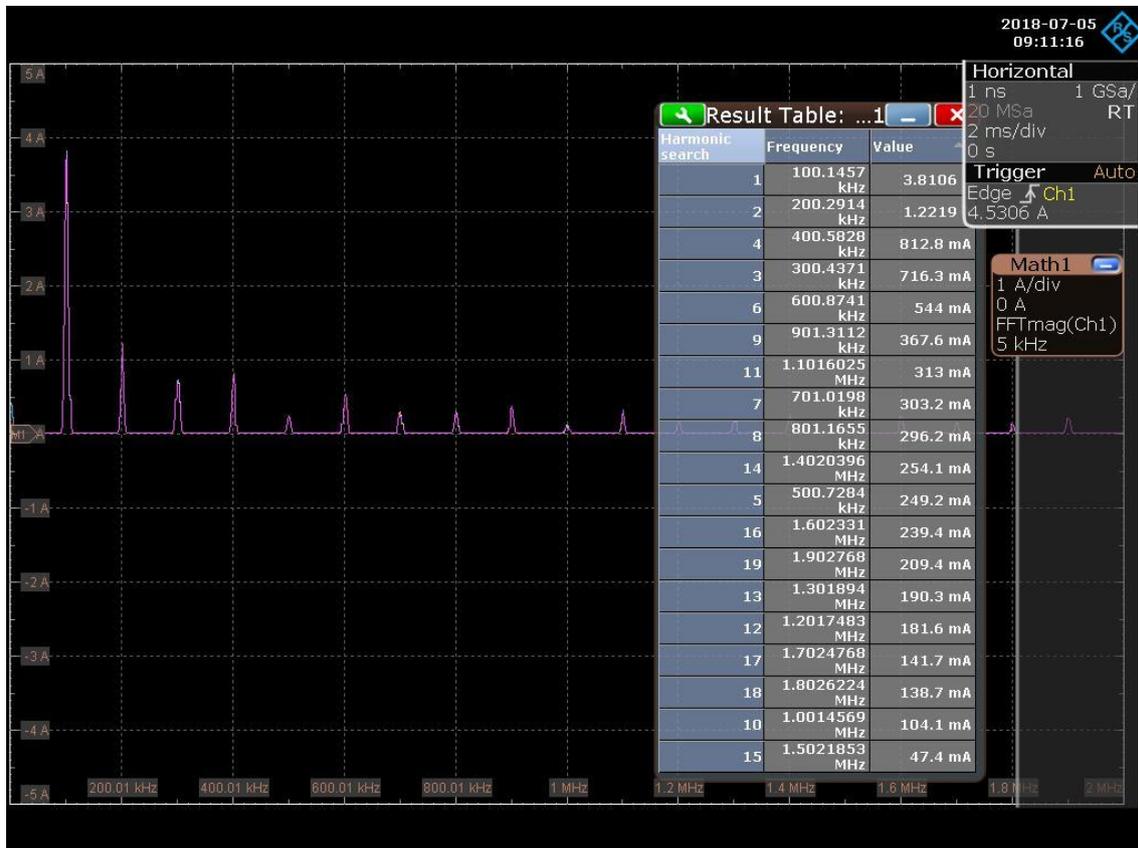


Figura 60 Condensador DCLink (4)

Como era de esperar se observa un armónico principal en 100KHz.

También se puede calcular la corriente RMS directamente sobre la señal o sobre su FFT.

- Corriente RMS medida con el osciloscopio sobre la señal=4.4187Arms
- Corriente RMS medida con la FFT

$$I_{RMS} = \sqrt{3.81^2 + 1.22^2 + 0.8128^2 + 0.716^2 + 0.544^2 + 0.3676^2 + 0.313^2}$$

$$= 4.2 Arms$$

\*Nótese que solo se han sumado los 7 primeros armónicos principales, si se sumasen todos, el resultado debería de ser el mismo.

### 7.3.1.2 Condensador de salida de la etapa buck

Este condensador forma parte del filtro LC de la etapa buck y además, como el anterior, hace de DC link de entrada para la etapa push-pull.

También se ha obtenido la corriente RMS y su FFT en este caso, apreciando una componente principal en 200KHz.

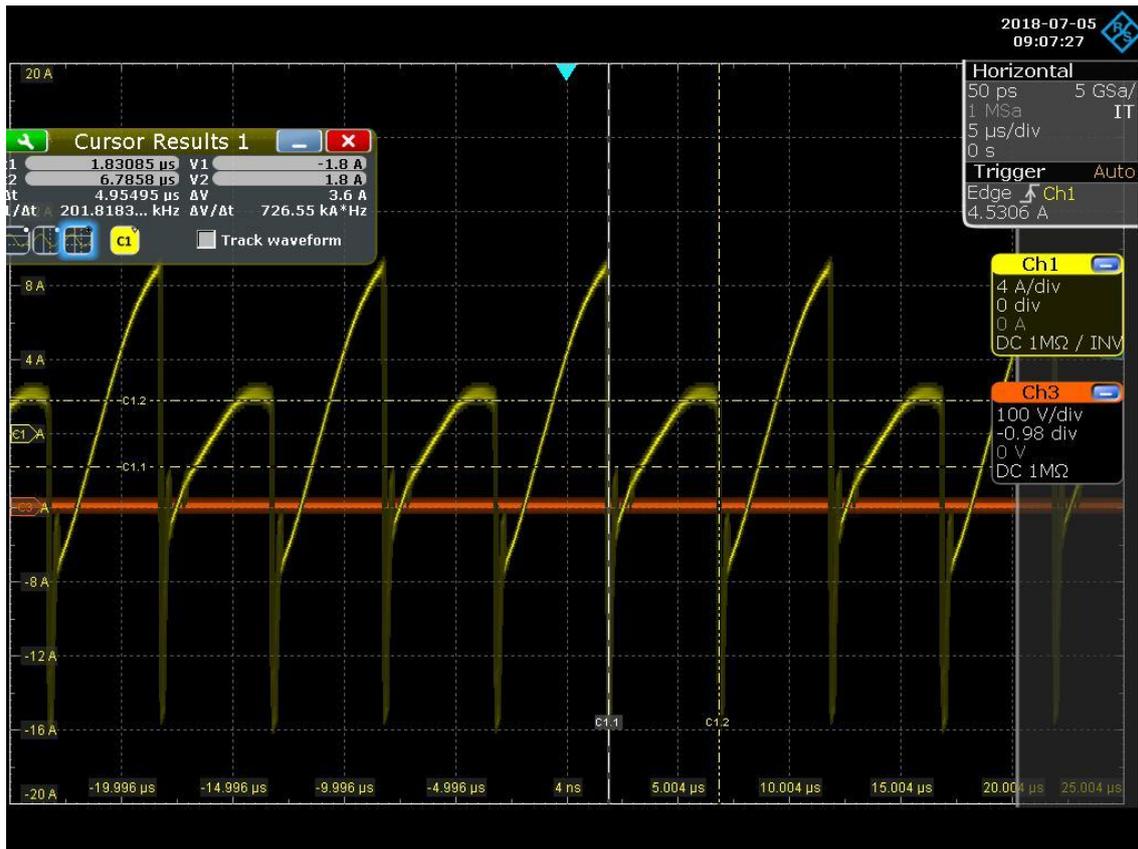


Figura 61 Condensador DCLink (5)

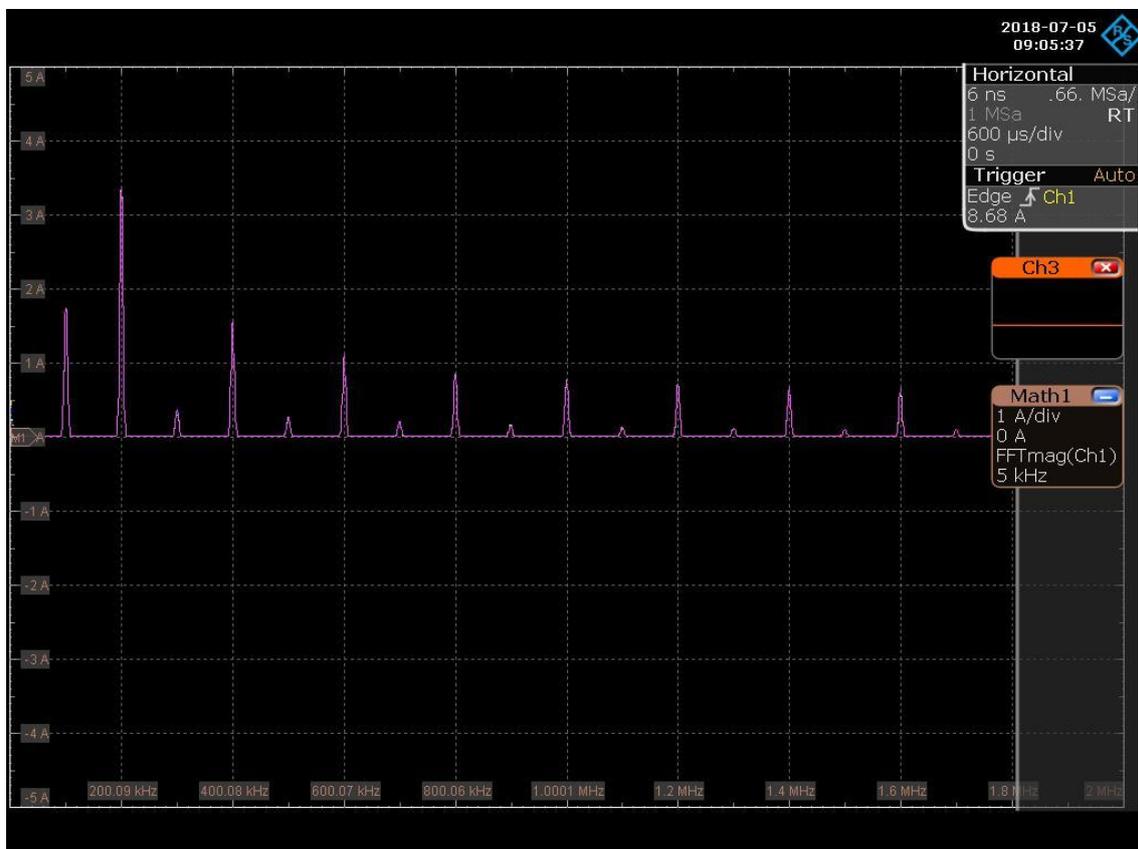


Figura 62 Condensador DCLink (6)

### 7.3.1.3 Dimensionamiento de los condensadores de DC link

Para dimensionar estos condensadores se debe tener en cuenta varios parámetros, estos parámetros vendrán definidos por los puntos de funcionamiento más desfavorables del convertidor:

Vin (V)	Vout (V)	Iout (A)	Irms Centrada (A)	Irms CsalidaBUCK (A)	Vintermedia (V)
430,00	12,00	300,00	4,35	5,1173	168,1
240,00	12,00	300,00	3,7	4,45	167,5
430,00	16,00	225,00	3,65	4,2	210,00
240,00	16,00	225,00	2,00	3,7193	210,00

**Tabla 11 Corrientes condensador DClink**

La tensión máxima del condensador de entrada viene dada por la especificación del convertidor y es de 430Vdc.

La tensión máxima del condensador de salida del buck es la máxima tensión intermedia 210Vdc.

#### **Tamaño**

El tamaño vendrá definido por el lugar que ocuparán estos condensadores. En el caso concreto de este convertidor las dimensiones máximas, que pueden tener son:

(BxHxL)= (16x40x38)mm

#### **Tensión**

La tensión que debe soportar es un parámetro que varía con la temperatura y se debe asegurar que para T=85°C no se sobrepase.

- Para el condensador de entrada del convertidor la tensión que soporta será 800 Vdc a 70°C y 700 Vdc a 80°C.
- Para el condensador de salida de la etapa buck la tensión que soporta será 500 Vdc a 70°C y 400 Vdc a 80°C.

#### **Corriente RMS y de pico**

La corriente RMS que soportan los condensadores vendrá marcada por las gráficas de corriente Irms vs Frecuencia y de corriente Irms vs temperatura ambiente.

#### **Impedancia a las frecuencias de trabajo**

Se debe poner especial atención en que el condensador trabaje como condensador y no como bobina(al aumentar la frecuencia a partir de la frecuencia de resonancia). Observando la gráfica característica Impedancia vs frecuencia, para este condensador en concreto, se aprecia que los armónicos principales entran dentro de la zona de trabajo del condensador.

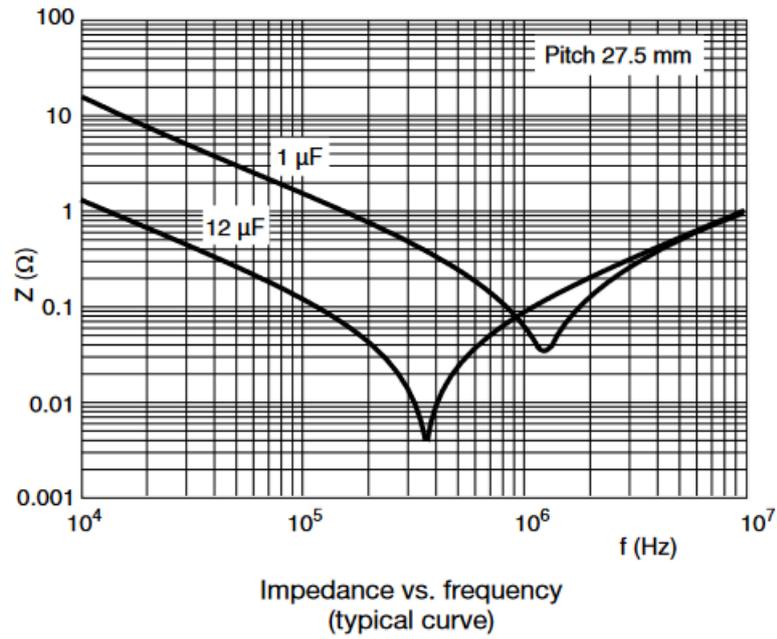


Figura 63 Condensador DClink (7)

### 7.3.2 Snubber MOSFET Push-pull

En este punto se va a mostrar un ejemplo del efecto de una red snubber RC calculada mediante el método expuesto en el punto 6.2.

El snubber será colocado en paralelo con el drenador y el surtidor de los transistores MOSFET de la etapa push-pull:

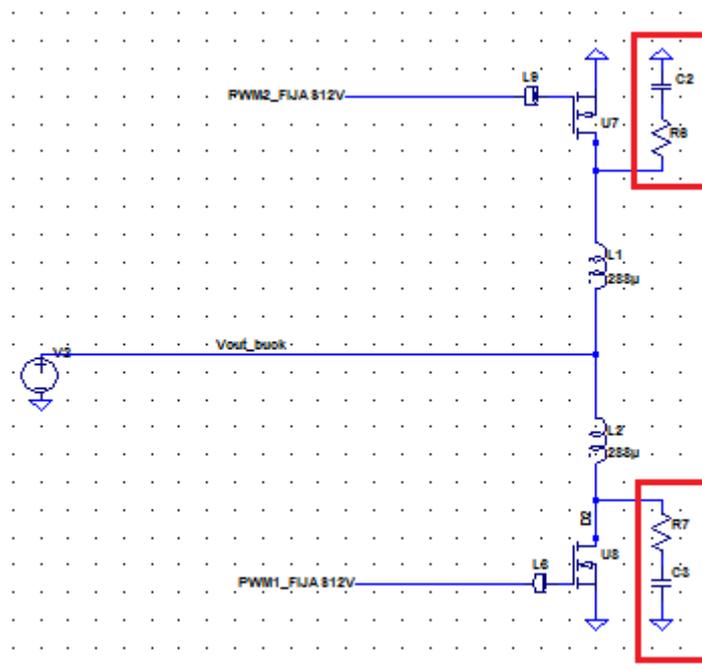


Figura 64 Snubber MOSFET Push-pull (1)

Al medir la tensión drenador-surtidor obtenemos la siguiente captura donde se aprecia la oscilación causada por la capacidad parásita del condensador y la inductancia de dispersión del transformador. Sin la red snubber el convertidor no podría trabajar en muchos de sus puntos de funcionamiento, debido a que el valor de la sobretensión en el MOSFET superaría su tensión de ruptura. Las oscilaciones que se ven en las capturas también causarían problemas de EMI en una fase más avanzada del proyecto.

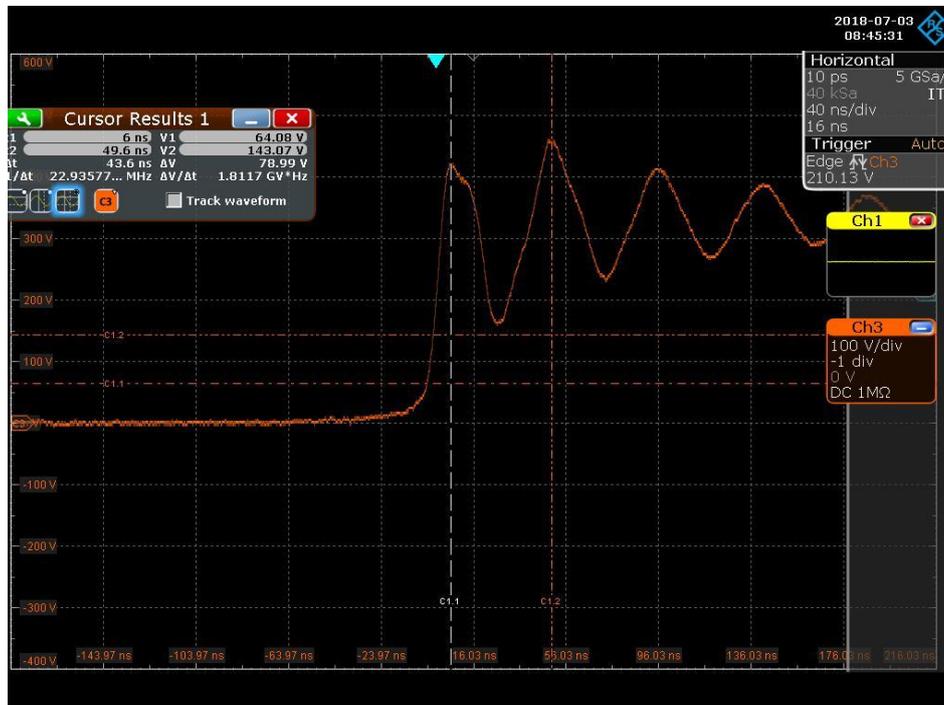


Figura 65 Snubber MOSFET Push-pull (2)

Con la ayuda del osciloscopio se comprueba que la frecuencia de oscilación es de 22.94 MHz

Como siguiente paso se colocará un condensador que consiga reducir la frecuencia anteriormente medida a aproximadamente la mitad:

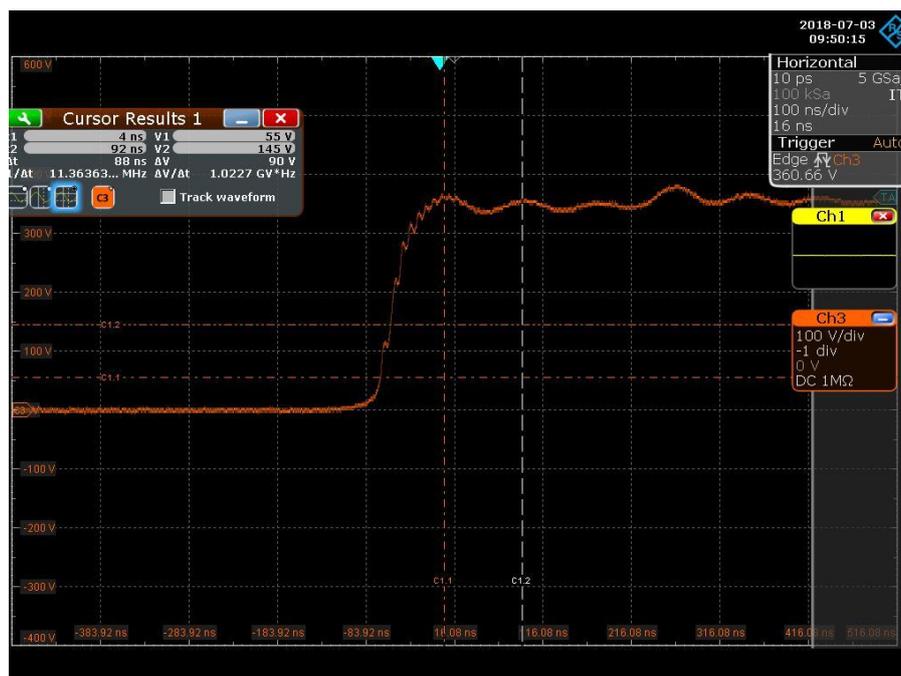


Figura 66 Snubber MOSFET Push-pull (3)

Por último con la ayuda de una hoja de cálculo creada en el programa Mathcad, con todas las magnitudes en unidades del sistema internacional, se calcula la resistencia de snubber.

### Diseño Red snubber supresora de sobreoscilaciones

#### 1 . Medir la frecuencia de oscilación sin red snubber ( $f_0$ )

$$f_0 := (22.96 \cdot 10^6)$$

2 . Conectar en paralelo con el interruptor un condensador de un valor que sea tres veces menor a la capacidad parásita total de él o los componentes y medir la frecuencia cambiando este condensador hasta que sea  $f_0/2$

$$f_{sn} := 11.36 \cdot 10^6$$

$$C_{sn} := 750 \cdot 10^{-12} \quad \text{valor del condensador}$$

$$+C_o := \frac{C_{sn}}{3} = 2.5 \times 10^{-10} \quad \text{Valor de la capacidad del componente}$$

$$L_d := \frac{3}{[4 \cdot C_{sn} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f_{sn})^2]} = 1.963 \times 10^{-7} \quad \text{Valor de la inductancia de dispersión}$$

#### 3 .Colocar una resistencia de valor

$$R_{sn} := \frac{3}{4 \cdot \pi \cdot C_{sn} \cdot f_{sn}} = 28.02$$

Figura 67 Snubber MOSFET Push-pull (4)

Al colocar la resistencia junto al condensador el resultado sería el siguiente:

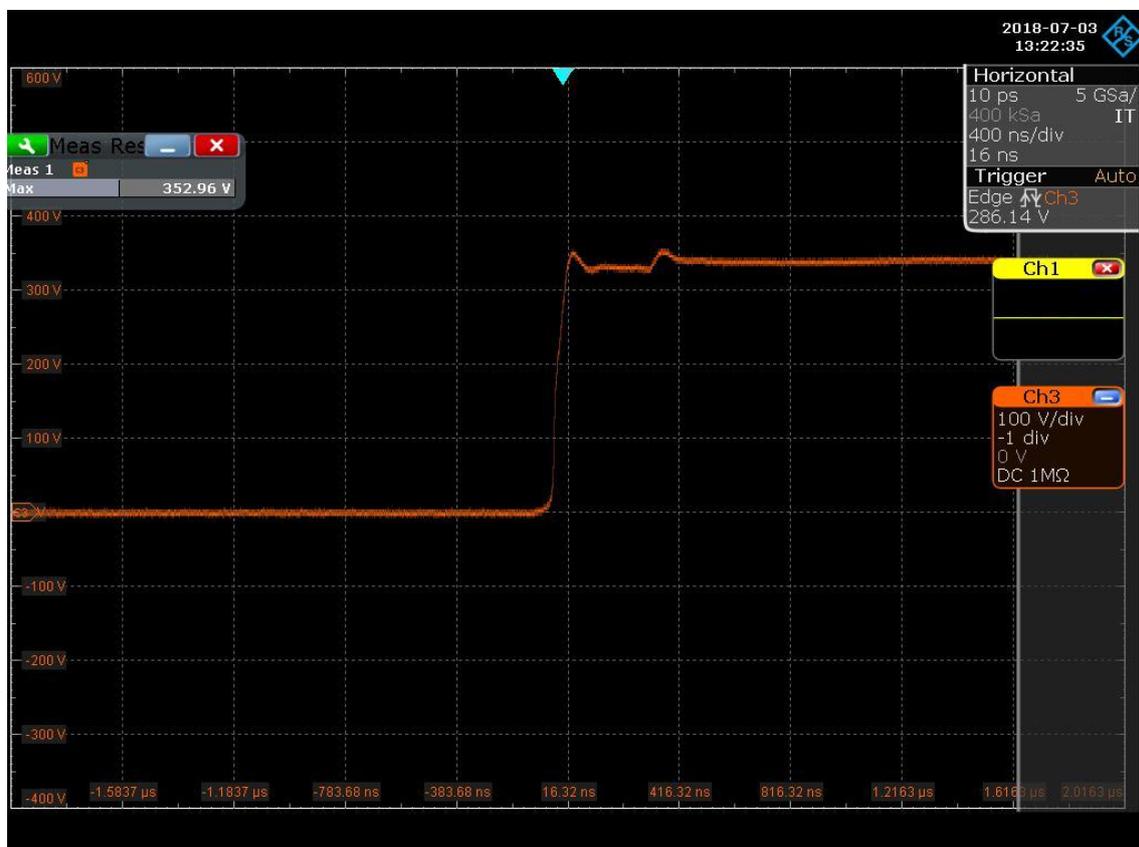


Figura 68 Snubber MOSFET Push-pull (5)

### 7.3.3 Formas de onda de las principales corrientes del convertidor

#### 7.3.3.1 Corriente por el inductor de la etapa Buck variando el ciclo de trabajo

En las siguientes tres imágenes se muestra la corriente que circula por el inductor del convertidor buck para tres ciclos de trabajo distintos. Como se puede comprobar el inductor trabaja en conducción continua en los tres puntos y actúa de manera correcta, cargándose cuando el MOSFET está conduciendo y descargándose cuando no; la señal amarilla representa la tensión drenador surtidor del MOSFET de la etapa buck y la señal azul representa la corriente en el inductor:

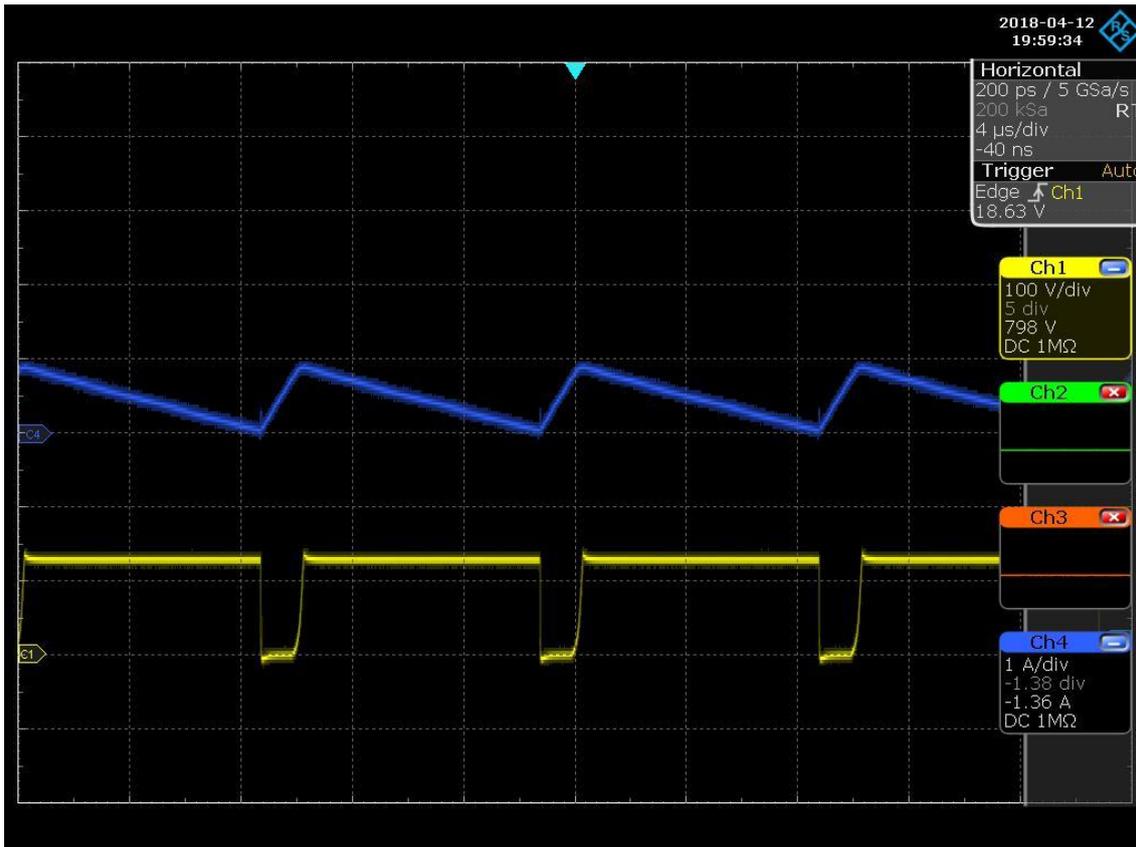


Figura 69 Corriente por el inductor Buck (1)

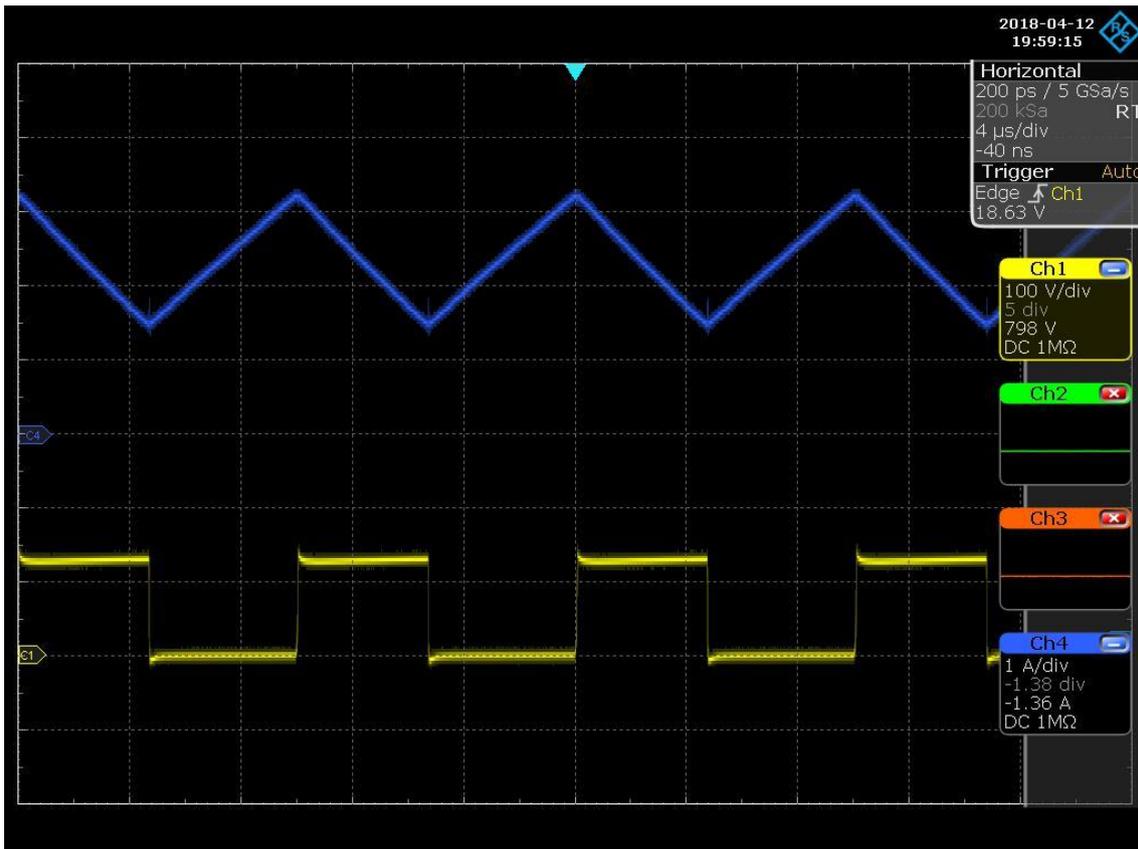


Figura 70 Corriente por el inductor Buck (2)

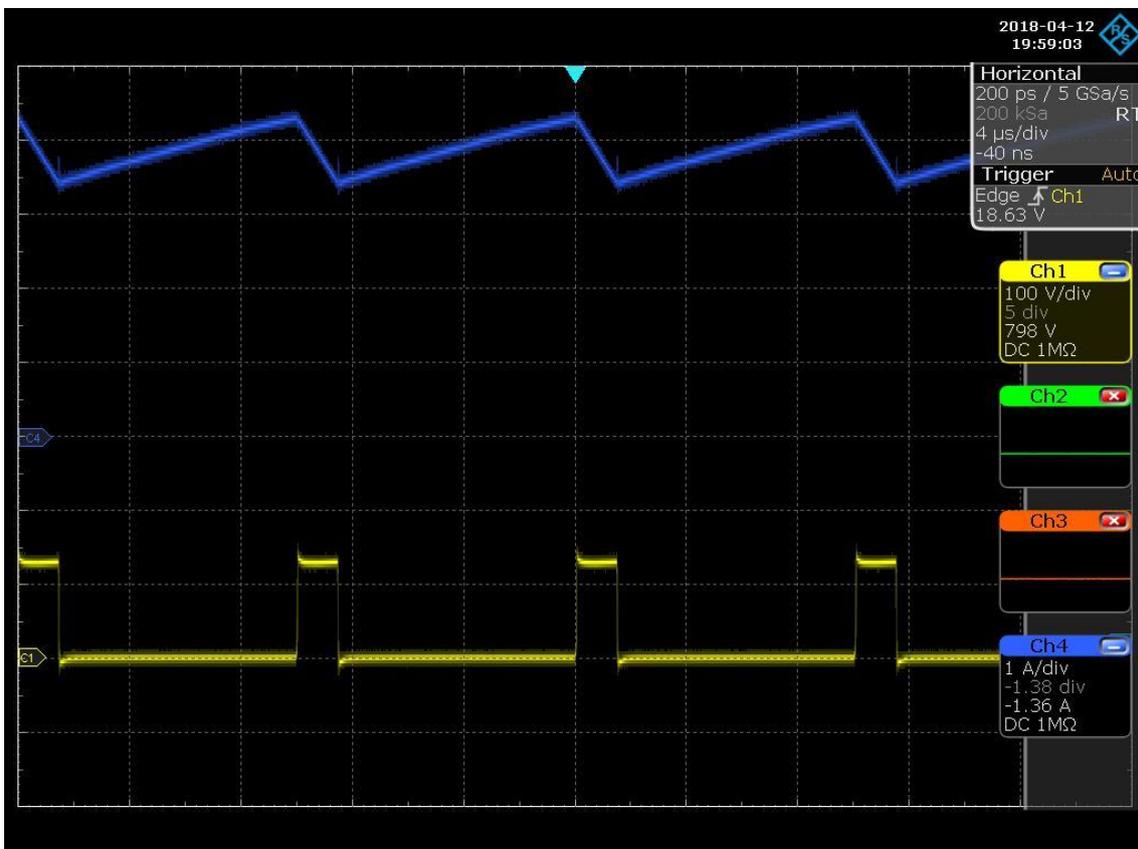


Figura 71 Corriente por el inductor Buck (3)

### 7.3.3.2 Corriente por el transformador

En la imagen se aprecia la tensión drenador surtidor del MOSFET de la etapa push-pull (señal verde). El MOSFET ve el doble de la tensión de entrada de la etapa debido a la carga de la bobina del transformador.

La señal azul muestra la corriente por el bobinado primario del transformador. Cuando uno de los dos MOSFET está conduciendo, una de las dos bobinas del transformador se carga y cuando deja de conducir, se descarga. Esta señal ha sido medida con una sonda Rogowski por lo que el valor medio es 0. En la verdadera forma de onda, la zona plana de la señal situaría el nivel 0 de corriente.

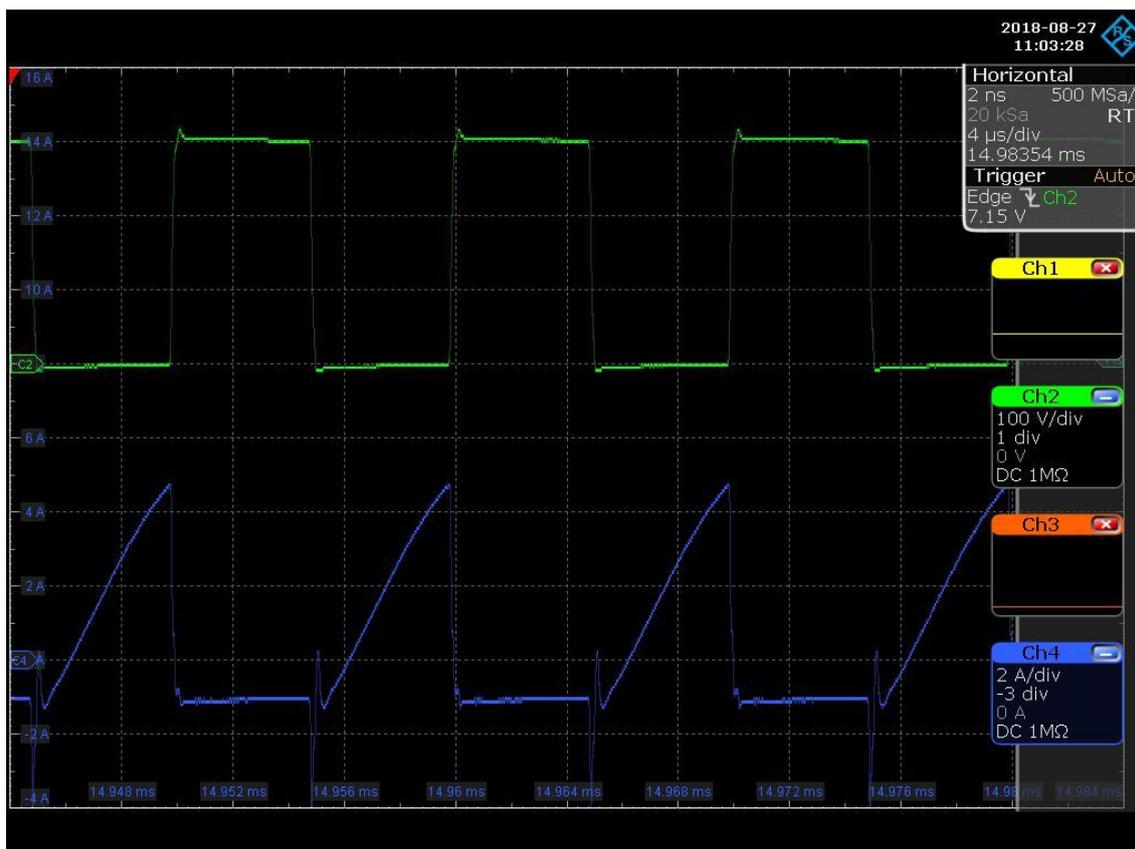


Figura 72 Corriente por el primario del transformador

### 7.3.4 Formas de onda de las principales tensiones del convertidor

Las siguientes imágenes hacen referencia a dos puntos de funcionamiento del convertidor con los siguientes valores:

Punto de funcionamiento	Vin (V)	Iin (A)	Vout (V)	Iout (A)	Duty Buck	Duty Push-pull
A	282	13.7	14	250	0.715	0.47
B	430	9.2	16	225	0.5	0.47

Tabla 12 Puntos de funcionamiento estudiados

### 7.3.4.1 Tensión drenador-surtidor MOSFET Buck

#### Punto de funcionamiento A

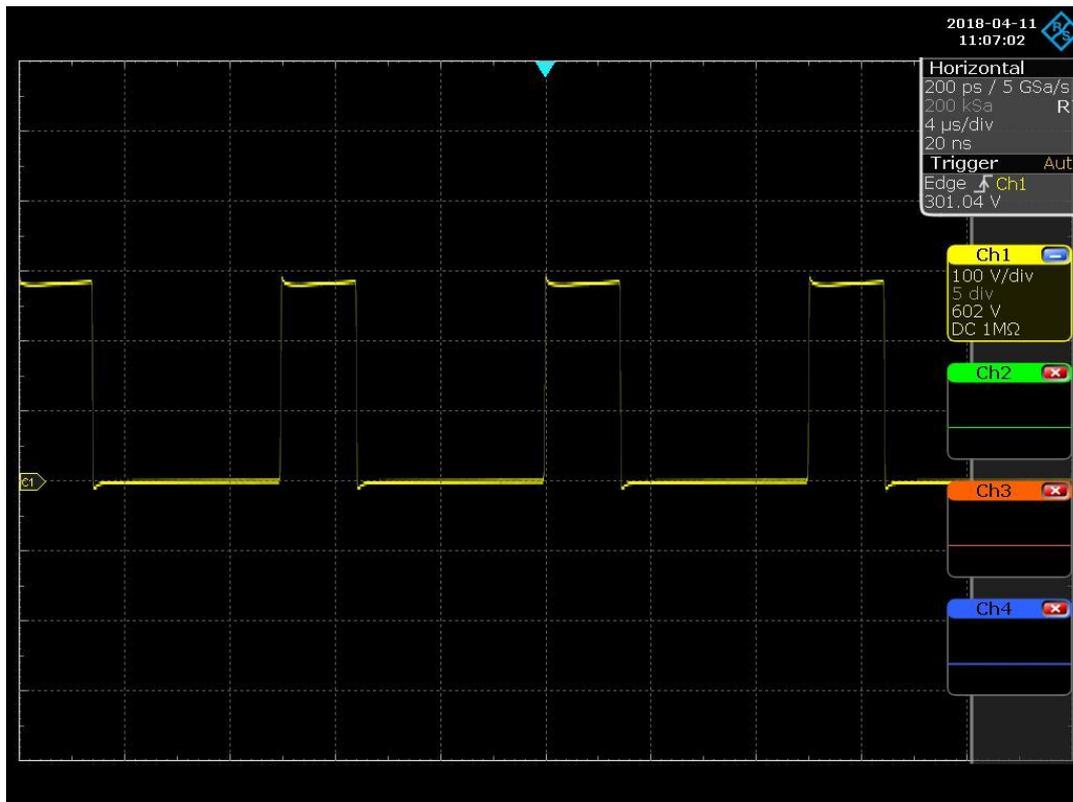


Figura 73 Tensión drenador-surtidor MOSFET buck (1)

#### Punto de funcionamiento B

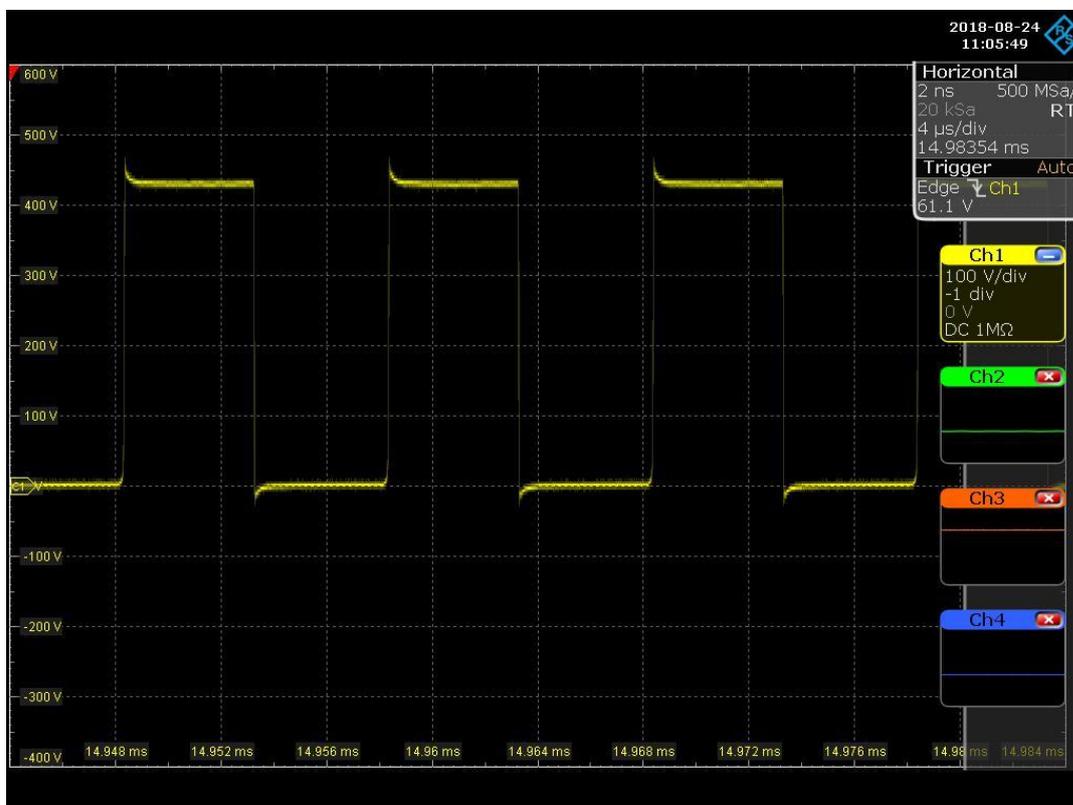


Figura 74 Tensión drenador-surtidor MOSFET buck (2)

### 7.3.4.2 Tensión drenador-surtidor MOSFET Push-Pull

#### Punto de funcionamiento A

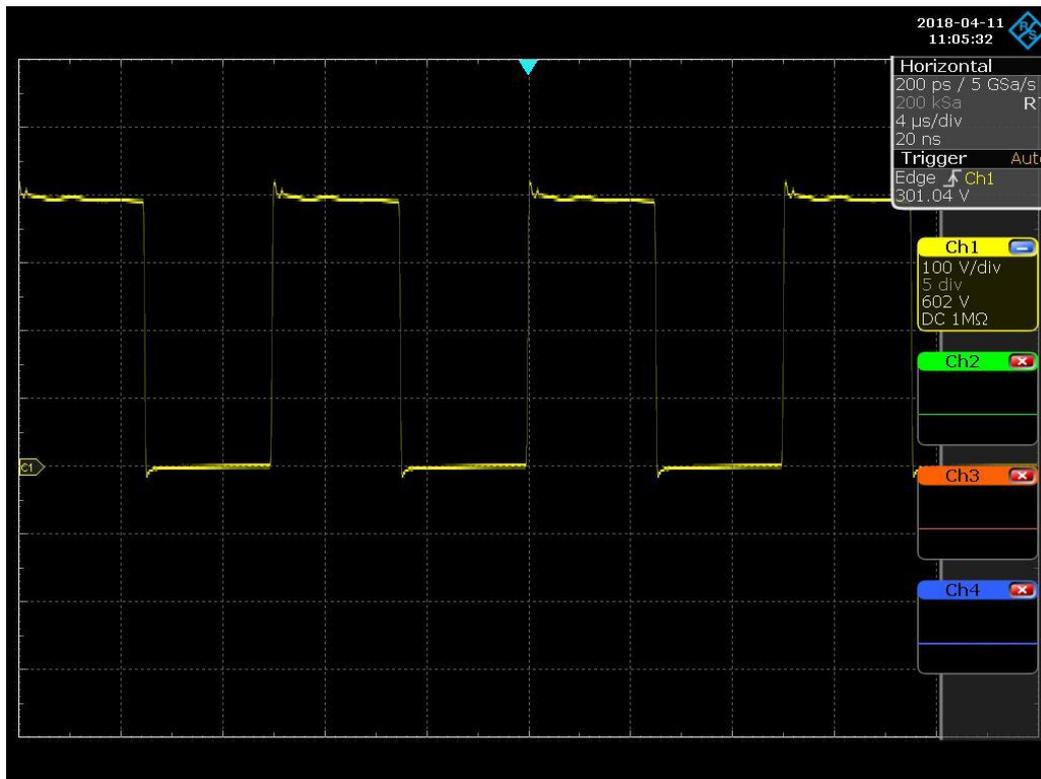


Figura 75 Tensión drenador-surtidor MOSFET push-pull (1)

#### Punto de funcionamiento B

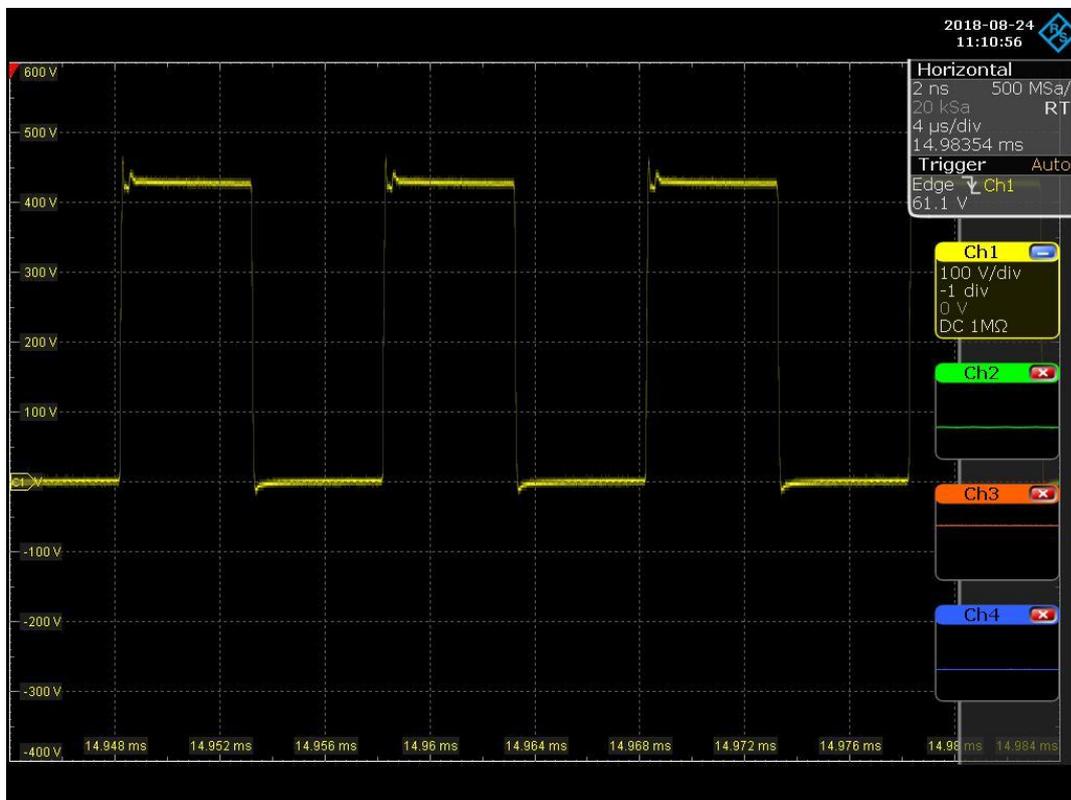


Figura 76 Tensión drenador-surtidor MOSFET push-pull (2)

### 7.3.4.3 Tensión drenado- surtidor MOSFET Rectificación síncrona

#### Punto de funcionamiento A

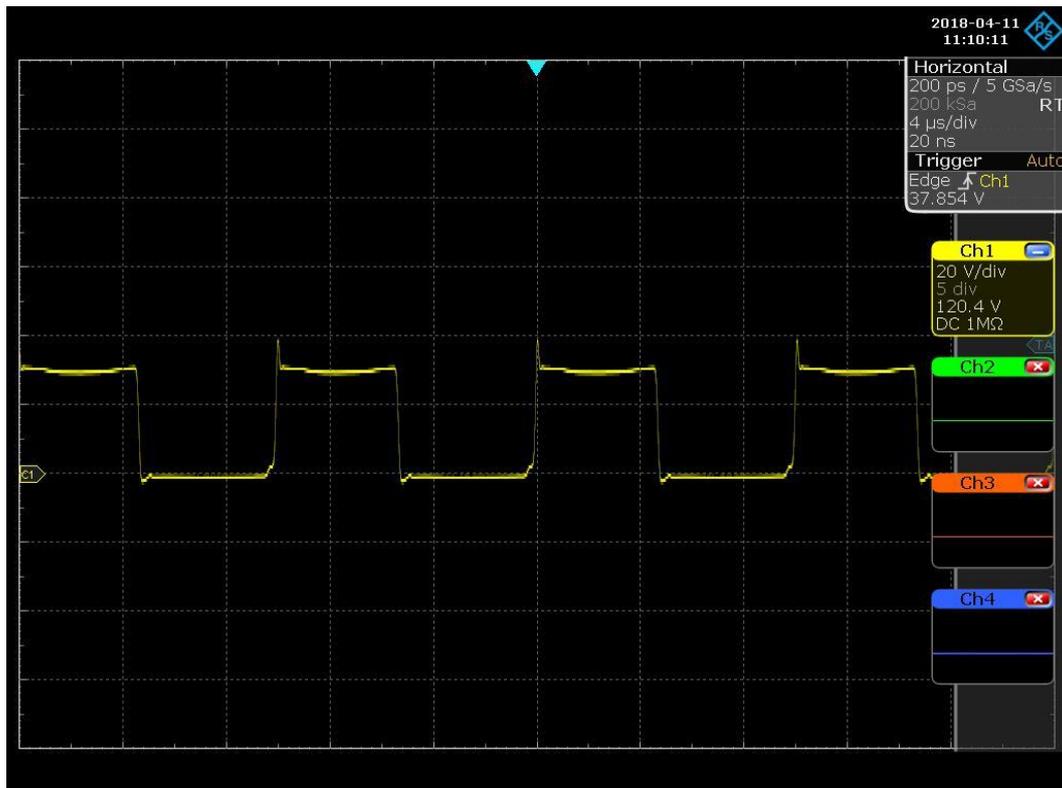


Figura 77 Tensión drenador-surtidor MOSFET rectificación síncrona (1)

#### Punto de funcionamiento B

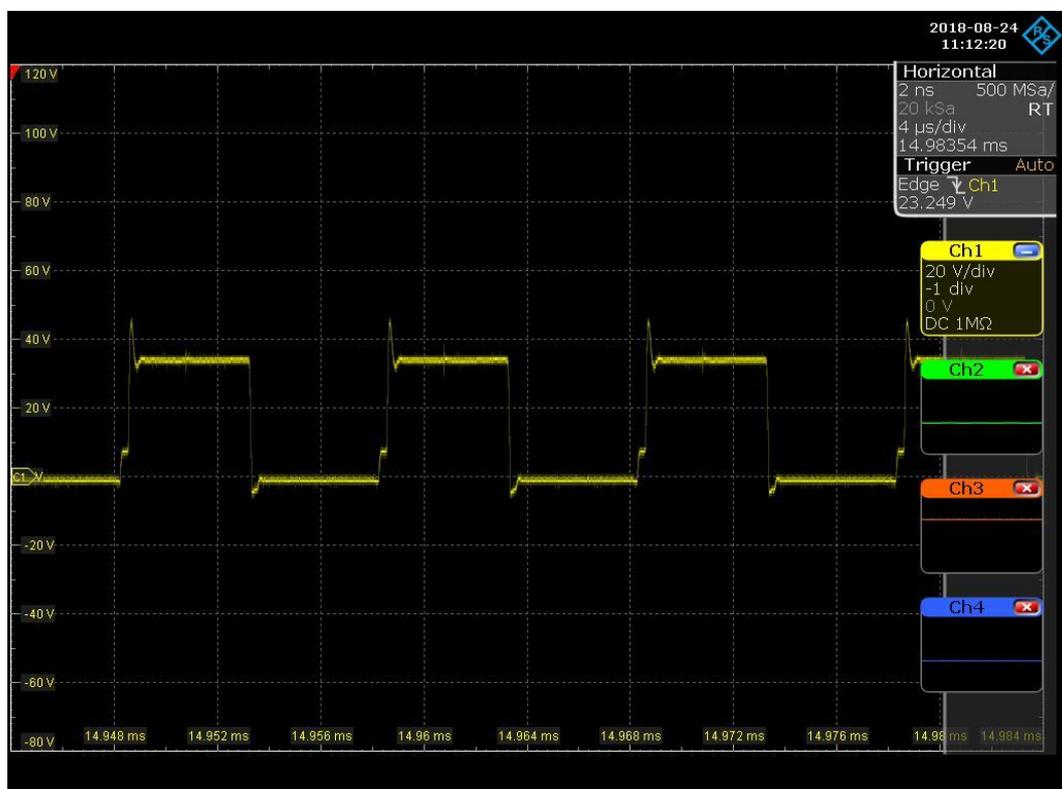


Figura 78 Tensión drenador-surtidor MOSFET rectificación síncrona (2)

### 7.3.4.4 Tensión Entrada - Intermedia - Salida

#### Punto de funcionamiento A

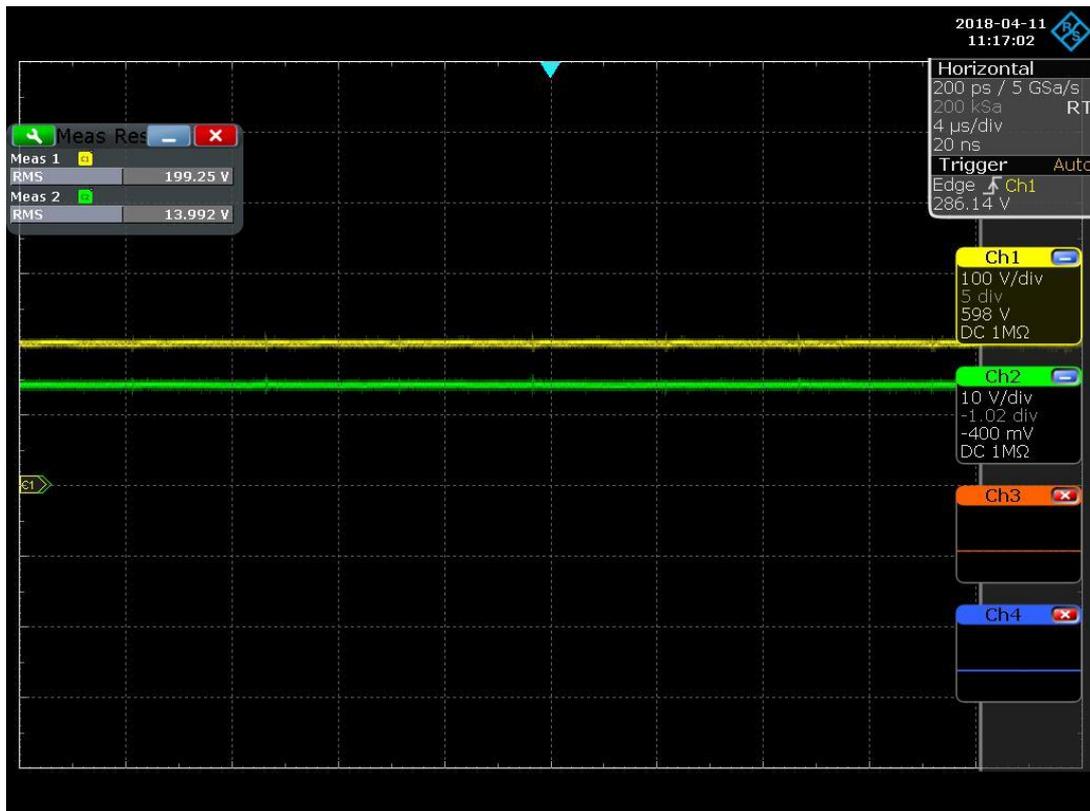


Figura 79 Tensión intermedia-salida

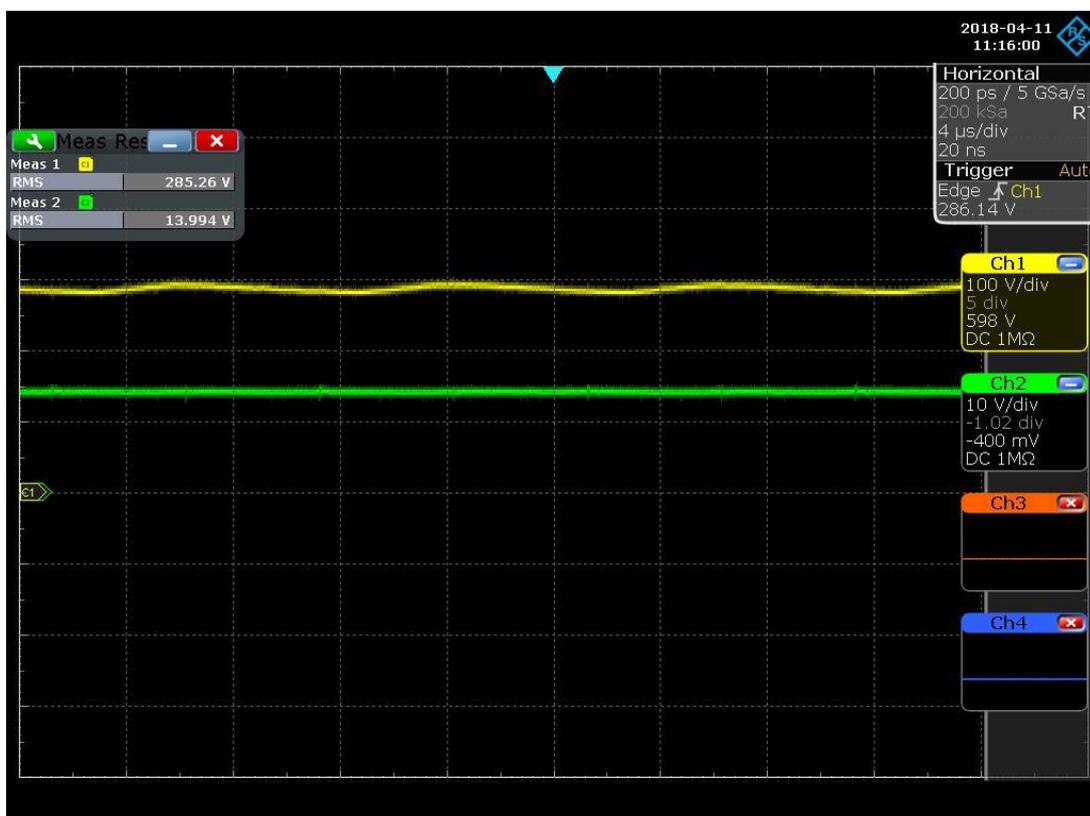


Figura 80 Tensión entrada-salida

Punto de funcionamiento B

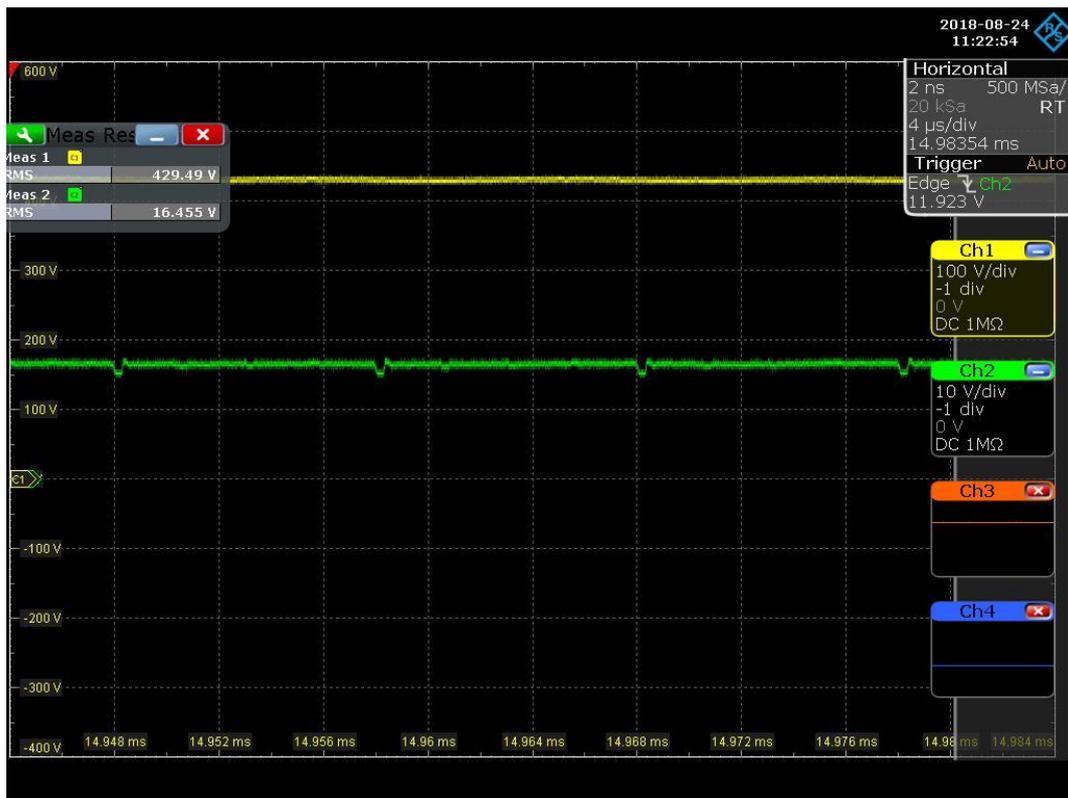


Figura 81 Tensión intermedia-salida

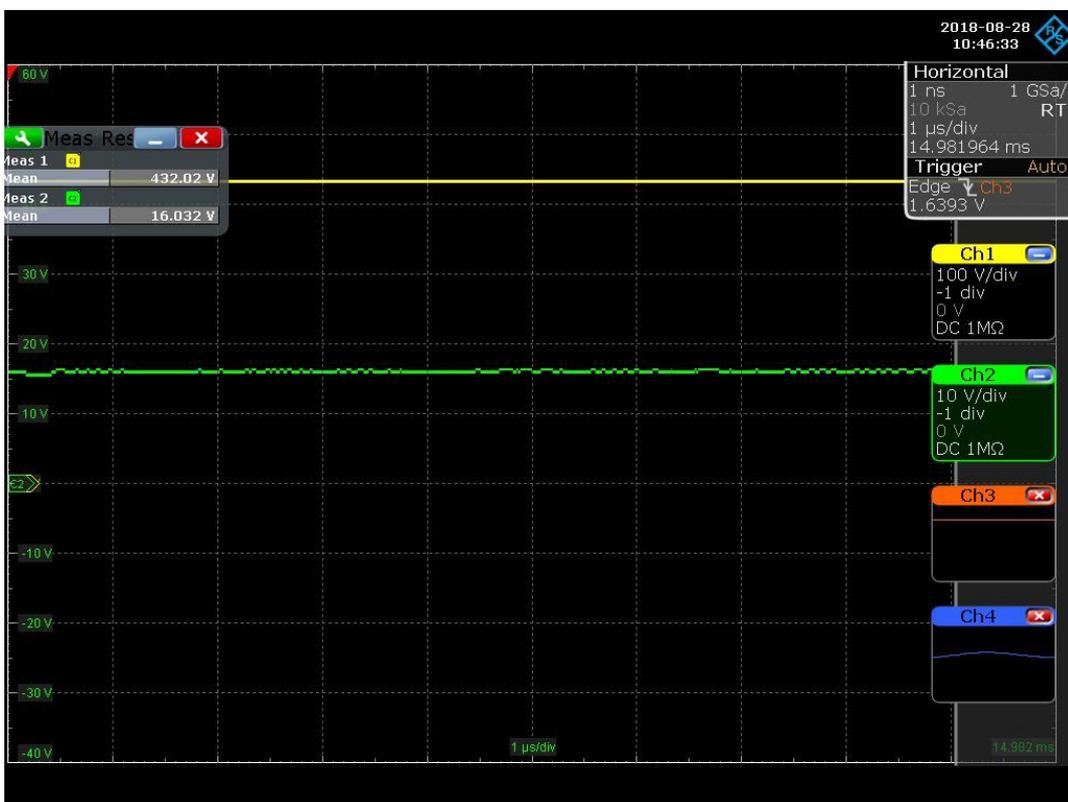


Figura 82 Tensión entrada-salida

### 7.3.5 Tablas de eficiencia del convertidor.

Una de las ventajas de tener dos etapas simétricas puestas en paralelo es la posibilidad de alternar el funcionamiento de estas etapas para conseguir el mayor rendimiento posible.

Con el fin de conseguir que el convertidor trabaje con el menor número de pérdidas en todos los puntos de funcionamiento se ha realizado un amplio estudio de la eficiencia de una de las etapas del convertidor. Posteriormente con estos datos y mediante software se hará que las etapas trabajen en el momento que más convenga para garantizar el rendimiento más alto.

Para realizar el estudio se han empleado cuatro multímetros, dos de ellos medirán las tensiones de entrada y salida y los otros dos medirán las corrientes de entrada y salida por medio de una resistencia de shunt.

#### 7.3.5.1 Gráficas y tablas de eficiencia vs. HVDC @ $V_o=14V$

En las siguientes tablas y gráficas se estudiará la eficiencia de una de las dos etapas en función de la tensión de entrada y la corriente de salida a una tensión de salida fija de 14 V (el voltaje de salida nominal).

Vin	VshuntIN	Iin	Vout	VshuntOUT	Iout	Pin	Pout	Rendimiento	Losses (W)
250	46.218	7.703	14.02	94.06	125.57893	1925.75	1760.6166	91.42	165.1334
350	33.48	5.58	14.06	94.39	126.019511	1953	1771.83433	90.72	181.165674
450	26.003	4.33383333	14.01	94.15	125.699089	1950.225	1761.04423	90.30	189.18077
492	23.897	3.98283333	14.02	94.36	125.979458	1959.554	1766.232	90.13	193.321995
249.8	36.424	6.07066667	14.03	74.87	99.9584786	1516.45253	1402.41745	92.48	114.035079
349.9	25.922	4.32033333	14.06	73.96	98.7435432	1511.68463	1388.33422	91.84	123.350417
450	20.237	3.37283333	14	74.36	99.2775807	1517.775	1389.88613	91.57	127.88887
490	18.821	3.13683333	14.06	74.63	99.638056	1537.04833	1400.91107	91.14	136.137265
250	29.012	4.83533333	13.98	60.16	80.3192476	1208.83333	1122.86308	92.89	85.9702512
350	20.889	3.4815	14	60.13	80.2791948	1218.525	1123.90873	92.24	94.6162724
450	16.054	2.67566667	14.02	59.25	79.1043122	1204.05	1109.04246	92.11	95.0075427
490	14.888	2.48133333	14.02	59.76	79.7852101	1215.85333	1118.58865	92.00	97.2646878
249.9	24.008	4.00133333	14.03	49.356	65.8948934	999.9332	924.505354	92.46	75.4278456
350.1	17.116	2.85266667	14	49.193	65.6772731	998.7186	919.481823	92.07	79.2367766
450	13.279	2.21316667	13.97	49.076	65.5210671	995.925	915.329308	91.91	80.5956924
490	12.181	2.03016667	14.01	48.88	65.2593887	994.781667	914.284036	91.91	80.4976308

Tabla 13 Tablas de eficiencia vs. HVDC @  $V_o=14V$

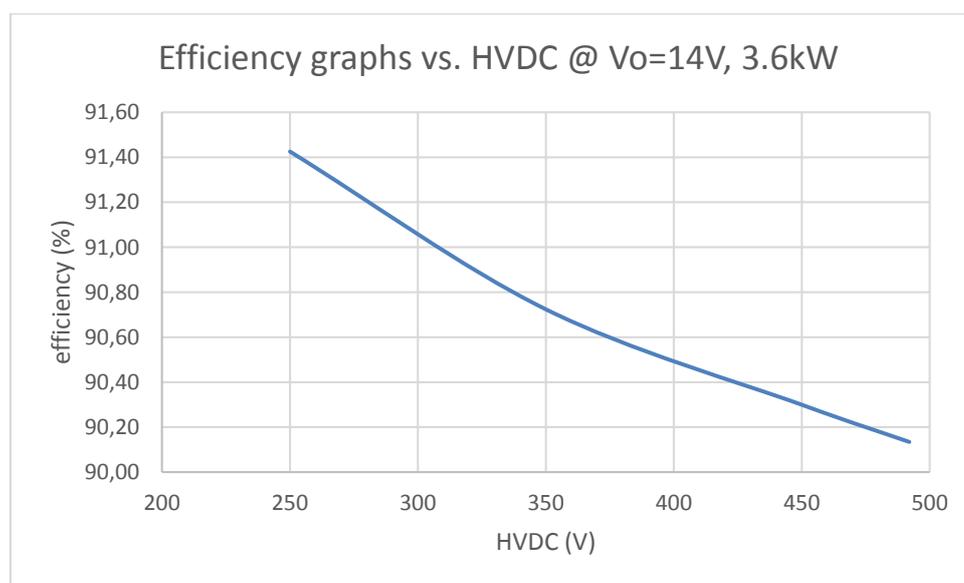
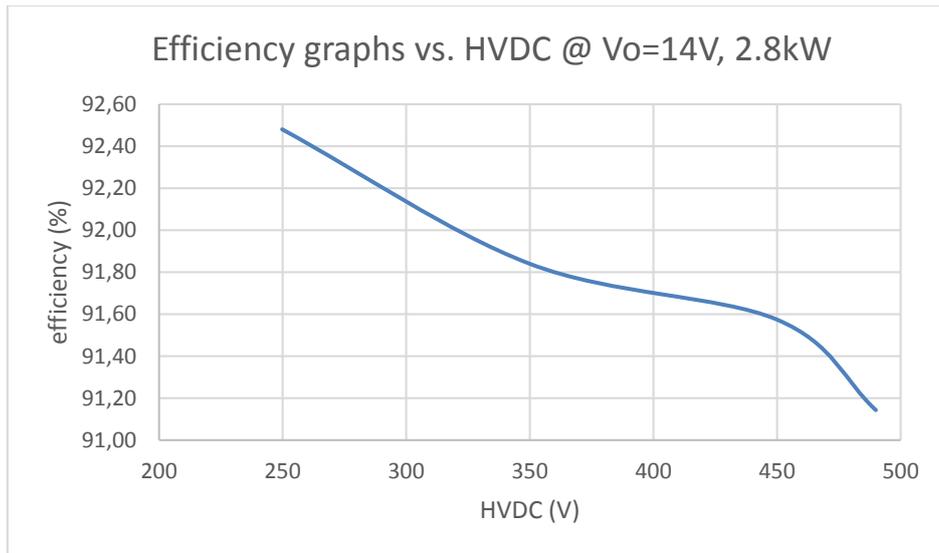
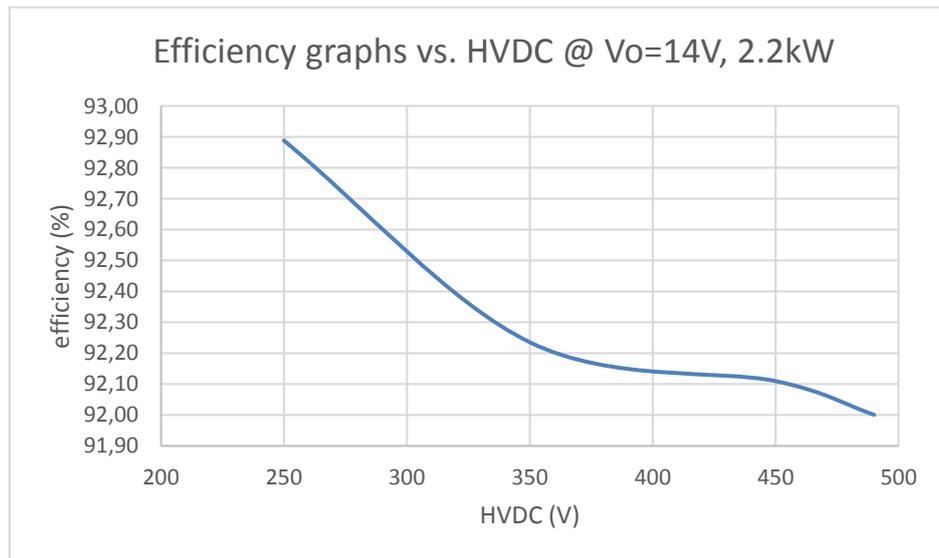


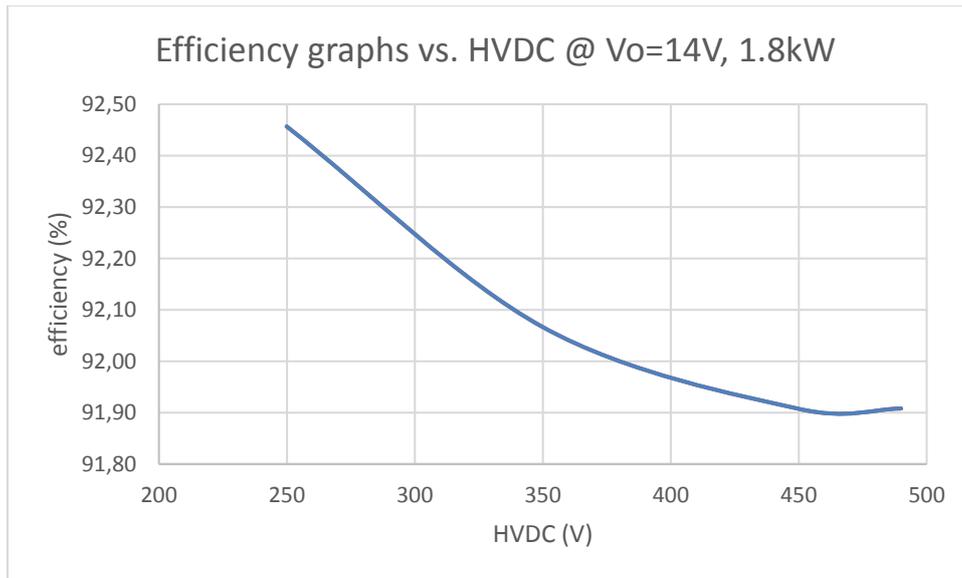
Figura 83 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @  $V_o=14V$  3.6kW



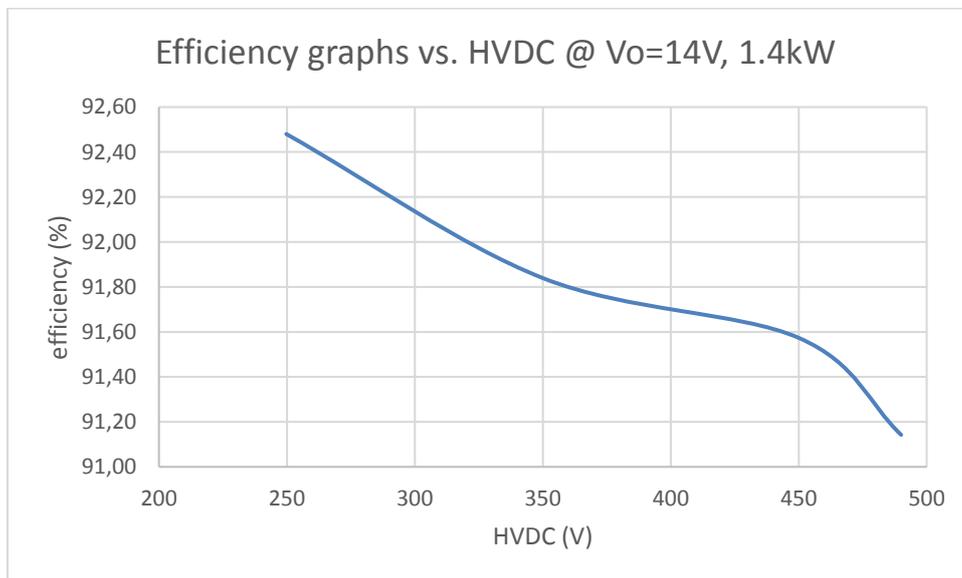
**Figura 84 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @  $V_o=14V$  2.8kW**



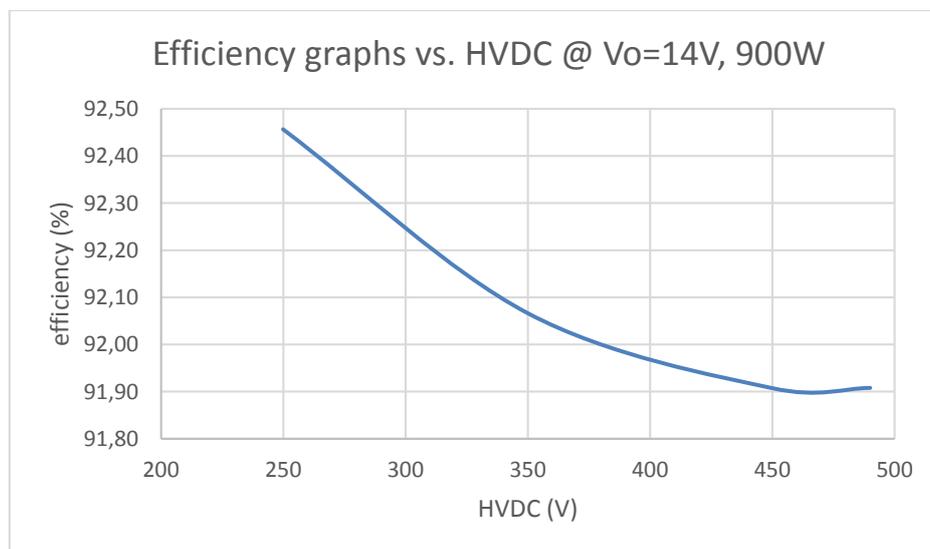
**Figura 85 Gráficas de eficiencia vs. HVDC @  $V_o=14V$  2.2kW**



**Figura 86** Gráficas de eficiencia vs. HVDC @  $V_o=14V$  1.8kW



**Figura 87** Gráficas de eficiencia vs. HVDC @  $V_o=14V$  1.4kW



**Figura 88** Gráficas de eficiencia vs. HVDC @  $V_o=14V$  900W

### 7.3.5.2 Gráficas y tablas de eficiencia Iout-Pout @Volt 9-16 V

En las siguientes tablas y gráficas se estudiará la eficiencia de una de las dos etapas con una tensión de entrada fija variando la tensión y corriente de salida.

Vout	Vin	VshuntIN	Iin	VshuntOUT	Iout	Pin	Pout	Rendimiento	Losses (W)
9.04	250.1	38.092	6.34866667	113.02	150.89231	1587.80153	1364.06648	85.9091299	223.735051
8.97	250.6	23.985	3.9975	74.77	99.8249692	1001.7735	895.429974	89.384474	106.343526
9.02	250.02	19.037	3.17283333	59.84	79.8920176	793.27179	720.625999	90.8422571	72.6457912
9.01	250.2	15.053	2.50883333	47.753	63.7547379	627.7101	574.430189	91.5120194	53.2799114
9	250.01	12.044	2.00733333	38.435	51.3143332	501.853407	461.828999	92.0246814	40.0244082
9.03	250	9.983	1.66383333	31.684	42.3011144	415.958333	381.979063	91.831088	33.9792703
12.03	250	42.416	7.06933333	98.82	131.933977	1767.33333	1587.16574	89.8056814	180.167591
12.06	250.1	33.919	5.65316667	80	106.80751	1413.85698	1288.09857	91.1052948	125.758411
12	250.1	26.595	4.4325	63.75	85.1122347	1108.56825	1021.34682	92.1320646	87.221434
11.99	250	21.307	3.55116667	51.32	68.5170178	887.791667	821.519043	92.5351154	66.2726236
12	250	17.539	2.92316667	42.171	56.3022439	730.791667	675.626927	92.4513726	55.16474
12.01	249.9	10.293	1.7155	23.59	31.4948646	428.70345	378.253323	88.2319289	50.4501266
14.02	250	46.218	7.703	94.06	125.57893	1925.75	1760.6166	91.4249825	165.1334
14.03	249.8	36.424	6.07066667	74.87	99.9584786	1516.45253	1402.41745	92.4801419	114.035079
13.98	250	29.012	4.83533333	60.16	80.3192476	1208.83333	1122.86308	92.8881634	85.9702512
14.03	249.9	24.008	4.00133333	49.356	65.8948934	999.9332	924.505354	92.4567115	75.4278456
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
16.06	249.9	47.009	7.83483333	84.51	112.828784	1957.92485	1812.03026	92.5485094	145.894586
16.04	249.9	38.449	6.40816667	69.58	92.895832	1601.40085	1490.04914	93.0466063	111.351705
16.01	249.9	31.319	5.21983333	56.58	75.5396116	1304.43635	1209.38918	92.7135449	95.0471688

Tabla 14 Tablas de eficiencia vs. Iout-Pout @Volt 9-16 V Vin=250V

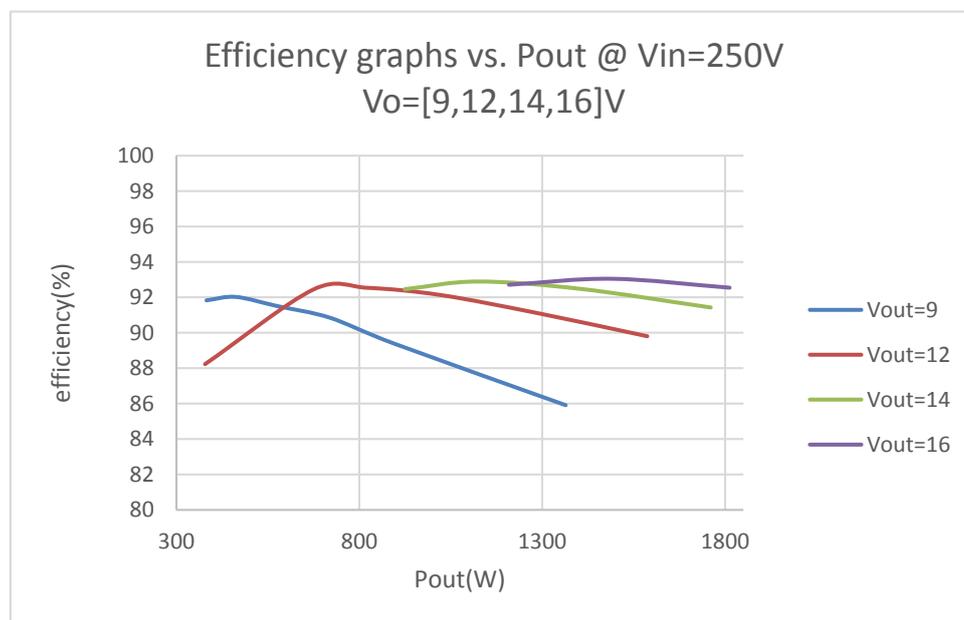


Figura 89 Gráfica de eficiencia vs. Iout-Pout @Volt 9-16 V Vin=250V

Vout	Vin	VshuntIN	Iin	VshuntOUT	Iout	Pin	Pout	Rendimiento	Losses (W)
9.05	350	27.625	4.60416667	113.29	151.252785	1611.45833	1368.83771	84.9440336	242.620626
9	350.5	17.43	2.905	75.21	100.41241	1018.2025	903.711694	88.7555957	114.490806
9	350.2	13.806	2.301	60.38	80.6129683	805.8102	725.516715	90.0356827	80.2934853
8.99	350.1	10.635	1.7725	47.094	62.874911	620.55225	565.24545	91.087487	55.3067997
9	350.1	8.655	1.4425	38.426	51.3023173	505.01925	461.720856	91.4263874	43.2983941
9.05	350.2	7.183	1.19716667	31.716	42.3438374	419.247767	383.211729	91.4045963	36.0360381
12.04	349.9	30.744	5.124	99.26	132.521418	1792.8876	1595.55788	88.9937482	197.329724
12.02	350.1	24.63	4.105	80.92	108.035797	1437.1605	1298.59027	90.358055	138.570226
12.02	350	18.917	3.15283333	62.98	84.0842124	1103.49167	1010.69223	91.590382	92.7994338
12	350	15.323	2.55383333	51.29	68.476965	893.841667	821.723579	91.9316709	72.1180872
11.94	350.2	12.45	2.075	41.864	55.8923701	726.665	667.354899	91.8380407	59.3101013
11.98	349.9	7.341	1.2235	23.522	31.4040782	428.10265	376.220857	87.8809922	51.8817934
14.06	350	33.48	5.58	94.39	126.019511	1953	1771.83433	90.7237238	181.165674
14.06	349.9	25.922	4.32033333	73.96	98.7435432	1511.68463	1388.33422	91.8402017	123.350417
14	350	20.889	3.4815	60.13	80.2791948	1218.525	1123.90873	92.23518	94.6162724
14	350.1	17.116	2.85266667	49.193	65.6772731	998.7186	919.481823	92.0661559	79.2367766
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
16.01	349.9	33.813	5.6355	84.8	113.215961	1971.86145	1812.58753	91.9226618	159.273918
16.02	349.9	27.441	4.5735	69.14	92.3083907	1600.26765	1478.78042	92.408318	121.487232
16.03	350.1	22.524	3.754	56.58	75.5396116	1314.2754	1210.89997	92.1344167	103.375427

Tabla 15 Tablas de eficiencia vs. Iout-Pout @Volt 9-16 V Vin=350V

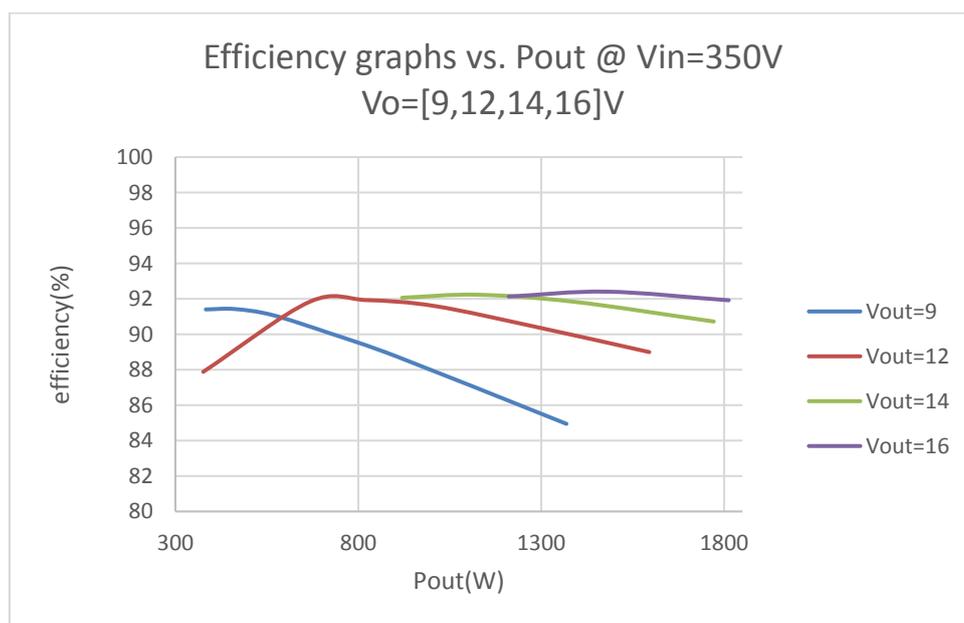


Tabla 16 Gráfica de eficiencia vs. Iout-Pout @ Volt 9-16 V Vin=350V

Vout	Vin	VshuntIN	Iin	VshuntOUT	Iout	Pin	Pout	Rendimiento	Losses (W)
9.05	450	21.7	3.61666667	114.11	152.347562	1627.5	1378.74544	84.7155416	248.754561
9.04	449	13.864	2.31066667	76.11	101.613995	1037.48933	918.590515	88.5397551	118.898819
9	451	10.826	1.80433333	60.88	81.2805152	813.754333	731.524637	89.895022	82.2296962
8.99	450	8.388	1.398	47.577	63.5197614	629.1	571.042655	90.7713646	58.0573451
9.02	451	6.701	1.11683333	38.127	50.9031243	503.691833	459.146181	91.1561694	44.5456526
8.99	450	5.528	0.92133333	31.448	41.9860322	414.6	377.45443	91.0406247	37.1455701
12.07	450	24.704	4.11733333	102.03	136.219628	1852.8	1644.17091	88.7397945	208.629087
12.04	451	19.466	3.24433333	81.97	109.437645	1463.19433	1317.62925	90.0515548	145.565086
11.97	450	14.69	2.44833333	63.03	84.1509671	1101.75	1007.28708	91.4261017	94.4629241
11.99	450	11.763	1.9605	50.61	67.5691011	882.225	810.153522	91.8307147	72.0714776
11.98	450	9.753	1.6255	41.939	55.9925021	731.475	670.790175	91.7037732	60.6848247
12.01	450	5.75	0.95833333	23.634	31.5536087	431.25	378.95884	87.8745137	52.2911596
14.01	450	26.003	4.33383333	94.15	125.699089	1950.225	1761.04423	90.2995414	189.18077
14	450	20.237	3.37283333	74.36	99.2775807	1517.775	1389.88613	91.5739243	127.88887
14.02	450	16.054	2.67566667	59.25	79.1043122	1204.05	1109.04246	92.1093358	95.0075427
13.97	450	13.279	2.21316667	49.076	65.5210671	995.925	915.329308	91.9074536	80.5956924
-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
16	449	26.31	4.385	84.57	112.908889	1968.865	1806.54223	91.7555153	162.322773
16.02	450	21.026	3.50433333	67.94	90.706278	1576.95	1453.11457	92.1471558	123.835426
15.97	450	17.387	2.89783333	56.21	75.0456268	1304.025	1198.47866	91.9061107	105.546339

Tabla 17 Tablas de eficiencia vs. Iout-Pout @Volt 9-16 V Vin=450V

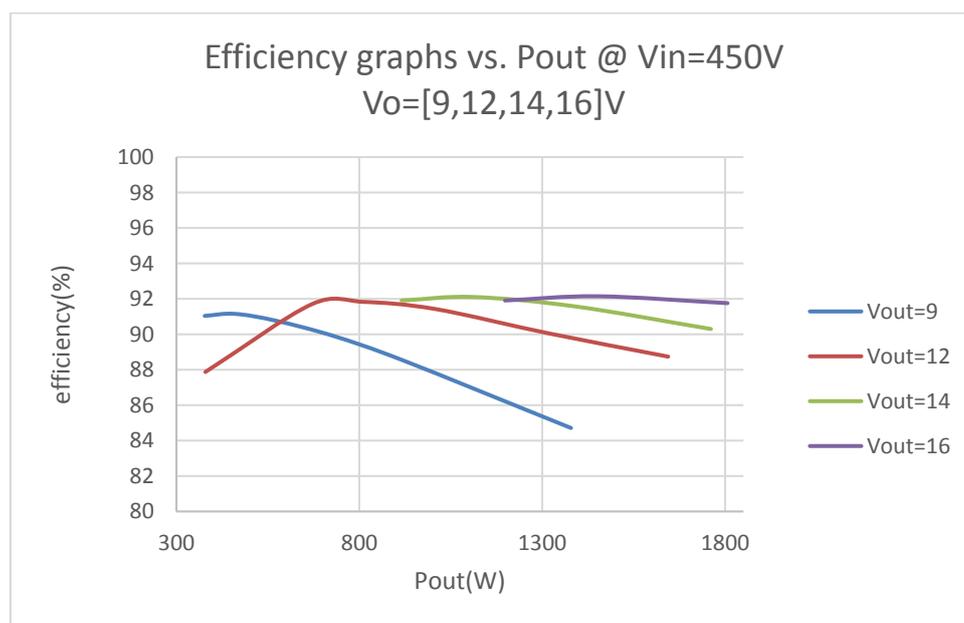


Figura 90 Gráfica de eficiencia vs. Iout-Pout @Volt 9-16 V Vin=450V

### 7.3.6 Ensayo de escalones de carga

El siguiente ensayo muestra la respuesta del convertidor con un control de tensión ante un escalón en la carga.

En primer lugar con ayuda de una carga electrónica en modo resistivo se varía el valor de la carga pasados unos segundos.

Condiciones		Magnitudes	Inicial	Después del escalón	Incremento
V_HV (V)	300.00	R Load ( $\Omega$ )	0.15	0.09	-0.06
V_LV_Set_point (V)	12.00	V_LV (V)	11.92	11.92	0.00
I_LV_Set_point (A)	>120	I_LV (A)	58.86	118.48	59.62
Closed Loop mode:	Voltage	Po (W)	701.61	1412.28	710.67
R slope time	100us	Po (%)	19.49	39.23	19.74

Tabla 18 Condiciones del ensayo escalón

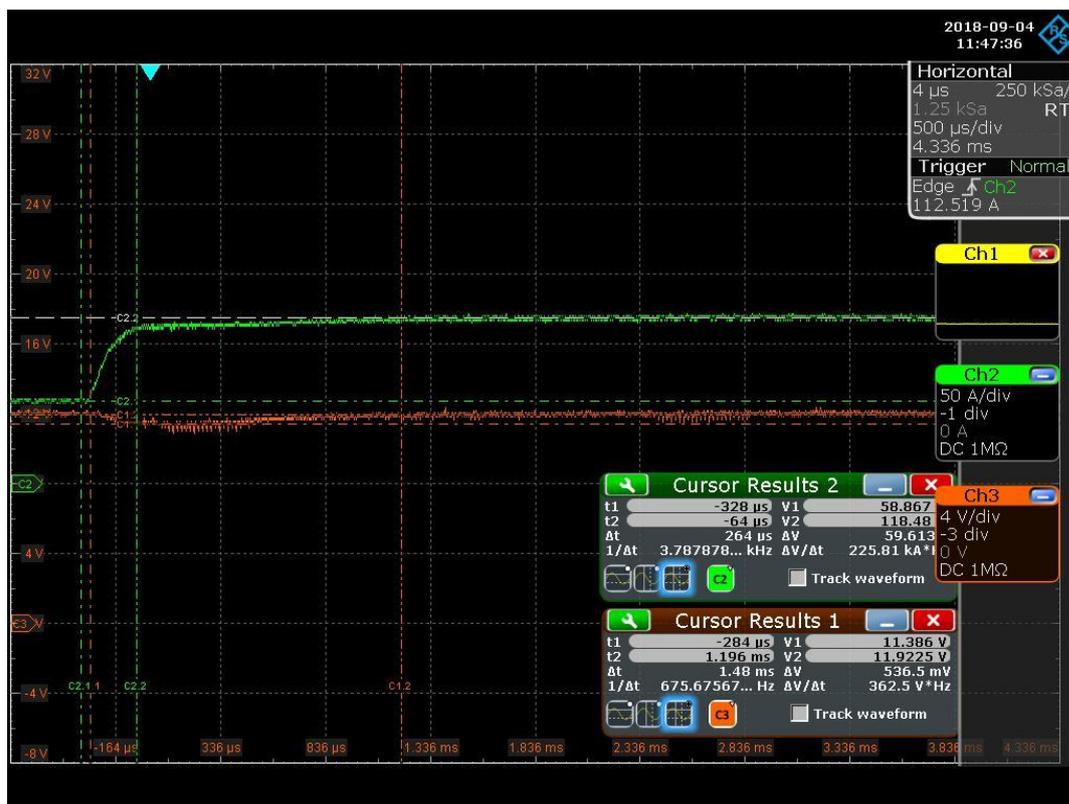


Figura 91 Escalón de carga

En la anterior figura se observa cómo la tensión se mantiene sin sufrir oscilaciones gracias a la ayuda del control y a la naturaleza del convertidor.

## Conclusiones

En este proyecto se ha estudiado, diseñado y prototipado un convertidor DCDC 400/12V de 3.6kW.

Gracias a los cálculos previos y las herramientas de simulación se ha conseguido crear un prototipo del diseño en el que apenas se han tenido que alterar ni la topología ni los componentes del diseño inicial.

Los principales problemas que han surgido en la puesta en marcha del convertidor han sido, el calentamiento excesivo de la parte de alta corriente, resuelto por medio de la rectificación síncrona y un aumento en el espesor de las pistas, y la reducción de la inductancia de leakage del transformador, que se ha resuelto trabajando en paralelo con la empresa de desarrollo de magnéticos.

A lo largo del desarrollo del proyecto han llegado varias RFQ y RFI a la empresa pidiendo convertidores con requisitos muy similares al descrito en este proyecto. En la actualidad el proyecto ha ganado una de ellas con un gran volumen de producción y se está trabajando con nuevas versiones, que a lo largo del 2020 estarán integradas en un vehículo comercial.

Las conclusiones a las que se ha llegado tras realizar este trabajo son:

- ✓ Se ha conseguido extraer todo el rango de tensiones de salida con todo el rango de tensiones de entrada propuesto.
- ✓ Se ha conseguido extraer toda la potencia requerida.
- ✓ Se ha conseguido llegar a picos de eficiencia del 93% superando el 90% requerido.
- ✓ Se ha conseguido obtener una tensión de salida con un bajo rizado.
- ✓ Se han adquirido conocimientos de: diseño de PCB, simulación, mecanizado, creación de prototipos, medición, validación, selección de componentes, diseño electrónico, electrónica general, electrónica para automoción y procesos de comercialización.

## Anexo A: Inductor spec for DCDC converter 1.8kW

### 1. Preface

#### 1.1 Scope of Document

This document describes the functional, technical and mechanical requirements of the **Inductor** that will be part of a DC/DC Buck Converter for Electric Vehicles (EV). This document is intended to be a complete source of requirements for the **Inductor** design.

#### 1.2 Word Policy

The purpose of this word policy statement is to explicitly define the words “shall,” “should,” “may” and “will” in this document:

- Statements that use the word “shall” represent binding requirements that must be satisfied by the design.
- Statements that use the word “should” represent goals and, even though they are desired, do not represent mandatory requirements.
- Statements that use the word “may” represent permission, neither a requirement nor a recommendation. “May” is used to specifically allow an action or approach that is acceptable in the context of the requirements.
- “Will” represent a statement of fact or a requirement associated with the development of the product rather than the product itself.

#### 1.3 Component Description

The component object of this document is the **Inductor** that will be part of a DCDC converter of **1.8 kW Buck Topology**. Figure 1 shows the location of the **Inductor L1** (inside red dotted lines) in the DCDC converter.

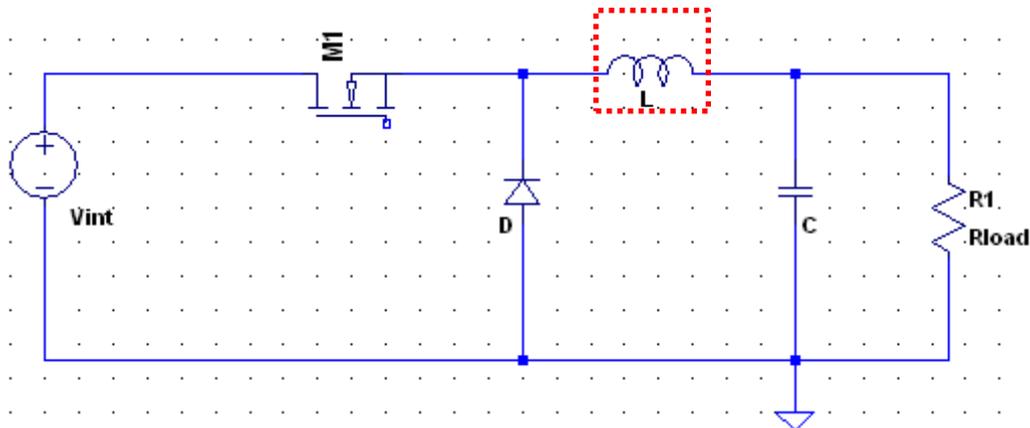


Figure 1. Inductor location diagram in 1.8kW Converter.

The main magnitudes in the Inductor at different operating points are summarized in this table:

Po(kW)	Op.Point	Vi(V)	Vo(V)	Fsw(kHz)	ILr(ARMS)	ILr(AAV)	ILr(APK)	VLR(VRMS)	VLR(VPK)
0.75	a1	220	6	100	9.08	9.04	10.55	109	115
	a2	450	6	100	9.5	9.46	11.6	195	333
1.2	b1	400	12	100	7.7	7.6	10.2	200	237
1.8	c1	220	14.4	100	9.26	9.25	9.4	31	215
	c2	220	16	100	7.65	7.64	8.5	31	215
	c3	450	14.4	100	10.7	10.4	13	222	258
	c4	450	16	100	9.33	9.14	11.46	225	215

**Table 1. Inductor current and voltage at several operating points of the 1.6 kW DCDC Converter. Time domain waveforms related with data inside red squares are shown in Figure 2 and Figure 3.**

**NOTES:**

- (1) Po (kW) is the output power of the DCDC.
- (2) Vi (V) and Vo (V) are the input and output voltage of the DCDC converter. This data is just for information.
- (3) Fsw (kHz) is the switching frequency of the DCDC and then, the frequency of the current and voltage ripple of the **Inductor**.
- (4) ILr (ARMS) is the total RMS current of the **Inductor** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (5) ILr (AAV) is the Average current of the **Inductor** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (6) ILr (APK) is the peak current of the **Inductor** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (7) VLR (VRMS) is the RMS voltage in the **Inductor** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (8) VLR (VPK) is the peak voltage in the **Inductor** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.

### Op.Point b1

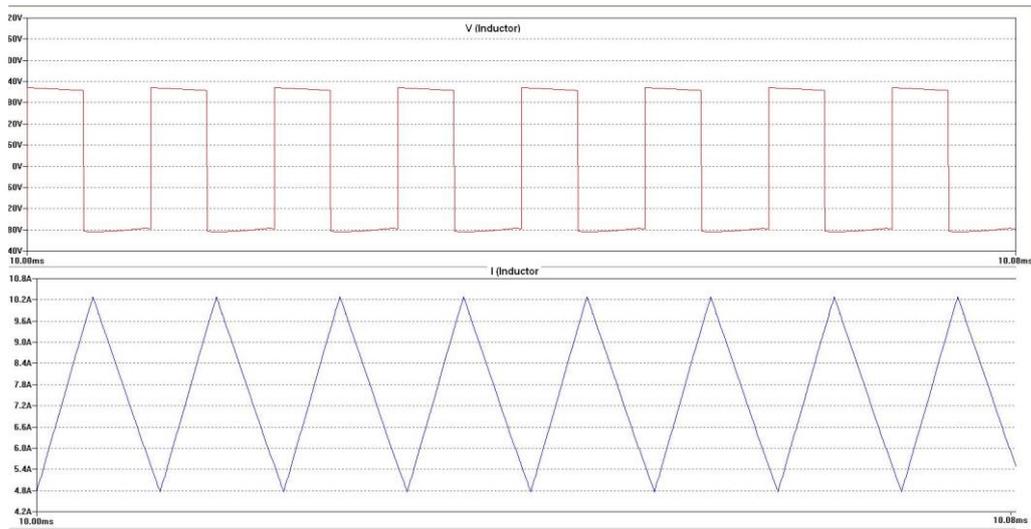


Figure 2. Voltage and current waveforms in the Inductor for operating point b1 of the Table 1.

### Op.Point c2

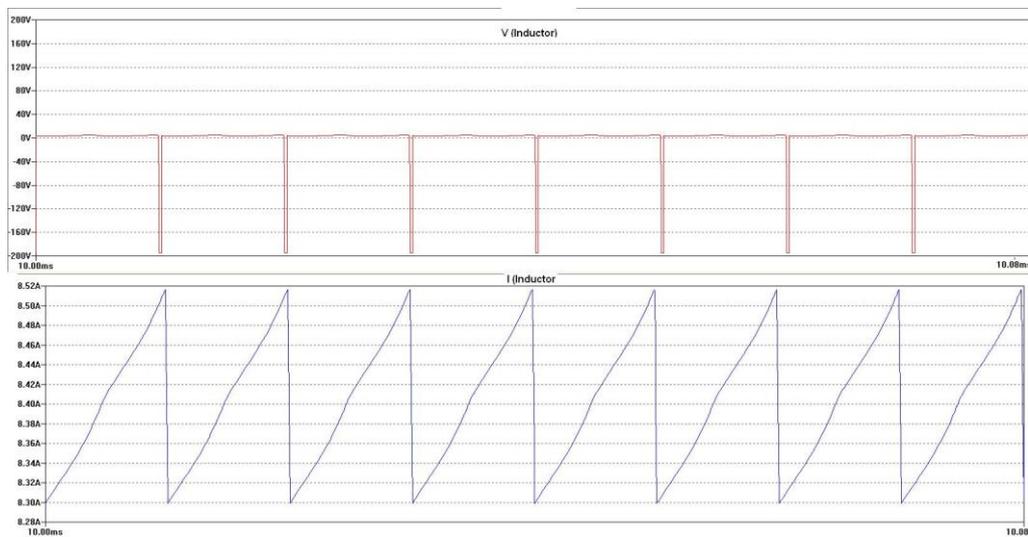


Figure 3. Voltage and current waveforms in the Inductor for operating point c2 of the Table 1.

## 2. Technical Requirements

### 2.1 Electrical Requirements

The **Inductor** shall meet the electrical requirements of Table 2:

Parameter	Definition	Conditions	Value			Units
			Min.	Nom.	Max.	
$f_W$	Working frequency	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$				kHz
L	Inductance	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$ $f_{RIPPLE} = [100] \text{ kHz}$ , $I_L = [0 \text{ to } 10] \text{ A}_{DC}$				uH
$C_P$	Parallel stray capacitance	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$			TBD	pF
$V_{L\_PK}$	Inductor max peak voltage	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$			335	V
$V_{L\_RMS}$	Inductor max peak voltage	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$			225	V
$I_{L\_AV}$	Inductor max Average current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ ,			10.4	$A_{AV}$
$\Delta I_L$	Inductor ripple current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ ,			6.22	A
$I_{L\_PK}$	Inductor max peak current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ ,			13	$A_{PK}$
$R_{L\_DC}$	Winding DC resistance	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$			TBD	$\Omega$
$R_{L\_AC}$	Winding AC resistance	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$			TBD	$\Omega$
$P_{LOSSES}$	Total inductor power losses	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$			TBD	W

**Table 2. Electrical requirements of the Inductor.**

### 2.2 Mechanical Requirements

The **Inductor** shall be compliant with the following dimensions:

- $H \times W \times L = (\text{TBD} \times \text{TBD} \times \text{TBD}) \text{ mm}$ .

### 2.3 Enviromental Requirements

The **Inductor** will be water/glycol cooled.

The maximum coolant temperature without power derating will be  $T_{COOLANT\_MAX} = 70 \text{ }^\circ\text{C}$ .

The full power of the DCDC (22 kW) shall be available for  $T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ .

Linear power derating shall be applied for  $T_{COOLANT} = [70 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$  with  $P_{OUT\_PFC} = 0 \text{ W}$  @  $T_{COOLANT} = 80 \text{ }^\circ\text{C}$ .

The **Inductor** shall withstand without damage a  $T_{AMB} = [-40 \text{ to } 150] \text{ }^\circ\text{C}$ .

### 2.4 Safety Requirements

The **Inductor** shall meet the dielectric strength of Table 3:

Winding to Core	Basic insulation
-----------------	------------------

**Table 3. Dielectric strength requirements of the Inductor.**

## **2.5 Qualification**

If the **Inductor** shall be AEC-Q200 qualified.

## Anexo B: Transformer spec for DCDC converter 1.8kW

### 1. Preface

#### 1.1 Scope of Document

This document describes the functional, technical and mechanical requirements of the **Center-tap Transformer** that will be part of a DC/DC Push-Pull Converter for Electric Vehicles (EV). This document is intended to be a complete source of requirements for the **Transformer** design.

#### 1.2 Word Policy

The purpose of this word policy statement is to explicitly define the words “shall,” “should,” “may” and “will” in this document:

- Statements that use the word “shall” represent binding requirements that must be satisfied by the design.
- Statements that use the word “should” represent goals and, even though they are desired, do not represent mandatory requirements.
- Statements that use the word “may” represent permission, neither a requirement nor a recommendation. “May” is used to specifically allow an action or approach that are acceptable in the context of the requirements.
- “Will” represent a statement of fact or a requirement associated with the development of the product rather than the product itself.

#### 1.3 Component Description

The components object of this document are the **Transformers** that will be part of a DCDC converter of **1.8 kW** with **Push-Pull Topology**. Figure 1 shows the location of the **Transformers** (inside red dotted lines) in the DCDC converter. The **Transformers** will be connected at the intermediate point to the output of the buck stage.

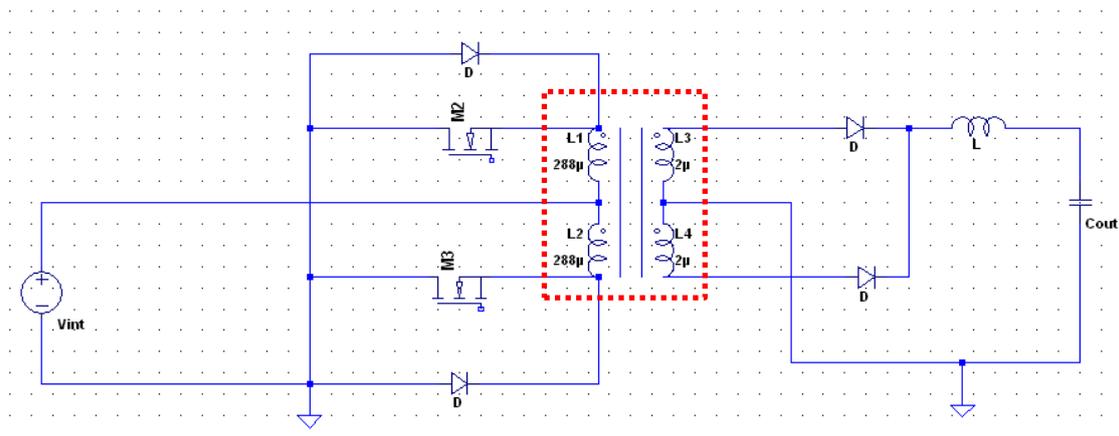


Figure 2. Inductor location diagram in 1.8kW Converter.

The Figure 2 shows the structure of the transformer. The secondary coil must have a single turn.

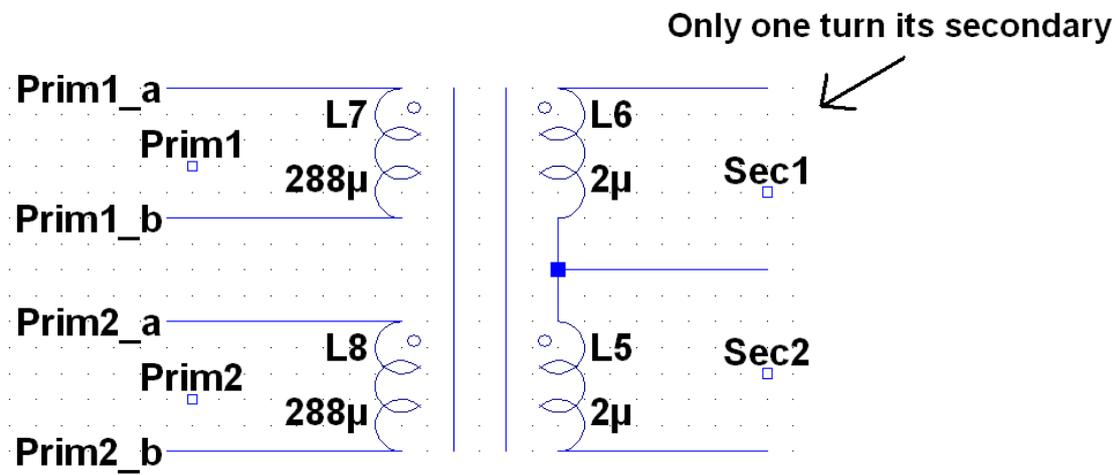


Figure 2. Structure of the transformer.

The Figure 3 shows the voltage in the coils of the primary:

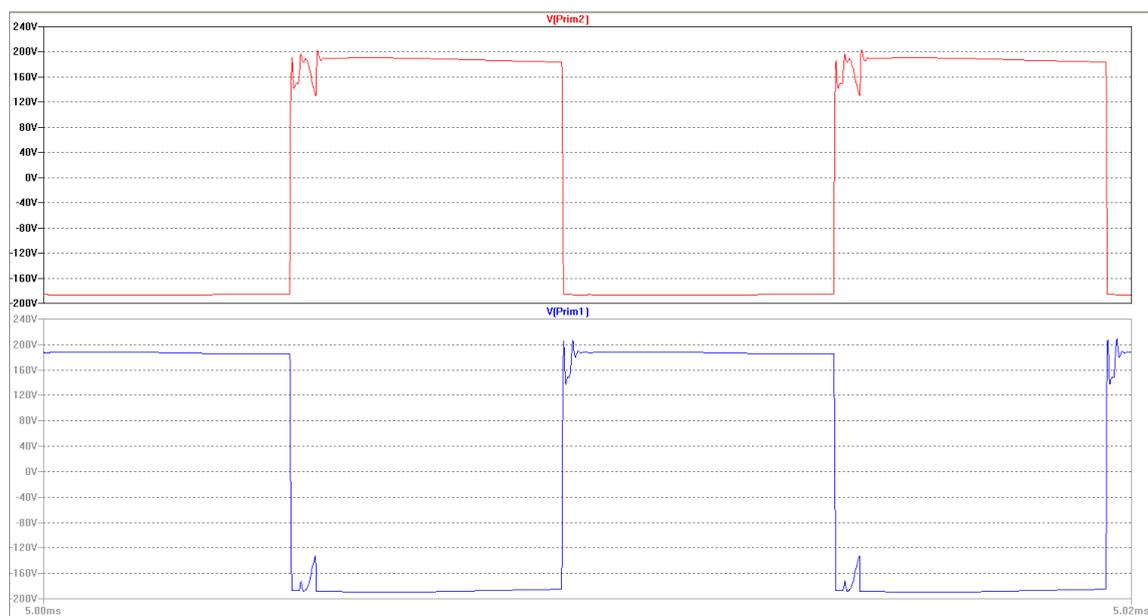


Figure 3. Primary Voltage.

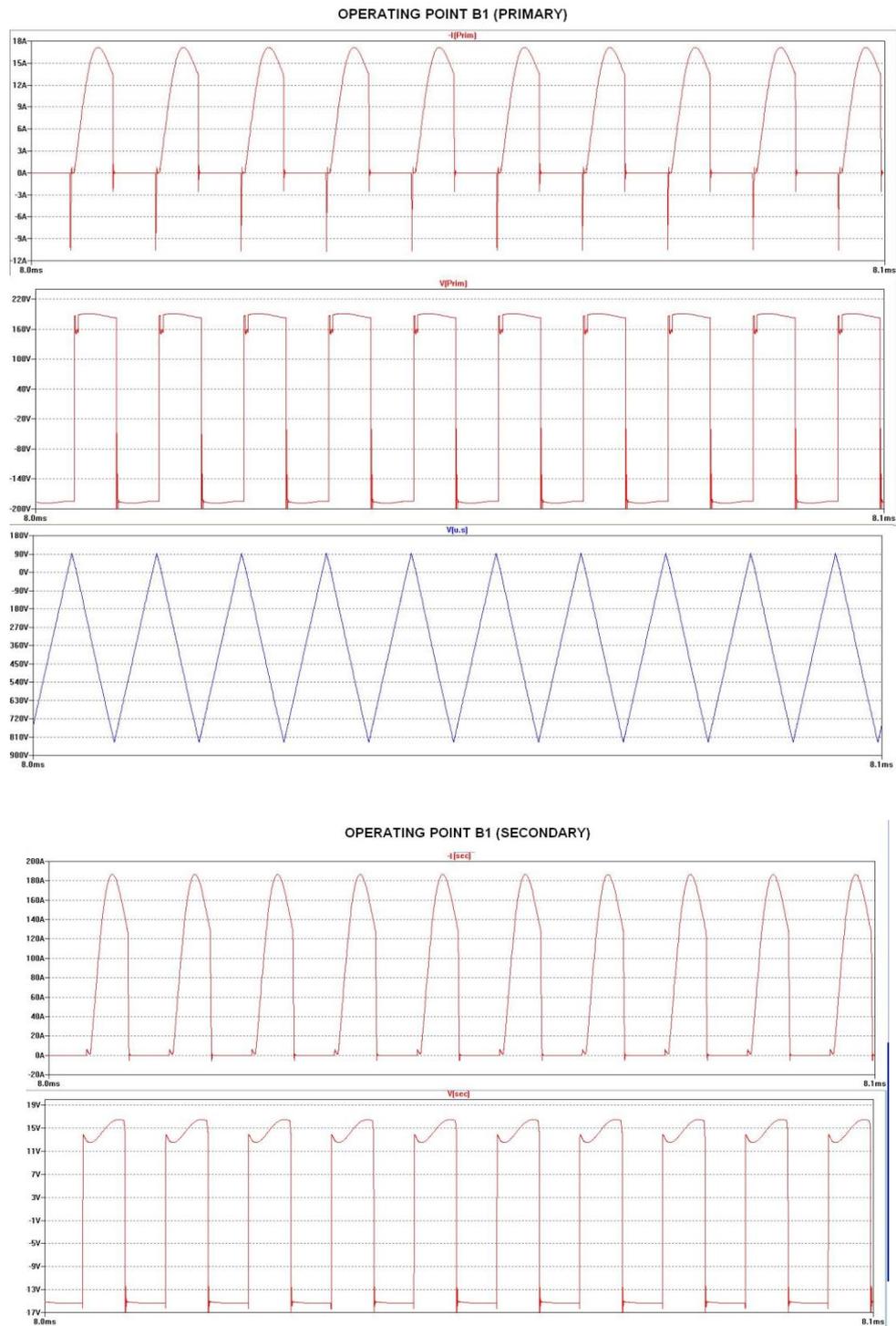
The main magnitudes in the **Transformer** at different operating points are summarized in Table 1. Time domain waveforms in the **Transformer** for several operating points are shown in Figure 4 and Figure 5.

Po (kW)	Op. Point	Vi (V)	Vo (V)	Fsw (kHz)	V-us	IL1 (ARMS)	IL1 (APK)	IL1 (Avg)	V Prim1 (VRMS)	V Prim1 (VPK)	IL3 (ARMS)	IL3 (APK)	IL3 (Avg)	VSec1 (VRMS)	VSec1 (VPK)
0.75	a1	220	6	100	532	9.04	10.55	5.4	109	115	92.6	173.5	60	8.6	10
	a2	450	6	100	550	8.7	11.6	5	190	120	95	180	61.5	9	10.4
1.2	b1	400	12	100	914	7.7	10.2	5.44	200	237	98	186.9	63	15	16.5
1.8	c1	220	14.4	100	1060	9.26	9.4	5.5	31	215	94	170	63	17.2	19
	c2	220	16	100	1050	7.65	7.7	4.7	31	215	79	145	54	18.3	17.3
	c3	450	14.4	100	1600	9.6	18	5.55	225	237	98.62	189	62.77	17.35	19
	c4	450	16	100	1150	8.6	11.46	5.8	225	220	90.3	171	59	20	18.8

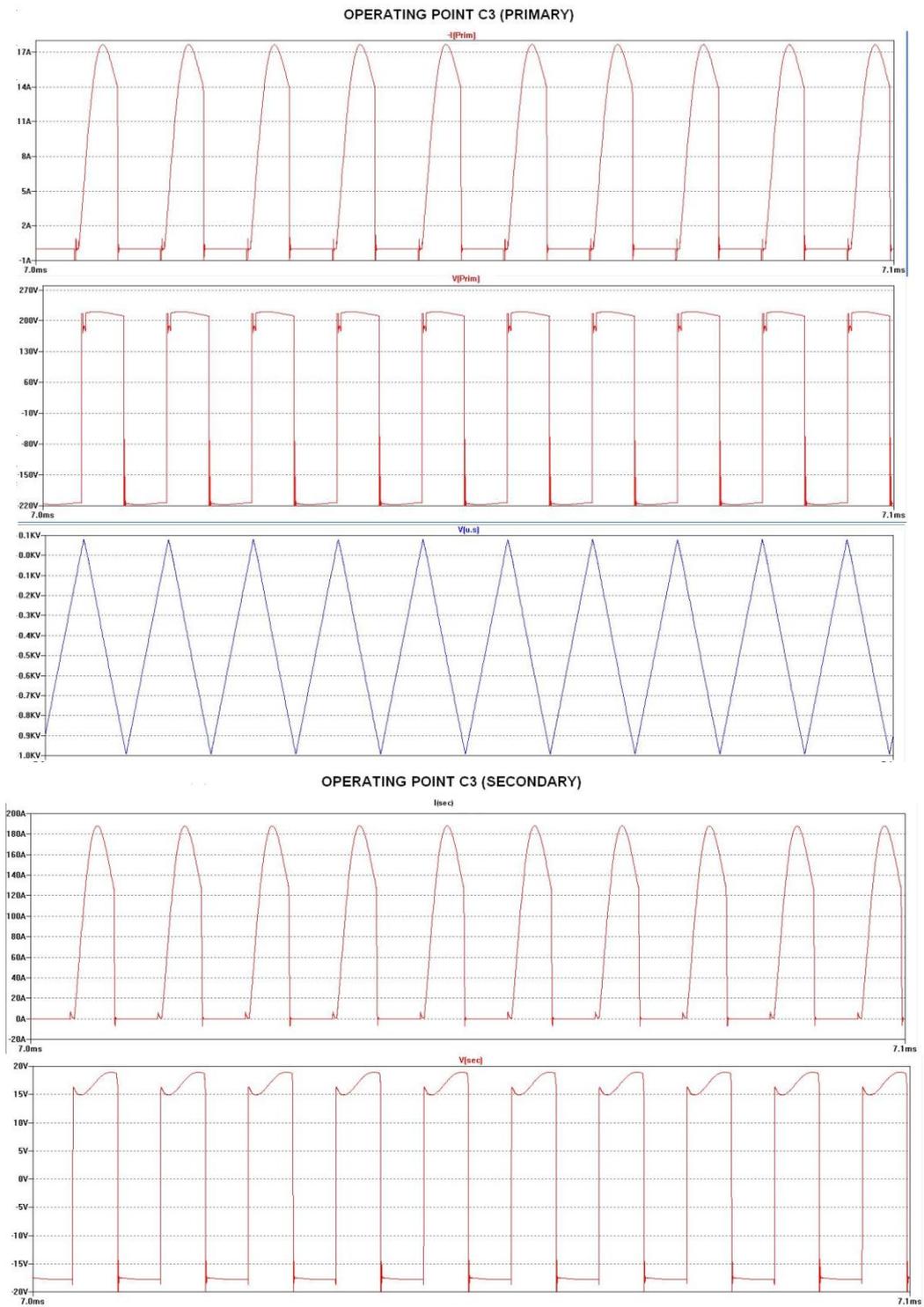
Table 1. Transformers current and voltage at several operating points of the 22 kW DCDC Converter. Time domain waveforms related with data inside red squares are shown in Figure 3 and Figure 4.

#### NOTES:

- (9) Po (kW) is the output power of the DCDC.
- (10) Vi (V) and Vo (V) are the input and output voltage of the DCDC converter. This data is just for information.
- (11) Fsw (kHz) is the switching frequency of the DCDC and then, the frequency of the current and voltage ripple of the **Transformer**.
- (12) V-us is the product volts-microsecond that shall withstand **Transformer**.
- (13) VPrim1 (VRMS) is the RMS primary voltage of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (14) VPrim1 (VPK) is the peak primary voltage of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (15) IL1 (ARMS) is the RMS primary current of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (16) IL1 (APK) is the peak primary current of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (17) IL1 (AAV) is the average primary current of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (18) VSec1 (VRMS) is the RMS secondary voltage of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (19) VSec1 (VPK) is the peak secondary voltage of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (20) IL3 (ARMS) is the RMS secondary current of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (21) IL3 (APK) is the peak secondary current of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.
- (22) IL3 (AAV) is the average secondary current of the **Transformer** during steady state operation of the DCDC at the specified operating point.



**Figure 4. Voltage and current waveforms of Transformer at operating point B1 of Table 2.**



**Figure 5. Voltage and current waveforms of Transformer at operating point C3 of the Table 2.**

## 2. Technical Requirements

### 2.1 Electrical Requirements

The **Transformers** shall meet the electrical requirements of Table 2 (each **Transformer**):

Parameter	Definition	Conditions	Value			Units
			Min.	Nom.	Max.	
$f_w$	Working frequency	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$				kHz
$L_{11}$	Primary self-inductance, measured with open circuit at secondary winding	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$ , $f_w = [150 \text{ to } 450] \text{ kHz}$ , $P_o = [0 \text{ to } 11] \text{ kW}$				uH
$L_{11\_sc\_sec}$	Primary self-inductance, measured with short circuit at secondary winding	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$ , $f_w = [150 \text{ to } 450] \text{ kHz}$ , $P_o = [0 \text{ to } 11] \text{ kW}$				uH
$L_{22}$	Secondary self-inductance, measured with open circuit at primary winding	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$ , $f_w = [150 \text{ to } 450] \text{ kHz}$ , $P_o = [0 \text{ to } 11] \text{ kW}$				uH
$N_1$	Number of windings primary	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$ , $f_w = [150 \text{ to } 450] \text{ kHz}$ , $P_o = [0 \text{ to } 11] \text{ kW}$				
$N_2$	Number of windings secondary	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$ , $f_w = [150 \text{ to } 450] \text{ kHz}$ , $P_o = [0 \text{ to } 11] \text{ kW}$		1		
$n_e$	Effective turns ratio $n_e = \sqrt{L_{11}/L_{22}}$	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$ , $f_w = [150 \text{ to } 450] \text{ kHz}$ , $P_o = [0 \text{ to } 11] \text{ kW}$				
$C_{12}$	Primary to secondary stray capacitance	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 80] \text{ }^\circ\text{C}$			TBD	pF
$V_P$	Primary voltage	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ ,	80	187	233	V
$V_S$	Secondary voltage	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ ,	6	14	18	V
$V \cdot s$	Volts-second product	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ , Operating point C3			1600	V·us
$I_{P\_RMS}$	Primary current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ , Operating point C3			9.6	A
$I_{P\_PK}$	Primary peak current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ , Operating point C3			18	A
$I_{P\_AV}$	Primary peak current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ , Operating point C3			5.7	A
$I_{S\_RMS}$	Secondary current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ , Operating point C3			99	A
$I_{S\_PK}$	Secondary peak current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ , Operating point C3			189	A
$I_{S\_AV}$	Secondary peak current	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ }^\circ\text{C}$ , Operating point C3			63	A

$R_{P\_DC}$	Primary winding DC resistance	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ } ^\circ\text{C}$			TBD	$\Omega$
$R_{S\_DC}$	Secondary winding DC resistance	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ } ^\circ\text{C}$			TBD	$\Omega$
$P_O$	Continuous transferred power from primary to secondary	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ } ^\circ\text{C}$			1.8	kW
$P_{LOSSES}$	Total power losses in the transformer at maximum transferred power	$T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ } ^\circ\text{C}$ , $P_O = [0 \text{ to } 11] \text{ kW}$			TBD	W

**Table 2. Electrical requirements of the Transformers.**

## 2.2 Mechanical Requirements

The **Transformers** shall be compliant with the following dimensions:

- $H \times W \times L = (\text{TBD} \times \text{TBD} \times \text{TBD}) \text{ mm}$ .

## 2.3 Enviromental Requirements

The **Transformers** will be water/glycol cooled.

The maximum coolant temperature without power derating will be  $T_{COOLANT\_MAX} = 70 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

The full transferred power shall be available for  $T_{COOLANT} = [-40 \text{ to } 70] \text{ } ^\circ\text{C}$ .

Linear power derating shall be applied for  $T_{COOLANT} = [70 \text{ to } 80] \text{ } ^\circ\text{C}$  with  $P_{OUT\_HVDC} = 0 \text{ W}$  @  $T_{COOLANT} = 80 \text{ } ^\circ\text{C}$ .

The **Transformers** shall withstand without damage a  $T_{AMB} = [-40 \text{ to } 150] \text{ } ^\circ\text{C}$ .

## 2.4 Safety Requirements

The **Transformers** shall meet the dielectric strength of Table 3:

Primary to Secondary winding	Double or Reinforced insulation	According to IEC 60664-1
Primary to Core	Basic insulation	According to IEC 60664-1
Secondary to Core	Basic insulation	
Core to Chassis	Basic insulation	

**Table 3. Dielectric strength requirements of the Transformers.**

## 2.5 Qualification

The **Transformers** shall be AEC-Q200 qualified.

## Anexo C: Presupuesto

El presupuesto mostrado a continuación se ha estimado para un gran volumen de unidades de fabricación, la disminución en el volumen de producción supondría un aumento en el precio total de fabricación hasta el punto de poder verse multiplicado por 5 si solo se fabricase una unidad.

Component	Nº Component	Price	Total
Si-MOSFET_Sync_Rectifier	8	1.750 €	14.000 €
TxPushPull	2	5.700 €	11.400 €
Lbuck	2	3.850 €	7.700 €
Si-MOSFET_Push-pull	4	1.750 €	7.000 €
CERAMIC CAPS	20	0.300 €	6.000 €
ELECTROLYTIC CAP	6	0.800 €	4.800 €
Cin-Buck	4	1.000 €	4.000 €
Co-Buck	4	1.000 €	4.000 €
PCB	1	3.930 €	3.930 €
Si-MOSFET_Buck	2	1.750 €	3.500 €
Snubber Resistor Buck	2	1.450 €	2.900 €
GATE DRIVER BUCK	2	1.300 €	2.600 €
GATE DRIVER Push-Pull	2	1.300 €	2.600 €
Lout_12V	2	1.200 €	2.400 €
Output Current Sensor	2	1.000 €	2.000 €
Si-DIODE_Buck	2	1.000 €	2.000 €
General electronics	1	2.000 €	2.000 €
Input Current Sensor	2	0.870 €	1.740 €
Bootstrap diode	2	0.300 €	0.600 €
<b>Total</b>			<b>85.170 €</b>

A la hora de diseñar una pieza también se ha de tener en mente el reducir los costes de fabricación, cada proceso que requiera la pieza (bonding, soldaduras manuales, soldaduras por ola) aumenta su coste y su precio de fabricación.

Otro punto a tener en cuenta es el compromiso calidad/precio, aumentando el número de componentes se podría reducir el calentamiento, reducir las pérdidas etc., no obstante una mejora muy pequeña de las características supondría un aumento en el coste, que en una industria tan competitiva como la automoción podría suponer la pérdida del proyecto.

Por último se incluyen los costes de recursos humanos donde se muestran las horas invertidas en el proyecto en las diferentes tareas.

Tarea	Precio por hora (€/h)	Horas totales (h)	Coste (€)
Investigación	13	80	1040
Diseño conceptual	13	100	1300
Diseño hardware	13	120	1560
Prototipado	13	60	780
Pruebas	13	200	2600
<b>TOTAL</b>		<b>460</b>	<b>7460</b>

## Bibliografía

- [1] Alex Segura Monar. CITCEA-UPC. *Diseño de un convertidor de alta eficiencia*. 2014. [https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/24582/Informe\\_AlexSegura\\_v2.2.pdf](https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2099.1/24582/Informe_AlexSegura_v2.2.pdf)
- [2] www.powerguru.org. 2012. *DC-DC Converter Technologies for Electric/Hybrid Electric Vehicles*. <http://www.powerguru.org/dc-dc-converter-technologies-for-electrichybrid-electric-vehicl/>
- [3] Ruben Marcos. Departamento de ingeniería electrónica eléctrica y automática ETSE. *Diseño de un Convertidor DC/DC Automotivo para el Vehículo Eléctrico*. 2012. <http://sauron.etsc.urv.es/public/PROPOSTES/pub/pdf/1975pub.pdf>
- [4] Albert Trenchs Magaña. *Diseño de un Convertidor DC/DC auxiliar para el Vehículo Eléctrico*. 2011. <http://deeea.urv.cat/public/PROPOSTES/pub/pdf/1780pub.pdf>
- [5] Intech. *DC/DC Converters for Electric Vehicles*. <https://cdn.intechopen.com/pdfs-wm/19583.pdf>
- [6] Apuntes de la asignatura convertidores electrónicos de potencia de la titulación de master de ingeniería de sistemas electrónicos de la "Universidad Politécnica de Valencia", curso "2016/2017". Tema 1 "*Convertidores DC/DC con aislamiento galvánico*". Disponibles en PoliformaT.
- [7] Apuntes de la asignatura convertidores electrónicos de potencia de la titulación de master de ingeniería de sistemas electrónicos de la "Universidad Politécnica de Valencia", curso "2016/2017". Tema 3 "*Redes snubber*". Disponibles en PoliformaT.
- [8] Wikipedia. *Convertidor Buck*. 2018. [https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor\\_Buck](https://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Buck)
- [9] Rubén Sánchez. *Convertidor push-pull*. 2016. <http://rubensm.com/convertidor-push-pull/>
- [10] Quim Rilog Martí. Departamento de Electrónica Industrial Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). *Convertidor resonante LLC para módulo de leds*. 2015. [https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/81176/01\\_Memoria.pdf](https://upcommons.upc.edu/bitstream/handle/2117/81176/01_Memoria.pdf)
- [11] Infineon. *HV to LV DC/DC-Converter Evaluation Kit with Easy Automotive Module*. Rev.1.3.2012. [https://www.infineon.com/dgdl/InfineonAN2012\\_09\\_Evaluation\\_Kit\\_with\\_F4\\_50\\_R07W1H3\\_B11A-AN-v1.3-en.pdf?fileId=db3a30433afc7e3e013b27410bc85967](https://www.infineon.com/dgdl/InfineonAN2012_09_Evaluation_Kit_with_F4_50_R07W1H3_B11A-AN-v1.3-en.pdf?fileId=db3a30433afc7e3e013b27410bc85967)
- [12] Bob Bell. National semiconductor. *Introduction to Push Pull and Cascaded Power Converter Topologies*. 2013. <https://slideplayer.com/slide/238911/>
- [13] Rogelio José Choque Castro. *Introducción al convertidor buck*. 2007. <https://www.monografias.com/trabajos48/convertidor-buck/convertidor-buck2.shtml>
- [14] Apuntes de la asignatura convertidores electrónicos de potencia de la titulación de master de ingeniería de sistemas electrónicos de la "Universidad Politécnica de Valencia", curso "2016/2017". Tema 2 "*Diseño de componentes magnéticos*". Disponibles en PoliformaT.
- [15] UltraDavid37 Electrónica. *Explicación detallada del circuito driver bootstrap para inversores con MOSFET*. 2013. <https://www.youtube.com/watch?v=AXhupj2gE5I>