



Universidad
Carlos III de Madrid

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR

INGENIERÍA INDUSTRIAL

PROYECTO FIN DE CARRERA:

**DISEÑO, MODELADO E IMPLEMENTACIÓN DE UN SISTEMA DE
ALIMENTACIÓN PARA APLICACIONES PORTÁTILES BASADO
EN PILAS DE COMBUSTIBLE**

Autor: Ángel Luis Rubio García-Caro

Tutora: Cristina Fernández Herrero

**DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA
GRUPO DE SISTEMAS ELECTRÓNICOS DE POTENCIA**

MAYO 2010

ÍNDICE

ÍNDICE	iii
ÍNDICE DE FIGURAS	v
ÍNDICE DE TABLAS	ix
1. Introducción.....	1
1.1. Planteamiento del problema	1
1.2. Objetivos	6
1.3. Especificaciones de la pila de combustible Ultracell XX25	7
1.4. Funcionamiento las pilas RMFC	9
1.4.1 Sistema de almacenamiento de combustible.....	9
1.4.2 Sistema de procesamiento de combustible (FPS).....	10
1.4.3 Pila de combustible PEM.....	13
1.4.4 Características eléctricas de las PEM	14
1.4.5 Particularidades de la pila Ultracell XX25	15
2. Especificaciones y arquitectura del sistema.....	17
3. Selección de la topología del acondicionador.....	25
3.1. Introducción.....	25
3.2. Alternativas y selección.....	26
3.3. Topología Forward	28
3.4. Selección rama enclavamiento activo.....	31
3.4.1 Descripción del enclavamiento activo High-Side	31
3.4.2 Descripción del enclavamiento activo Low-Side	34
3.4.3 Comparación de los dos tipos de enclavamiento activo.....	36
4. Diseño del acondicionador.....	39
4.1. Ecuaciones utilizadas en la hoja de cálculo.....	40
4.2. Selección de componentes del diseño.....	54
4.2.1 Selección del filtro de salida	54

4.2.2	Relación de transformación	65
4.2.3	Condensador de entrada	72
4.2.4	Selección componentes rama enclavamiento activo	75
4.2.5	Selección del MOSFET principal	77
4.2.6	Selección de los diodos D1 y D2.....	80
4.3.	Resumen de resultados.....	82
5.	Modelado del acondicionador.....	89
5.1.	Psim.....	89
5.1.1	Modelo Conmutado	89
5.1.2	Modelo Promediado	91
5.1.3	Resultados de simulación con PSIM.....	96
5.2.	Matlab.....	97
5.2.1	Modelo Conmutado	97
5.2.2	Modelo Promediado	100
5.3.	Comparación resultados PSIM y Matlab.....	101
6.	Medidas experimentales	103
6.1.	Medidas preliminares	103
6.2.	Medidas prototipo final	107
6.2.1	Funcionamiento en régimen permanente.....	109
6.2.2	Funcionamiento dinámico	110
6.3.	Funcionamiento frente a desconexiones y fallos	112
7.	Conclusiones.....	115
8.	Bibliografía	117
	ANEXOS	119

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 Esquema general de una Pila de hidrógeno (PEM) [2].....	1
Figura 2 Representación densidad de energía en los diferentes tipos de baterías.....	4
Figura 3 Detalle densidad de energía.....	4
Figura 4 Comparación dimensiones frente a densidad de energía.....	5
Figura 5 Comparación densidad energía modelos XX25 y XX55.....	6
Figura 6 Esquema general de la fuente de alimentación.....	7
Figura 7 Equipo XX25 de ultracell.....	8
Figura 8 Diagrama de la pila XX25 [5].....	8
Figura 9 Esquema de una pila tipo RMFC [5].....	9
Figura 10 Formato cartuchos pila combustible.....	10
Figura 11 Proceso general del FPS.....	10
Figura 12 Descripción de la fase de reformado.....	11
Figura 13 Esquema de una pila de combustible tipo PEM.....	13
Figura 14 Curva de polarización típica de una PEM [2].....	14
Figura 15 Curva típica de potencia de una pila de combustible.....	15
Figura 16 Representación curva V-I del modelo Utracell XX25.....	16
Figura 17 Representación curva P-I modelo Ultracell XX25.....	16
Figura 18 Esquema simplificado del sistema de alimentación.....	17
Figura 19 Esquema simplificado de la arquitectura con las dos pilas incluidas.....	18
Figura 20 Posibilidades de conexión de las pilas de combustible.....	19
Figura 21 Colocación de las pilas en paralelo con acondicionadores independientes.....	20
Figura 22 Esquema simplificado con detalle del bypass.....	20
Figura 23 Esquema con dos baterías previas al acondicionador.....	22
Figura 24 Esquema simplificado con una única batería posterior al acondicionador.....	22
Figura 25 Esquema simplificado con pilas de combustible en paralelo.....	23
Figura 26 Esquema general de la arquitectura del sistema.....	25
Figura 27 Esquema general simplificado del acondicionador.....	26
Figura 28 Clasificación de los convertidores CC/CC.....	26
Figura 29 Diagrama de utilización de diferentes convertidores en función de la potencia y tensión de salida [8].....	27
Figura 30 Comparación formas de onda de corriente en condensador de salida.....	27
Figura 31 Esquemático básico del forward.....	28
Figura 32 Esquema eléctrico general del forward Active Clamp Low-Side.....	29
Figura 33 Esquema eléctrico resultante durante el intervalo t_{On}	29
Figura 34 Esquema eléctrico resultante durante el intervalo t_{Off}	30
Figura 35 Formas de onda convertidor.....	30
Figura 36 Topología forward con enclavamiento activo High-Side.....	31
Figura 37 Circuito de control MOSFET canal p y formas de onda para High-Side.....	32
Figura 38 Variación de la tensión de enclavamiento en topología High-Side.....	33
Figura 39 Topología forward Low-Side.....	34
Figura 40 Circuito control MOSFET canal P y formas de onda para Low-Side.....	34

Figura 41 Tensión en el condensador de enclavamiento para las diferentes configuraciones Low-Side	36
Figura 42 Diferencia de la tensión que soporta el condensador de enclavamiento activo para la configuración Low-Side y High-Side	37
Figura 43 Imágenes de la hoja de cálculo	40
Figura 44 Topología forward Low-Side	42
Figura 45 Formas de onda en la bobina	42
Figura 46 Tensión aplicada al primario del transformador	43
Figura 47 V_{ds} y tensión V_{cl} en el forward Active Clamp Low-Side	44
Figura 48 Descripción sentido de las corrientes en forward Low-Side	45
Figura 49 Forma de onda de corriente en la bobina.....	46
Figura 50 Forma de onda de la corriente por el diodo 1	46
Figura 51 Forma de onda de la corriente por el diodo 2	47
Figura 52 Formas de onda de tensión y corriente aplicada a la inductancia magnetizante del transformador	48
Figura 53 Corriente de pico en el devanado primario.....	49
Figura 54 Forma de onda de la corriente por el primario	49
Figura 55 Esquemático del forward Active Clamp Low-Side utilizando diodos	51
Figura 56 Esquemático del forward Low-Side utilizando rectificación síncrona [12]	51
Figura 57 Elementos clave en el diseño.....	54
Figura 58 Filtro de salida del convertidor	55
Figura 59 Forma de onda del rizado de tensión de salida.....	56
Figura 60 Descripción de carga del condensador dependiendo de la corriente en la bobina.....	56
Figura 61 Corriente que atraviesa la batería	60
Figura 62 Características de los diseños realizados con condensadores de agujero pasante.....	61
Figura 63 Características de los diseños realizados con condensadores SMD	61
Figura 64 Diferencia de volumen en el tipo de montaje del condensador de salida.....	61
Figura 65 Comparación de pérdidas en el filtro de salida dependiendo del tipo de montaje utilizado.....	62
Figura 66 Frontera modo conducción	63
Figura 67 Modelo utilizado para estudiar la dinámica del sistema.....	64
Figura 68 Características dinámicas de salida de diferentes filtros	64
Figura 69 Valor eficaz de la corriente eficaz en el condensador	66
Figura 70 Corrientes de entrada del convertidor dependiendo de la relación de transformación elegida.....	67
Figura 71 Balance de voltios por segundo aplicados al primario del transformador.....	67
Figura 72 Ciclo de trabajo en función de la tensión de salida con tensión de entrada nominal	68
Figura 73 Ciclo de trabajo en función de la tensión de salida con tensión de entrada mínima	68
Figura 74 Datos de entrada del transformador en PExprt.....	70
Figura 75 Datos de salida de PExprt del transformador	71
Figura 76 Esquema del forward con condensador de entrada.....	72
Figura 77 Formas de onda de corrientes condensador de entrada	73
Figura 78 Valor eficaz de la corriente que circula por el condensador de entrada	74

Figura 79 Componentes de la rama de enclavamiento activo.....	75
Figura 80 Tensión en el condensador de enclavamiento para en configuración Low- Side para tensiones de entrada diferentes.....	77
Figura 81 MOSFET a seleccionar.....	78
Figura 82 Comparativa de las pérdidas que se producen en el MOSFET principal	79
Figura 83 Diodos a seleccionar	80
Figura 84 Pérdidas en el diodo 1 para valores nominales.....	81
Figura 85 Pérdidas en el diodo 2 para valores nominales.....	82
Figura 86 Pérdidas totales para diferentes puntos de funcionamiento con 10 V de tensión de salida	83
Figura 87 Pérdidas totales para diferentes puntos de funcionamiento con tensión de salida nominal.....	83
Figura 88 Representación de las pérdidas distribuidas por componentes cuando la relación de transformación es 1:1,5	84
Figura 89 Punto de funcionamiento en el que las pérdidas son mínimas	84
Figura 90 Área total de cada uno de los diseños seleccionados.....	85
Figura 91 Duración estimada para potencia nominal.....	86
Figura 92 Duración estimada para potencia máxima.....	87
Figura 93 Esquema eléctrico del circuito con los componentes seleccionados.....	87
Figura 94 Modelo del circuito del forward real en PSIM.....	90
Figura 95 Representación forma de onda incluyendo el rizado y la promediada [9]	91
Figura 96 Esquema equivalente del circuito durante t_{on}	92
Figura 97 Esquema equivalente del circuito durante t_{off}	92
Figura 98 Forma de onda de i_{sw} y U_d cuando opera MCC	92
Figura 99 Tercer estado del modo de conducción discontinuo.....	93
Figura 100 Formas de onda de i_{sw} de i_L y de U_e cuando opera en MCD	94
Figura 101 Modelo promediado del Forward en PSIM	95
Figura 102 Comparación corriente por la bobina modelo conmutado y promediado.....	96
Figura 103 Comparación tensión de salida modelo conmutado y promediado	97
Figura 104 Representación en Matlab del modelo conmutado del Forward	99
Figura 105 Representación del modelo del Forward en Matlab	100
Figura 106 Comparación de corriente de salida de la bobina	101
Figura 107 Comparación de tensión de salida del convertidor	102
Figura 108 Fotografía del control del prototipo inicial.....	103
Figura 109 Rendimiento del convertidor en función de la frecuencia de conmutación.....	104
Figura 110 Formas de onda obtenidas en función del filtro de salida	106
Figura 111 Aspecto del prototipo final	107
Figura 112 Rendimiento de la etapa de potencia en función de la potencia suministrada sin considerar el consumo del control.....	108
Figura 113 Rendimiento del prototipo final en función de la potencia suministrada	109
Figura 114 Formas de onda representativas del convertidor a carga nominal (30 W)	109
Figura 115 Formas de onda representativas del convertidor operando a carga máxima (50 W).....	110
Figura 116 Escalón de carga de 10 W a 50 W	111
Figura 117 Escalón de carga de 50 W a 10 W	111

Figura 118 Desconexión de una pila de combustible con 25 W de carga..... 112
Figura 119 Conexión de una pila de combustible 113

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1 Comparación del volumen y peso de las diferentes tecnologías de almacenamiento para la misma energía.....	2
Tabla 2 Características de componentes comerciales	3
Tabla 3 Características de la pila de combustible Ultracell XX55	5
Tabla 4 Resumen cumplimiento sobre especificaciones potencia	18
Tabla 5: Comparación entre las configuraciones Active Clamp.....	37
Tabla 6 Descripción de los parámetros utilizados en la hoja de cálculo (datos de entrada)	41
Tabla 7 Características de las diferentes bobinas utilizadas en los diseños.....	55
Tabla 8 Máximo rizado de corriente en la bobina en función de la relación de transformación y de la bobina.....	57
Tabla 9 Capacidades mínimas del filtro de salida.....	58
Tabla 10 Diseños del filtro de salida considerando condensadores de agujero pasante	59
Tabla 11 Diseños del filtro de salida considerando condensadores de montaje superficial	59
Tabla 12 Potencias frontera MCC-MCD dependiendo del diseño y de la relación de transformación.....	63
Tabla 13 Corriente eficaz y rizado de corriente en el condensador de entrada en función del diseño	73
Tabla 14 Características del condensador de entrada	75
Tabla 15 Valores máximos de tensión y corriente que debe soportar el MOSFET principal	78
Tabla 16 Valores máximos de corriente y tensión del diodo 1 y diodo 2.....	81
Tabla 17 Rendimientos del convertidor para puntos de funcionamiento más importantes .	85
Tabla 18 Puntos de funcionamiento analizados	104
Tabla 19 Rendimientos del convertidor en función del filtro de salida escogido.....	105

1. Introducción

1.1. Planteamiento del problema

Cada vez más se demanda energía para alimentar equipos electrónicos portátiles (teléfonos móviles, ordenadores portátiles, equipos de medida,...). Son varios sectores los que demandan energía portátil, ya sean bomberos, policías, militares, población civil,... Esta energía demandada se puede almacenar en baterías, como convencionalmente se ha estado realizando. Las pilas de combustible que son una tecnología emergente hacen replantearse la situación sobre que alternativa es mejor utilizar.

El combustible que se utiliza para alimentar las pilas de combustible generalmente es el hidrógeno. Una pila de combustible, se trata de un dispositivo electroquímico que es capaz de convertir directamente la energía química de un combustible, en energía eléctrica. El hidrógeno es el átomo más ligero y simple de todos los elementos del sistema periódico. A pesar de ser el elemento más abundante del universo, no constituye un combustible aprovechable, porque no se encuentra en el estado que lo utilizan las pilas de combustible. Por lo tanto no es una fuente de energía, sino un vector energético. De manera que se puede almacenar y liberar su energía de forma controlada mediante la tecnología de las pilas de combustible. Los principales sistemas y métodos de producción de hidrógeno utilizan combustibles fósiles para obtener hidrógeno gaseoso; dado que el hidrógeno se emplea en su forma gaseosa, parece ventajoso almacenar y transportar el hidrógeno en dicho estado [1].

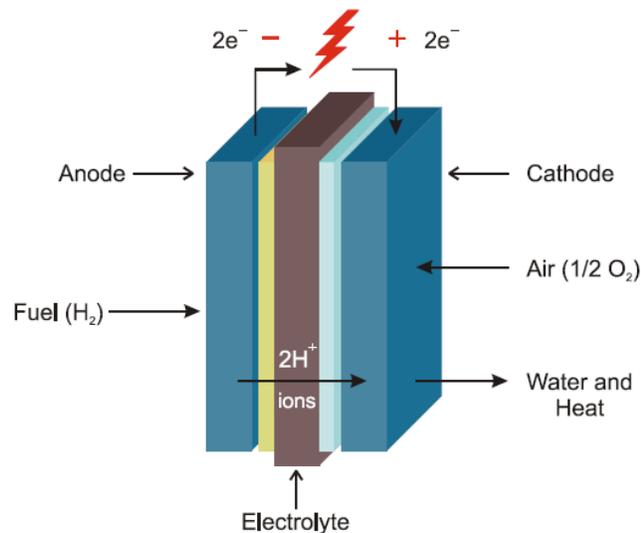


Figura 1 Esquema general de una Pila de hidrógeno (PEM) [2]



La comparación frente a otros combustibles indica que el almacenamiento del hidrógeno gaseoso en recipientes a presión puede no resultar muy competitivo. Esto es debido a la baja densidad del hidrógeno gaseoso. El almacenamiento debe soportar presiones superiores a 20 MPa, lo que hace que los depósitos sean pesados y voluminosos, además de plantear cuestiones de seguridad en los depósitos de almacenamiento, distribución y carga de hidrógeno.

En los últimos años se están desarrollando varias tecnologías que utilizan metanol líquido como fuente de hidrógeno, para generar el hidrógeno gaseoso que necesita la pila de combustible. Al utilizar metanol los requerimientos de almacenamiento son menos exigentes, porque el metanol se encuentra en estado líquido a temperatura ambiente y no serían necesarios depósitos que soportaran presiones elevadas; otra ventaja que presenta el metanol es su baja densidad, que es 0,79 Kg/l, es de origen natural y biodegradable [1].

Como ya se ha mencionado, la sociedad cada vez demanda más equipos electrónicos portátiles que tienen mayores prestaciones y requisitos más estrictos en cuanto a autonomía, tamaño y peso. Conocido este aspecto, se va a realizar una comparativa de la cantidad de energía que se puede almacenar por unidad de volumen en tres tecnologías diferentes de baterías y pila de combustible. Se ha recurrido a modelos comerciales, incluyendo la tecnología de pilas de combustible de metanol. Las alternativas son:

- **Batería de plomo ácido** fabricada por Sonnenschein [3]: modelo A51216G5, tensión nominal 12 V, capacidad 15Ah, dimensiones 76x181x167 mm y peso 6 Kg.
- **Batería de ión de litio** fabricada por 2-power: modelo CBI0812A [4], tensión nominal 14,4 V, capacidad 4,4 Ah, dimensiones 77 x 147 x 19 mm y peso 0,482 Kg.
- **Pila de combustible** de metanol fabricada por Ultracell: modelo XX25 [5], tensión nominal 16,8 V, capacidad 180 Wh (por cartucho de metanol de dimensiones 225 x 46,3 x 48, 8mm y peso 0,345 Kg), dimensiones 230 x 150 x 43 mm y peso 1,24 Kg.

La Tabla 1 refleja la comparación en volumen, peso y energía para las tres alternativas mencionadas. Mediante la Tabla 1 se puede observar que, para una misma energía almacenada (180 Wh) el cartucho de metanol tiene menor volumen y menor peso que las baterías. Sin embargo, para procesar el metanol y obtener la energía eléctrica es necesario incluir el equipo que se encarga del reformado de metanol en hidrógeno y la pila de combustible.

	Volumen (cm ³)	Peso (Kg)	Energía (Wh)
Batería de plomo	2297,2	6,8	180
Batería de ión de litio	645,2	1,44	180
Cartucho de metanol	508,3	0,345	180
Equipo y cartucho de metanol	1991,8	1,585	180

Tabla 1 Comparación del volumen y peso de las diferentes tecnologías de almacenamiento para la misma energía



Los datos de la última fila de la Tabla 1 representan las características de la pila de combustible comercial, en las que se incluye el equipo y cartucho de metanol de 250 cc. Incluyendo todo, se consigue el mismo peso que en el caso de la batería de ión de litio; pero el volumen se ve triplicado.

Para hacer un análisis más exhaustivo para ver hasta qué punto es conveniente utilizar una tecnología u otra, se ha realizado una selección de unos cuantos modelos comerciales, representados en la Tabla 2.

Tecnología	Referencia	Energía (Wh)	Peso (Kg)	Volumen (l)
Batería Plomo	YUASA NP0,8-12	9,6	0,35	0,14
	YUASA NP1,2-12	14,4	0,57	0,25
	YUASA NP2-12	24	0,7	0,26
	YUASA NP4-12	48	1,7	0,66
	Cadmen BEG 12000075	96	2,5	1,45
	Sonnenshein A 512/ 16,0 G5	192	6,8	2,29
	Sonnenshein A 512/ 60,0A	780	21,8	10,17
	Sonnenshein A 512/ 65,0A	910	25	12,66
	Sonnenshein A 512/ 115,0A	1380	40,3	15,77
2x Sonnenshein A 512/ 65,0A	1820	50	25,33	
Batería Ión de Litio	Duracell DRC4R	2,59	0,02	0,01
	Enix 800052	16,5	0,1	0,04
	Enix 800040	25,5	0,16	0,08
	CBI023A	65,12	0,4	0,23
	Enix800050	102	0,64	0,34
Pila de combustible Ultracell XX25	Equipo	0	1,24	1,48
	cartucho 250 cc	180	1,585	1,99
	XRT-75	900	2,44	3,20
	XRT-200	2500	4,84	7,81
	XRT-1000	12500	19,24	28,20

Tabla 2 Características de componentes comerciales

En la Figura 2 se ha realizado una gráfica utilizando los datos de la Tabla 2 para poder visualizar cuál de las tres tecnologías (baterías de plomo, baterías de ión de litio y pilas de combustible de metanol) es más conveniente utilizar teniendo en cuenta el peso en función de la energía almacenada. Las cruces que aparecen representan la energía frente al peso del equipo Ultracell XX25 incluido su cartucho. Esta gráfica lleva a la conclusión de que cuanto mayor sean las necesidades de almacenamiento de energía, es más aconsejable utilizar la pila de combustible.

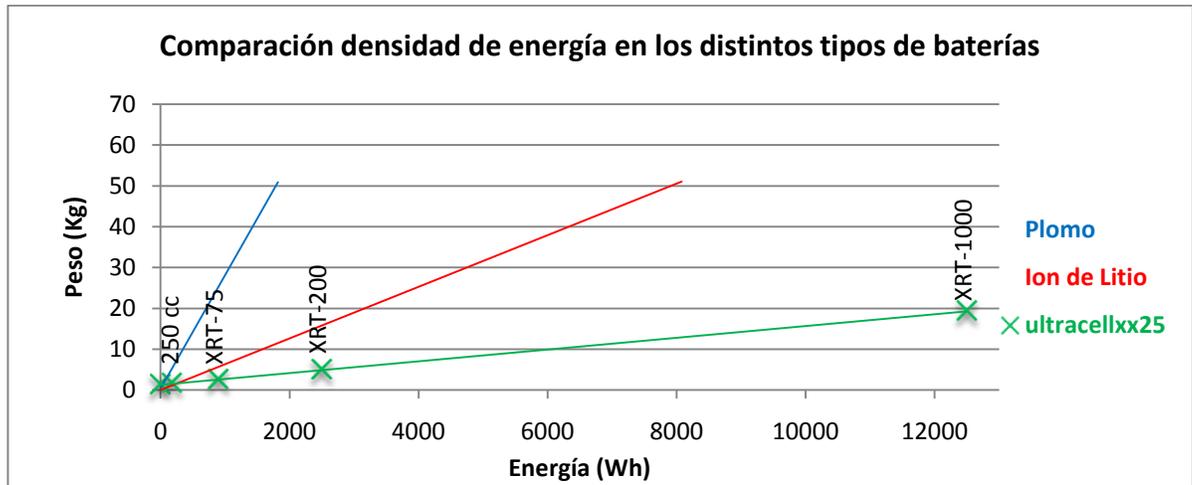


Figura 2 Representación densidad de energía en los diferentes tipos de baterías.

En la Figura 2 solo se puede apreciar las características para grandes cantidades de energía almacenada. Para poder conocer a partir de cuanta energía es más rentable utilizar una tecnología respecto a otra, se ha representado la Figura 3 que es un detalle de la Figura 2. En esta figura se puede observar que a partir de 300 Wh es aconsejable utilizar el modelo de la pila de combustible en vez de la batería de litio, pues la relación peso-energía es menor.

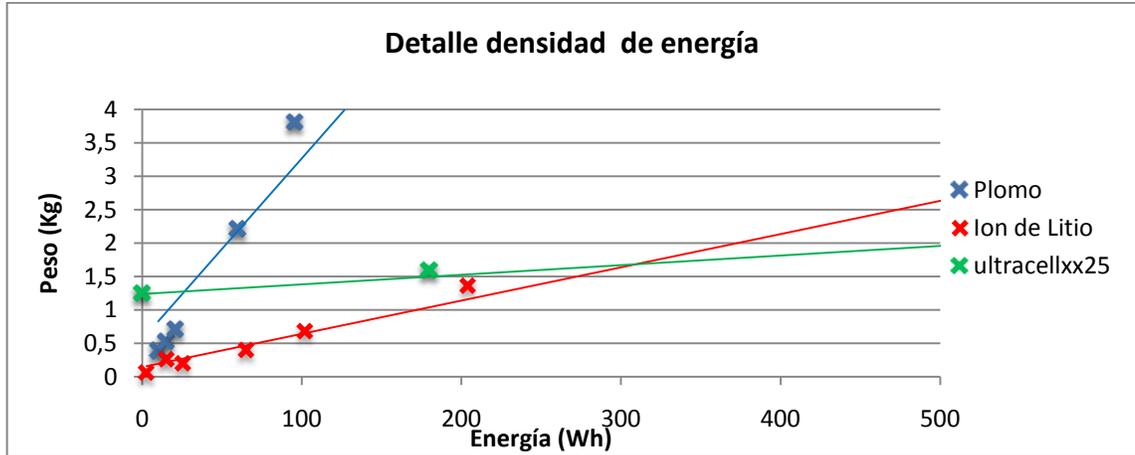


Figura 3 Detalle densidad de energía

En las figuras anteriores se ha observado que es aconsejable utilizar una pila de combustible en vez de una batería de ión de litio teniendo en cuenta el peso. Pero para analizarlo en función del volumen total se ha representado la gráfica de la Figura 4, en la que se puede observar que el volumen de la pila de combustible es menor a partir de 1500 Wh. Hay que destacar que no se han encontrado baterías de ión de litio con capacidad superior a 102 Wh, ni de plomo superior a 1820 Wh. Para los cálculos de energías

superiores a estos valores se ha supuesto la colocación de baterías en paralelo, lo que hace que multiplique su peso y energía por el número de baterías colocadas.

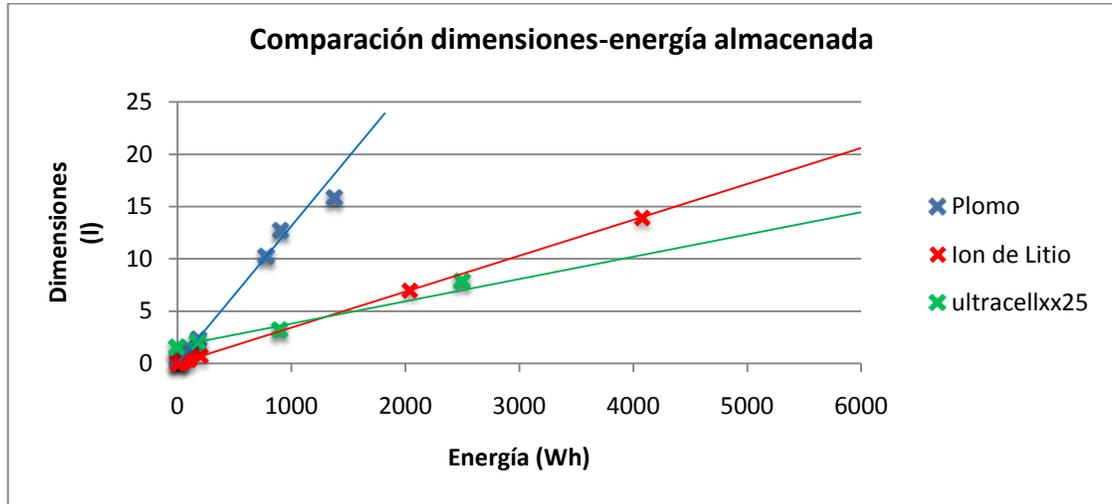


Figura 4 Comparación dimensiones frente a densidad de energía

Una de las principales ventajas que presentan las pilas de combustible es que se puede realizar un reabastecimiento continuo del combustible, teniendo tanta energía como cartuchos haya disponibles y sin interrupción de alimentación mientras se está procediendo al cambio de cartucho. Sin embargo las baterías una vez agotada su energía, es necesario recargarlas con unas condiciones determinadas de carga y con el tiempo que esto supone. Las pilas de combustible Ultracell XX25 proporcionan al usuario un tiempo de dos minutos para que recambie el cartucho sin corte de la tensión de alimentación. Si el cartucho no se cambia en ese tiempo, el suministro de energía a la carga se interrumpe.

El principal inconveniente que presentan las pilas de combustible es la potencia que son capaces de suministrar. Se puede tener almacenada mucha energía, pero no se puede entregar tan rápido como lo hacen las baterías, que son capaces de suministrar más energía en menor tiempo. En concreto el modelo XX25 es capaz de entregar una potencia de 25 W. Esta tecnología parece estar desarrollándose, puesto que ya existe un modelo comercial el XX55 de Ultracell que permite entregar una potencia de 50 W, sin duplicar el peso del equipo pero sí las dimensiones, cuyas características están descritas en la Tabla 3.

Tecnología	Referencia	Energía (Wh)	Peso (Kg)	Volumen (l)
UltracellXX55	Equipo	0	1,6	4,58
	Equipo y cartucho de 250 cc	180	1,945	5,09
	XRT-75	900	2,8	6,30
	XRT-200	2750	5,2	10,91
	XRT-1000	13750	19,6	31,30

Tabla 3 Características de la pila de combustible Ultracell XX55

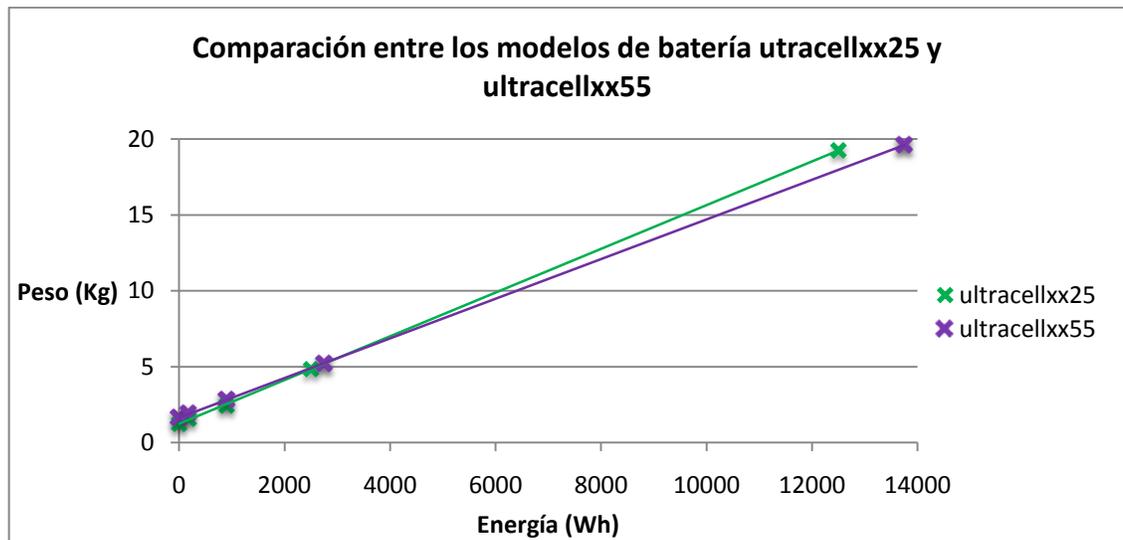


Figura 5 Comparación densidad energía modelos XX25 y XX55

En la Figura 5 se realiza una representación gráfica de los dos modelos mencionados de Ultracell. Se puede apreciar que el modelo XX55 es capaz de suministrar más energía para el mismo cartucho de combustible. Por ejemplo para el cartucho XRT-1000 la pila XX25 puede suministrar 12500 Wh y la XX55 13750 Wh. Por tanto en caso de precisar un almacenamiento de energía superior a 2750Wh y no ser necesaria una potencia superior a 25W la mejor elección sería utilizar el modelo XX25, puesto que el peso total del equipo sería inferior. Los cartuchos de combustible que utilizan ambas pilas son los mismos. Teniendo en cuenta esta afirmación se observa que el modelo XX55 tiene un mayor rendimiento porque puede entregar más energía con la misma cantidad de combustible.

Una vez establecida esta comparativa, queda patente el interés de emplear pilas de combustible en aplicaciones portátiles actuales.

1.2. Objetivos

Este proyecto fin de carrera se ha realizado dentro del Grupo de Sistemas Electrónicos de Potencia, perteneciente al departamento de Tecnología Electrónica de la Universidad Carlos III de Madrid. Este trabajo ha sido desarrollado en el marco de un proyecto de investigación del grupo y está orientado al estudio de sistemas de alimentación basados en pilas de combustible tipo PEM (“Proton Exchange Membrane”).

El objetivo principal del presente proyecto es realizar el diseño de un sistema de alimentación portátil de 50 W basado en la pila de combustible XX25 de Ultracell. Este sistema de alimentación estaría dedicado a una aplicación portátil como módulos de supervivencia, equipos de bomberos, médicos o equipación militar. Para ello se ha realizado:

- Diseño de la arquitectura considerando que se dispone de pilas de 25 W.
- Diseño e implementación del acondicionador intentando conseguir un tamaño reducido y un alto rendimiento.
- Modelado del sistema de alimentación

Por el momento se dispone de una tecnología que solamente es capaz de entregar una potencia de 25 W. El objetivo es que el sistema sea capaz de suministrar el doble de potencia que entrega una sola pila de combustible. Para ello, es necesario diseñar una fuente de alimentación con la arquitectura de la Figura 6.



Figura 6 Esquema general de la fuente de alimentación

1.3. Especificaciones de la pila de combustible Ultracell XX25

Las pilas de combustible XX25 que se utilizan en este proyecto [4] están fabricadas por Ultracell. Se trata de un tipo de pila de combustible tipo DMFC (Direct Methanol Fuel Cell) con una pequeña variante. Por este motivo el fabricante utiliza las siglas RMFC (Reformed Metanol Fuel Cell). El combustible que utiliza la pila es una mezcla de metanol y agua, pero el fabricante comercializa unos cartuchos que contienen el combustible con la mezcla ya hecha.

Esta pila es capaz de suministrar como máximo una potencia de 25 W en continua. Posee tres modos de operación: encendido (on), apagado (off) e hibernado (sleep). Este tercer modo se utiliza porque la pila tiene un tiempo de encendido que es de unos 20 minutos. El fabricante permite elegir al usuario una tensión de salida comprendida entre 12 V y 24 V en continua, y que se fija en fábrica.

Respecto a sus características físicas, la pila posee una pequeña pantalla de cristal líquido (LCD) en las que se muestra el tiempo restante de funcionamiento, el nivel de combustible, si está entregando potencia y si se produce algún tipo error.

Comparación del volumen y peso de las diferentes tecnologías de almacenamiento para la misma energía Las dimensiones del equipo son 23 cm de alto por 15 cm de ancho y 4,3 cm

de largo. Como ya se indicó en la Tabla 1 el peso del equipo sin cartucho de combustible es de 1,24 kg y es de color arena. Por su parte el cartucho del cual se dispone es de 250 cc (correspondiente a 180 Wh), pesa 345 gramos y tiene unas dimensiones de 22,50 cm de alto por 4,63 cm de ancho y 4,88 cm largo. En la Figura 7 se observa una imagen del equipo con el cartucho correspondiente.



Figura 7 Equipo XX25 de ultracell

El rango de temperaturas de funcionamiento del equipo está entre $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $50\text{ }^{\circ}\text{C}$. Para las bajas temperaturas (inferiores a $0\text{ }^{\circ}\text{C}$) el fabricante dispone de un kit de operación para climas fríos. El dispositivo se puede almacenar en temperaturas que estén entre los $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ y los $60\text{ }^{\circ}\text{C}$, pero nunca operar a esas temperaturas.

Es capaz de funcionar hasta alturas de 1828 m para la máxima potencia. El rango de humedad en el que es operativo es del 0% al 95 %.

El equipo ha superado los test de humedad, temperatura, radiación solar, polvo, vibraciones, choque, atmósferas ácidas, hielo y lluvia de la norma MIL-STD-810F, que se trata de una norma del departamento de defensa americano.

La Figura 8 muestra el esquema general interno del equipo Ultracell XX25. Está compuesto por la pila de combustible con un convertidor interno CC/CC y un limitador de corriente ajustable. El fabricante aconseja conectar una batería en paralelo entre la pila y la carga.

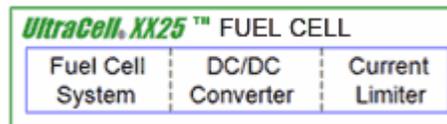


Figura 8 Diagrama de la pila XX25 [5]

1.4. Funcionamiento las pilas RMFC

Las pilas RMFC (Reformed Methanol Fuel Cell) son un tipo de pilas de combustible en las que el metanol (CH_3OH) se reforma antes de ser introducido en la pila de combustible. Los sistemas RMFC ofrecen ventajas sobre los sistemas de pilas de combustible DMFC (Direct Methanol Fuel Cell), incluyendo mayor eficiencia y tamaños más pequeños. No existe gestión del agua, poseen un mejor funcionamiento a bajas temperaturas y además a temperaturas bajo cero el metanol es líquido hasta $-97.0\text{ }^\circ\text{C}$. La desventaja es que los sistemas de RMFC funcionan a mayor temperatura y, por tanto precisan una necesidad de gestión más avanzada de calor y aislamiento. Los productos de desecho de estos tipos de pilas de combustible son el dióxido de carbono y agua.

El metanol se utiliza como combustible, es de origen natural, biodegradable, y posee una densidad de energía alta.

Los sistemas RMFC se componen por: un cartucho de combustible, un sistema de procesamiento o reformado del combustible (FPS) y una pila de combustible como representa la Figura 9.

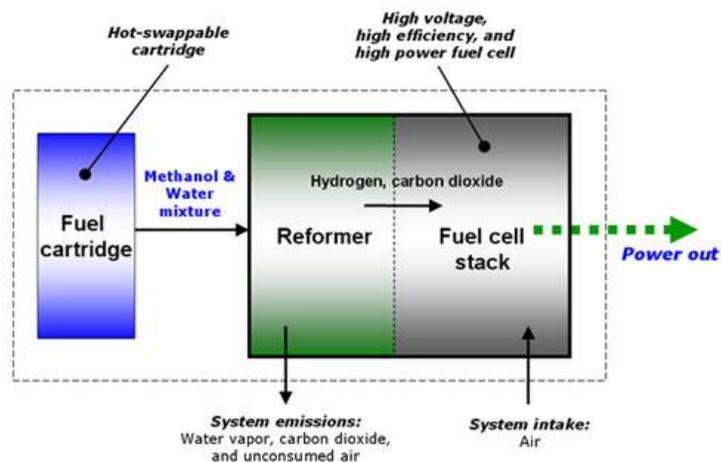


Figura 9 Esquema de una pila tipo RMFC [5]

1.4.1 Sistema de almacenamiento de combustible

El combustible se almacena en un cartucho en el que el metanol está diluido con hasta un 33% (en volumen) de agua. El formato de los cartuchos que comercializa Ultracell está representado en la Figura 10, y se corresponden con los datos de la Tabla 2. Los dos cartuchos que aparecen en la parte superior son los cartuchos de 250 cc, el cartucho que aparece en la parte inferior es el XRT-1000 y en la mitad de la figura aparece el XRT-75. El cartucho XRT-200 tiene la misma forma que el cartucho XRT-1000.



Figura 10 Formato cartuchos pila combustible

1.4.2 Sistema de procesamiento de combustible (FPS)

Este apartado trata de describir brevemente el funcionamiento químico de la pila de combustible [5]. Como se ha visto en la Figura 9 el metanol almacenado en los cartuchos sufre un tratamiento de reformado el FPS (Fuel Processing System), que consiste en transformar el metanol en hidrógeno. En este proceso también aparecen restos de CO, que produciría el envenenamiento de la pila, por lo que debe ser eliminado. Todo este proceso sigue la secuencia descrita en el esquema de la Figura 11.

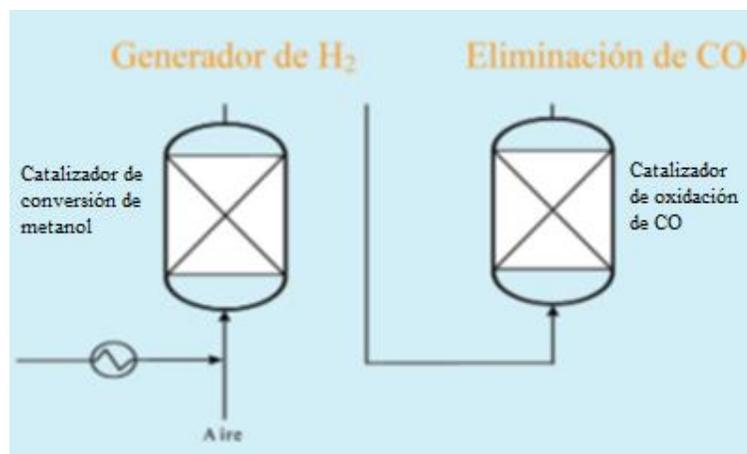


Figura 11 Proceso general del FPS

La secuencia que se produce en la producción de hidrógeno corresponde a la fase reformado (1). Esta reacción ocurre a temperaturas entre 250 °C y 300 °C. La Figura 12 describe las tres etapas de la fase de reformado del metanol. En ella que se puede observar qué sucede en cada fase hasta obtener el hidrógeno que utiliza la pila de combustible. Estas fases se describen a continuación:

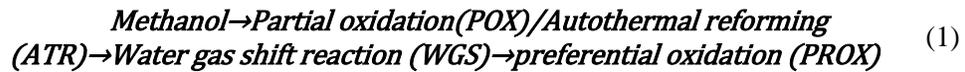
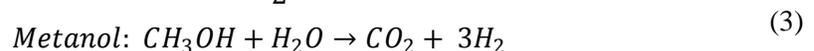
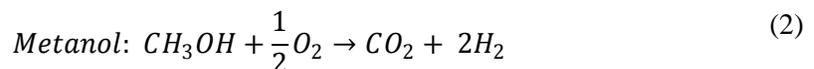


Figura 12 Descripción de la fase de reformado

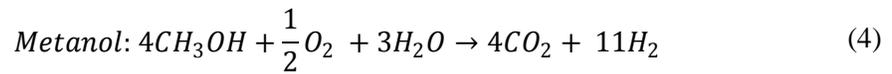
1. Reformado autotérmico (ATR)

El hidrógeno puede obtenerse por varias vías catalíticas, pero en el modelo Ultracell XX25 el hidrógeno se obtiene mediante el proceso de oxidación parcial (POX) del metanol (2) y mediante el proceso de reformado por vapor de agua (3):



La reacción de la oxidación parcial es exotérmica (2), por lo que la eliminación de calor puede generar puntos calientes que afecten no solo la velocidad de producción de H₂ sino también a la vida del sistema catalítico. La reacción de reformado por vapor de agua (3) utiliza vapor de agua (H₂O) como oxidante en vez de oxígeno (o aire). En este caso se produce una mayor cantidad de H₂ por cada mol de metanol alimentado, aunque las reacciones de reformado son endotérmicas. Esta particularidad hace más compleja la operación, ya que se debe utilizar una parte del combustible para calentar el lecho catalítico en el que se realizan las reacciones de reformado con vapor.

Por eso se puede optar por un proceso autotérmico, es decir, aquel en el se combinan la reacción de oxidación parcial con la de reformado de tal forma que no haya pérdida ni ganancia de calor. En este caso, la reacción autotérmica para metanol que se produce en modelo XX25 corresponde a (4):



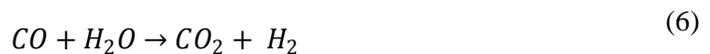
En la fase de reformado autotérmico (ATR), el metanol se transforma en una mezcla de H_2 y CO_2 en un primer reactor mediante un proceso catalítico. La mezcla contiene pequeñas cantidades de CO y H_2O . La última conversión del metanol en hidrógeno es la reacción de descomposición, que corresponde a (5). Se trata también de una reacción endotérmica, por lo tanto existe la posibilidad de que existan pequeñas cantidades de CO .



Ésta pequeña proporción de CO remanente en la corriente gaseosa debe reducirse hasta niveles inferiores a 10 ppm, porque cuando esa corriente se utiliza para alimentar la celda de combustible tipo PEM, produce el envenenamiento irreversible de las partículas metálicas del electrocatalizador anódico. Para reducir estos niveles de CO se utiliza la fase de desplazamiento al gas de agua (WGS).

2. Fase de desplazamiento al gas de agua (WGS)

La fase de desplazamiento al gas de agua (WGS) es la última fase de producción de hidrógeno. Es una reacción importante a nivel industrial. Se usa en conjunción con el reformado de vapor del metanol y es importante para la producción de hidrógeno de alta pureza. Consiste en una reacción química en la cual el monóxido de carbono reacciona con el agua para formar dióxido de carbono e hidrógeno. La reacción está representada en (6):



Si bien se reduce la cantidad de CO , todavía existe una cantidad residual que es necesario eliminar. Las alternativas propuestas para reducir, o eliminar, el CO de esta corriente se basan tanto en procesos químicos como físicos. A este proceso se le denomina sistema PROX.

3. Oxidación preferencial (PROX)

El sistema PROX es el último elemento dispuesto para la eliminación de CO . Este proceso resulta crítico en cuanto que la oxidación del CO se debe producir sin que el agente oxidante (aire) logre la oxidación del H_2 , principal componente de la corriente gaseosa que alimenta la celda electroquímica. Los restos de CO presentes se van a oxidar en presencia de O_2 a CO_2 , según la reacción (7).



1.4.3 Pila de combustible PEM

La pila de combustible de membrana de intercambio protónico (PEMFC o PEM) “Proton Exchange Membrane o Polymer Electrolyte Fuel Cell Membrane” está constituida por seis partes fundamentales: la capa activa, la capa de difusión, los terminales del ánodo, del cátodo, el colector y el electrolito, tal como se aprecia en la Figura 13.

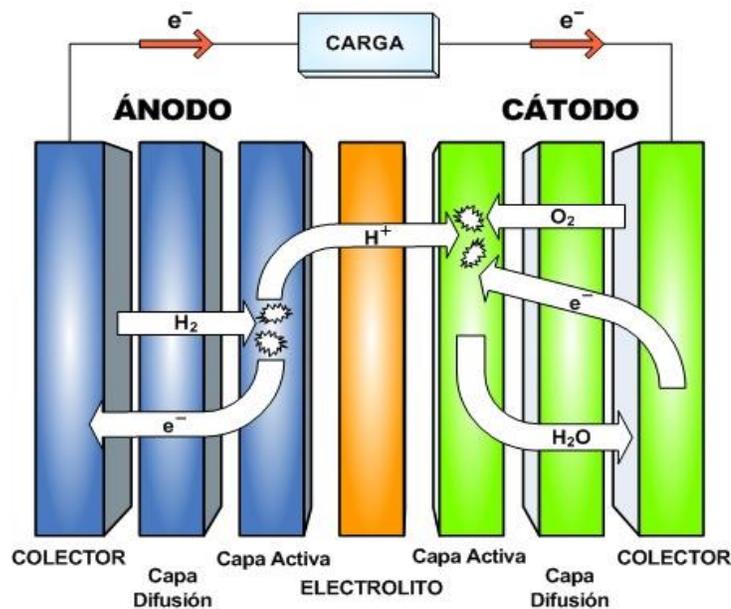


Figura 13 Esquema de una pila de combustible tipo PEM

En cuanto al modo de operación de esta pila de combustible, el hidrógeno se introduce en el ánodo y llega por difusión hasta la capa activa del ánodo, donde se produce la reacción electroquímica indicada en la reacción (8).



Los electrones se dirigen hacia la placa colectora del ánodo y llegarán a través de un circuito externo de carga al cátodo. Los protones producidos cruzarán la membrana hacia el cátodo, según la reacción (9)



Por tanto la reacción global es la indicada en la reacción (10).



De esta forma se consigue la generación de una corriente eléctrica a partir del combustible inicial que en este caso es metanol.

1.4.4 Características eléctricas de las PEM

La tensión ideal teórica de una pila de combustible es de 1,2 voltios [6]. Esta tensión debería ser la misma para todas las corrientes de funcionamiento. Lo ideal sería que las pilas tuvieran su nivel de tensión constante para todas las corrientes, pero el nivel más alto de tensión lo tienen en circuito abierto. La tensión va disminuyendo con el aumento de la corriente. Esto se conoce como polarización y está representado en la Figura 14.

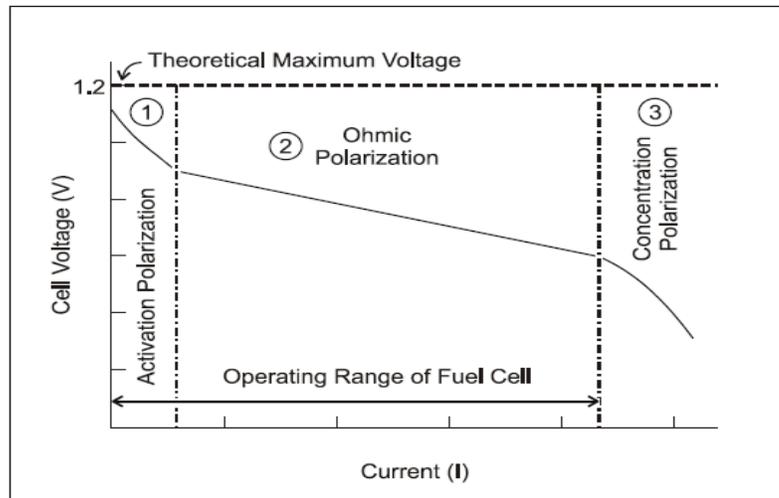


Figura 14 Curva de polarización típica de una PEM [2]

La curva de polarización indica la relación entre la tensión y la corriente en todas las condiciones operativas. Esta curva representa la eficiencia electroquímica de la pila de combustible en todos los puntos de operación.

La curva está determinada por factores físico químicos y otros elementos asociados a la pila de combustible. Estos factores limitan la reacción de los procesos cuando la corriente fluye. Existen tres zonas básicas que afectan a la polarización:

- **Zona de activación:** Está relacionada con la barrera de energía que se debe superar para iniciar una reacción química entre los reactivos. A baja corriente la tasa de transferencia de electrones es lenta y una parte de la tensión se pierde con el fin de compensar la falta de actividad electrocatalítica.
- **Zona óhmica:** Se produce debido a las pérdidas resistivas de la celda. Estas pérdidas se deben a la resistencia del electrolito, de los electrodos y de los terminales de conexión de la célula. Todas las pérdidas de esta zona obedecen a la ley de Ohm ($V=IR$) y la caída de tensión varía linealmente a lo largo de esta región.
- **Zona de concentración:** Cuando las reacciones en los electrodos se saturan se acumula más combustible del que se puede evacuar, haciendo disminuir el rendimiento de la pila muy rápidamente. Incluso pudiendo llegar a inhibir la reacción al completo y que la tensión en la pila sea cero.

Sabiendo que la potencia es el producto de la tensión por la corriente ($P=V \cdot I$) se puede calcular la curva de potencia de la pila de combustible a partir de la curva tensión-corriente. Una curva de potencia típica se representa en la Figura 15.

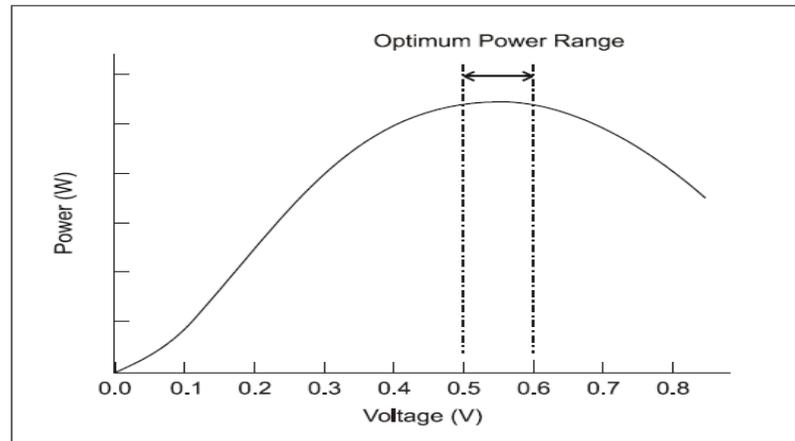


Figura 15 Curva típica de potencia de una pila de combustible

La potencia máxima se entrega aproximadamente a la mitad de la tensión máxima de la pila. En el punto máximo, la resistencia interna de la celda es igual a la resistencia eléctrica del circuito externo. En ese punto la eficiencia es máxima. No es conveniente operar más allá de donde la curva de potencia cae [2].

1.4.5 Particularidades de la pila Ultracell XX25

La respuesta del modelo Ultracell XX25 no corresponde exactamente con la de una pila de combustible debido a que posee un convertidor continua-contínua que mitiga los efectos que se producen en una PEM convencional. La Figura 16 representa la curva tensión-corriente que ha sido obtenida a través de diversos ensayos realizados a la pila de combustible en el laboratorio. La Figura 17 representa la curva potencia-corriente de la pila de combustible.

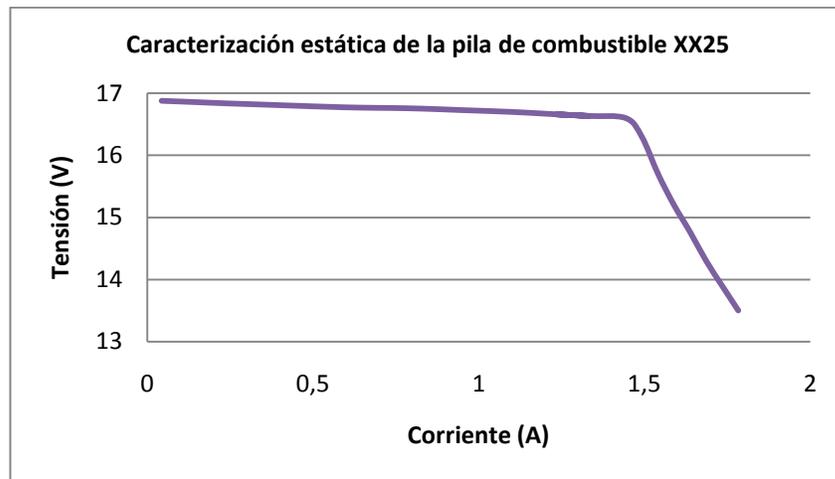


Figura 16 Representación curva V-I del modelo Utracell XX25

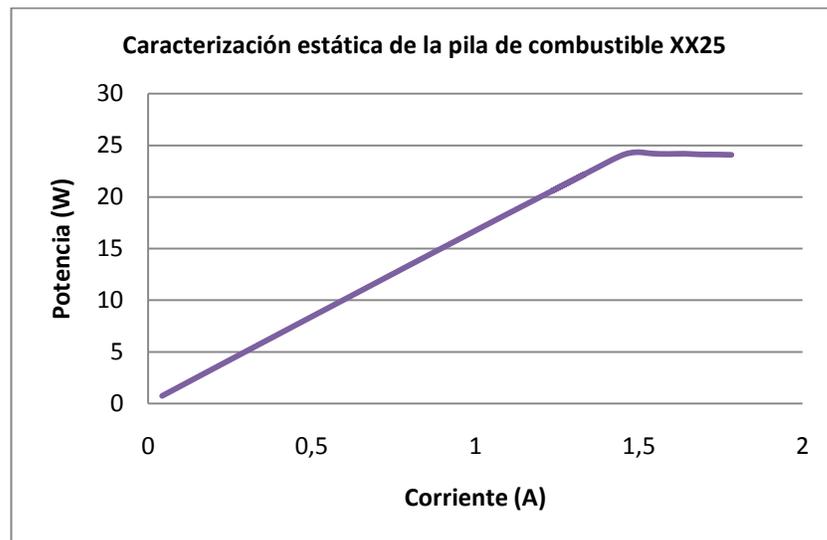


Figura 17 Representación curva P-I modelo Utracell XX25

2. Especificaciones y arquitectura del sistema

Como ya se ha mencionado, el objetivo principal de este proyecto fin de carrera es el diseño, modelado e implementación de un sistema de alimentación para equipos portátiles de 50 W basado en pilas de combustible. El diseño del sistema de alimentación se ha realizado a partir de unas especificaciones prefijadas, que son las siguientes:

- Potencia nominal: 30 W
- Potencia máxima: 50 W
- Autonomía: 12 h si se mantiene la potencia nominal (30 W) de forma continuada o 2 h si se mantiene la potencia máxima (50 W).
- Bus de tensión: 10 V a 20 V
- Tensión nominal del bus: 14,8 V
- Hot-swap (Cambio de cartucho sin interrupción de alimentación): 15 s
- Tiempo de encendido máximo: 1 minuto
- Aislamiento galvánico

El objetivo del proyecto es construir un sistema de alimentación cuyo esquema general se corresponde con la Figura 18.



Figura 18 Esquema simplificado del sistema de alimentación

1. Potencia nominal y potencia máxima

Se dispone como generador de energía eléctrica, el modelo comercial de pila de combustible de la marca Ultracell XX25. Este dispositivo está descrito más detalladamente en el punto 1.3. La principal característica eléctrica que presenta este dispositivo es la posibilidad de suministrar una potencia de 25 W con una capacidad de 180 Wh. Puesto que la potencia del equipo es 30 W y la máxima 50 W, una sola pila de Ultracell XX25 no es

capaz de satisfacer este requisito. Por lo tanto es necesario disponer de dos pilas de combustible para cumplir con las especificaciones.

2. Autonomía

Las especificaciones de almacenamiento de energía proponen que el equipo tiene que ser capaz de entregar 30 W durante doce horas, lo que supone una energía total de 360 Wh. La otra especificación sugiere que el sistema sea capaz de entregar 50 W durante dos horas lo que supone una energía total de 100 Wh.

Sabiendo que la demanda total de energía más restrictiva es 360 Wh y que una pila solo es capaz de almacenar 180 Wh, la opción más lógica es la utilización de dos pilas de combustible. Con la utilización de las dos pilas de combustible se dispondría de 180 Wh x 2 unidades = 360 Wh, que es la cantidad necesaria para cumplir dicha especificación, y además es capaz de entregar por sí misma los 50 W que demandan las especificaciones. En la Tabla 4 se hace un pequeño balance de la energía disponible con las dos pilas y de las necesidades de alimentación.

Especificación	Energía disponible (Wh)	Cumple
50 W x 2 horas=100 Wh	180 W x 2 pilas = 360Wh	✓ 360>>100
30 W x 12 horas=360Wh	180 W x 2 pilas = 360Wh	✓ 360 = 360

Tabla 4 Resumen cumplimiento sobre especificaciones potencia

Sabiendo que es necesaria la colocación de dos equipos de 25 W cuya tensión de salida de cada pila es de 16,8 V y la tensión de alimentación del bus son 14,8 V nominales. El esquema global de la arquitectura tendrá la forma de la Figura 19.

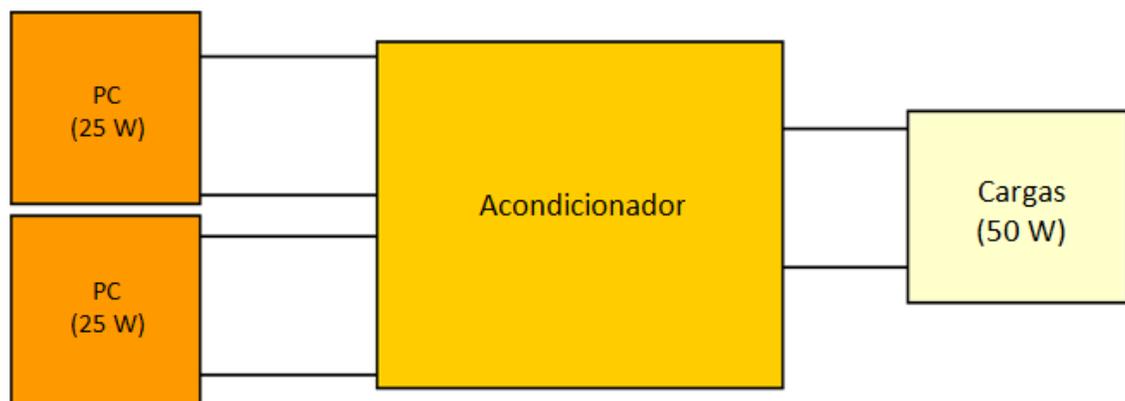


Figura 19 Esquema simplificado de la arquitectura con las dos pilas incluidas

3. Tensión en el bus

Otro de los requerimientos es que el bus de tensión de alimentación debe tener una tensión nominal de 14,8 V, aunque el rango de tensiones del bus está fijado entre 10 V y 20 V. Puesto que se precisa aislamiento galvánico, es imprescindible situar un convertidor CC/CC conmutado con un transformador entre la fuente de energía y el bus. Por lo tanto, adaptar la tensión de las pilas de combustible, que en este caso es caso es 16,8 V, a la tensión del bus no debe suponer ningún problema. Las posibles arquitecturas propuestas se representan en la Figura 20, Figura 21 y Figura 22.

En la arquitectura de la Figura 20, las dos pilas de combustible están conectadas en paralelo, lo que puede suponer un problema si existen desequilibrios de tensión entre ambas. Por tanto es mucho mejor pensar en un esquema como el de la Figura 21.

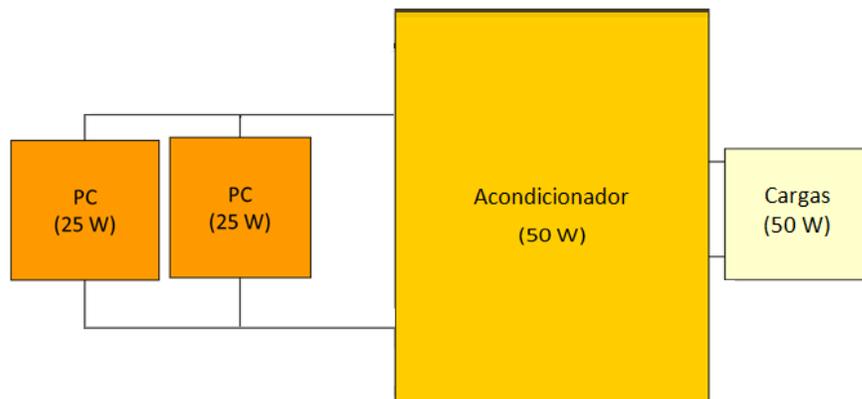


Figura 20 Arquitectura con conexión de las pilas de combustible en paralelo.

Para evitar el problema de que una de las dos pilas no entregue energía existe la posibilidad de colocar las dos pilas en paralelo, cada una con su respectivo acondicionador como se puede apreciar en la Figura 21. El inconveniente que presenta este esquema es que es necesario realizar dos acondicionadores. Además debería existir comunicación entre ellos para fijar el nivel de tensión del bus de salida.

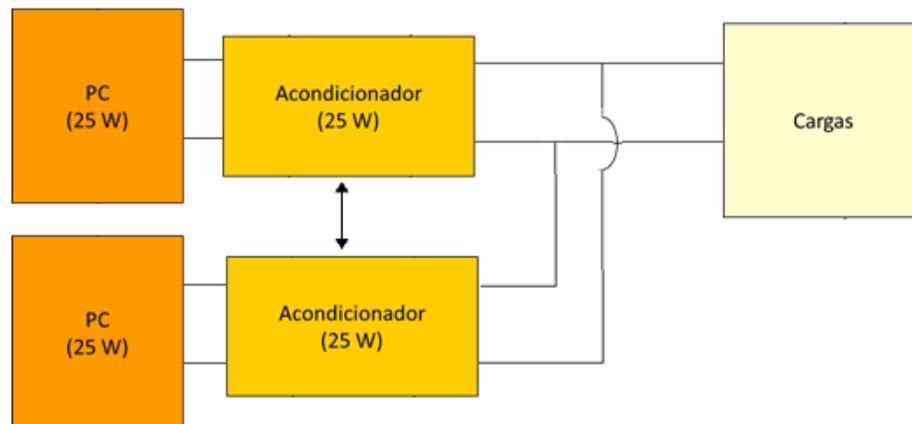


Figura 21 Colocación de las pilas en paralelo con acondicionadores independientes

Un inconveniente que presenta la colocación de las dos pilas en serie es que cuando la pila no está en funcionamiento se comporta como un circuito abierto. Esto haría que la otra pila dejara de entregar energía. Para que puedan funcionar de manera independiente cada una de ellas es necesario un bypass. Una forma de implementar este bypass es mediante diodos colocados en paralelo con las pilas de combustible como se muestra en la Figura 22. Estos diodos entrarán en conducción cuando su respectiva pila deje de funcionar.

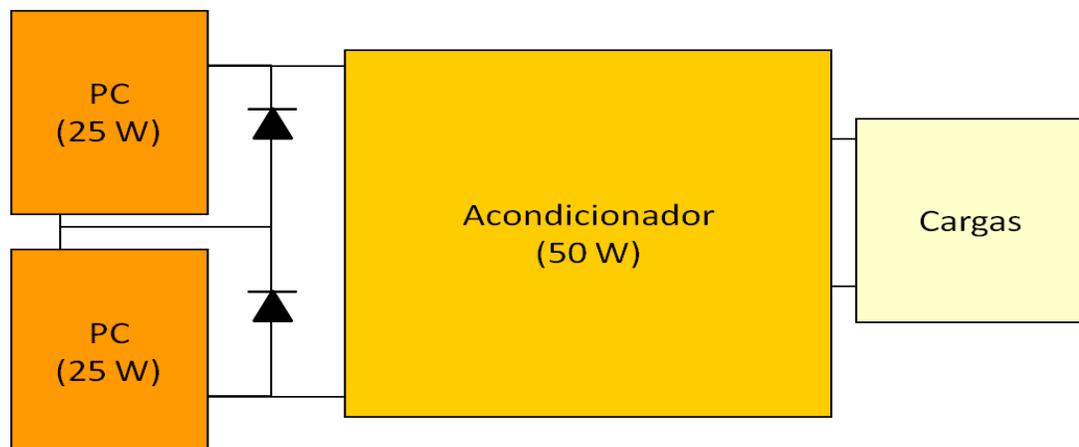


Figura 22 Esquema simplificado con detalle del bypass

El esquema de la Figura 22 es más sencillo porque sólo precisa de la construcción de un único acondicionador de 50 W. Sin embargo, es necesario colocar las dos pilas de combustible en serie. En algunos modelos de pila de combustible esto no sería posible porque es necesario referir ambos componentes a masa para que todo funcione bien. Sin embargo, con la pila Ultracell XX25 se hicieron pruebas de funcionamiento en serie y no se detectó ningún problema.



Dadas las ventajas de la arquitectura de la Figura 22, este es esquema escogido para el sistema de alimentación del presente proyecto.

4. Hot-Swap y tiempo de arranque

Otro de los requisitos que requiere el sistema es el “*Hot Swap*”, o tiempo de cambio de cartucho. El tiempo del que se dispone para proceder al cambio de cartucho para que la pila no tenga que volver a reiniciarse es de 15 segundos, si el sistema está alimentando una carga de 50 W y una de las dos pilas se queda sin combustible la potencia de la que se dispone ya no son 50 W, sino 25 W. Es necesario disponer de un elemento de almacenamiento de energía adicional que suministre la potencia necesaria para alcanzar los 50 W necesarios sin interrupción. Para poder salvar este escollo se puede colocar una batería o un supercondensador que almacene energía suficiente para poder cumplir esta especificación.

En el caso de que el “Hot-Swap” de la pila no se realizase en esos 15 segundos es necesario un tiempo de arranque de la pila que dependerá del tiempo que haya permanecido apagada, hasta un tiempo de arranque máximo de veinte minutos, que es el tiempo de arranque de la pila en frío.

La condición más restrictiva de almacenamiento de energía indica que el tiempo de encendido máximo sea de un minuto. El tiempo de arranque de la pila es de veinte minutos. La idea es que durante el tiempo de arranque la batería sea la que alimente las cargas existentes. La condición más restrictiva es suministrar $50 \text{ W} \times 20 \text{ min} = 16,6 \text{ Wh} = 1160 \text{ mAh}$. Esta especificación se cumpliría dependiendo de la carga de la batería. Otra de las ventajas que existe con la colocación de estos elementos es que el sistema es capaz de soportar mejor los picos de potencia que se produzcan en el sistema, aun superando esos 50 W.

Existen diferentes posibilidades respecto a la colocación de la batería en el sistema de alimentación. Las posibilidades son: poner dos baterías previas al acondicionador, paralelas a cada pila de combustible (Figura 23) y utilizar una única batería a continuación del acondicionador (Figura 24).

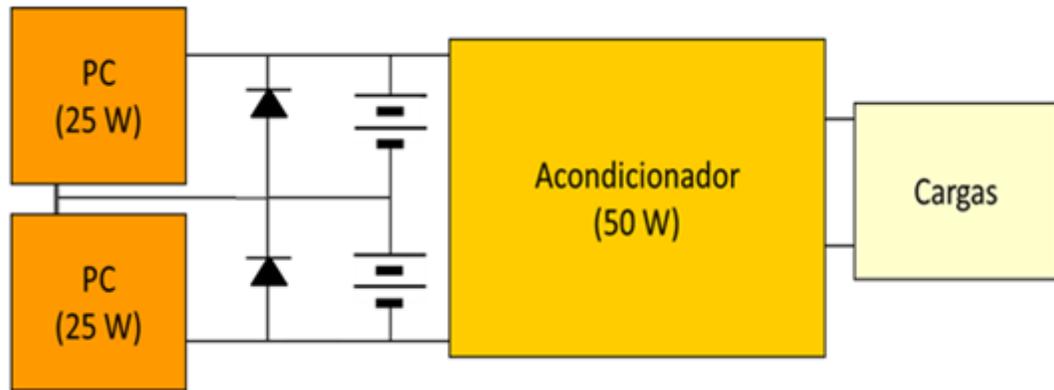


Figura 23 Esquema con dos baterías previas al acondicionador

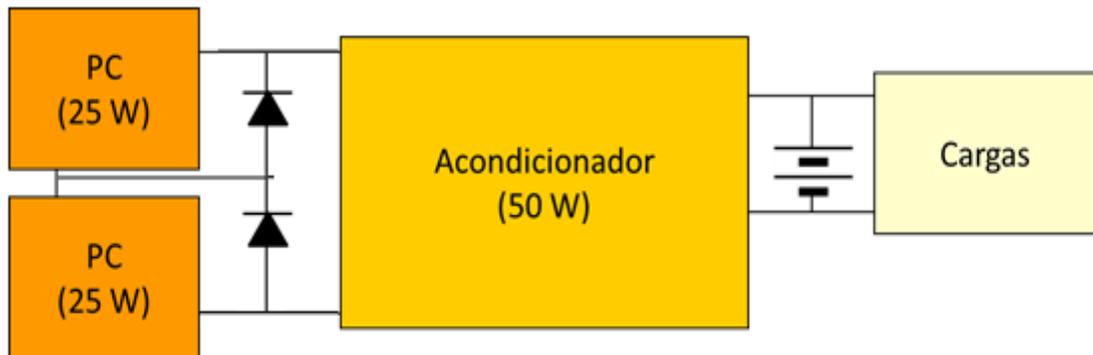


Figura 24 Esquema simplificado con una única batería posterior al acondicionador

De los dos esquemas anteriores el esquema descartado es el de la Figura 23. En la opción de la Figura 24 no se procesa la energía de la batería, la batería sirve para regular la tensión del bus, y además está a más baja tensión que si se coloca en el bus de entrada. El principal inconveniente que presenta esta arquitectura es que la tensión de entrada va a ser muy variable, porque en el caso de que una de las dos pilas quede fuera de funcionamiento el nivel de tensión de entrada queda reducido a la mitad.

Una vez decidido el emplazamiento de la batería se ha procedido a una búsqueda de un modelo comercial. El modelo elegido es UBBP01 [7]. Se trata de una batería de ión litio recargable que está fabricada por Ultralife. Su tensión nominal es 3,7 V y su capacidad nominal es 1,8 Ah. Como la tensión del bus debe de estar entre 10 V y 20 V se ha decidido colocar cuatro baterías en serie. De esta manera la tensión nominal del conjunto será de 3,7 V x 4 baterías = 14,8 V y 1800 mAh. Calculando la energía total almacenada $14,8 \text{ V} \times 1,8 \text{ Ah} = 26,64 \text{ Wh}$. Esta cantidad de energía supera a la de la especificación del arranque (16,6 Wh).

Cabe destacar en este apartado que todo elemento real presenta pérdidas. El acondicionador que se diseña presenta unas pérdidas que no permiten cumplir la especificación de 30 W durante doce horas. Suponiendo que un convertidor con las restricciones del considerado (tensión de salida variable en amplio rango y aislamiento galvánico) se puede alcanzar alrededor de un 90 % de rendimiento en condiciones nominales. La autonomía estimada se obtiene a partir de la energía total almacenada multiplicada por el rendimiento y dividido por el número de horas (11). Cuando el sistema suministra 30 W a la carga la autonomía es 10,8 horas, un 10 % menor que la especificación.

$$\begin{aligned} \text{Autonomía estimada} &= \frac{\text{Energía almacenada}}{P_{\text{nominal}}} \eta = \frac{360 \text{ Wh}}{30 \text{ W}} 0,9 \\ &= 10,8 \text{ horas} \end{aligned} \quad (11)$$

5. Aislamiento Galvánico

Se requiere aislamiento galvánico en el sistema, y para conseguir este aislamiento se utilizará un transformador que irá emplazado en el acondicionador. Todas las topologías que disponen de un transformador necesitan la desmagnetización del mismo para evitar su saturación, por lo que no permite trabajar con valores de ciclo de trabajo muy altos. Llegado a este punto la arquitectura del sistema tiene la forma de la Figura 25.

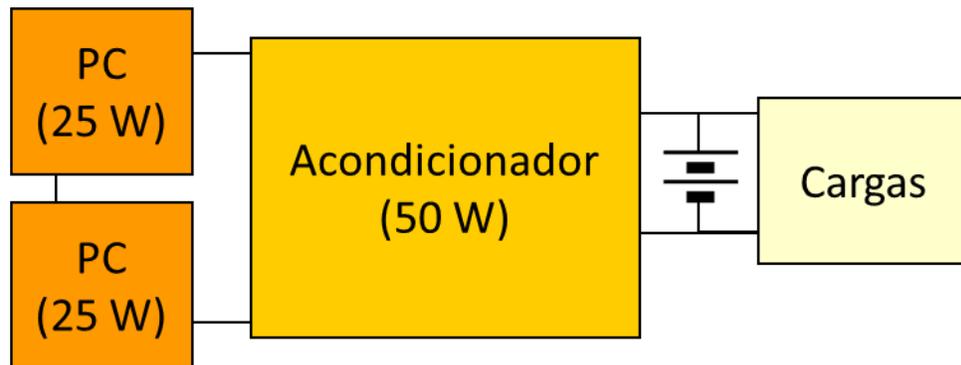


Figura 25 Esquema simplificado con pilas de combustible en paralelo



3. Selección de la topología del acondicionador

3.1. Introducción

Una vez decidido que el esquema general de la arquitectura del sistema tiene la forma de la Figura 26, el siguiente objetivo del proyecto es realizar la selección de la topología del acondicionador. Este elemento va a ser el encargado de regular el nivel de tensión de salida en los márgenes establecidos independientemente de lo que suceda en las pilas de combustible.

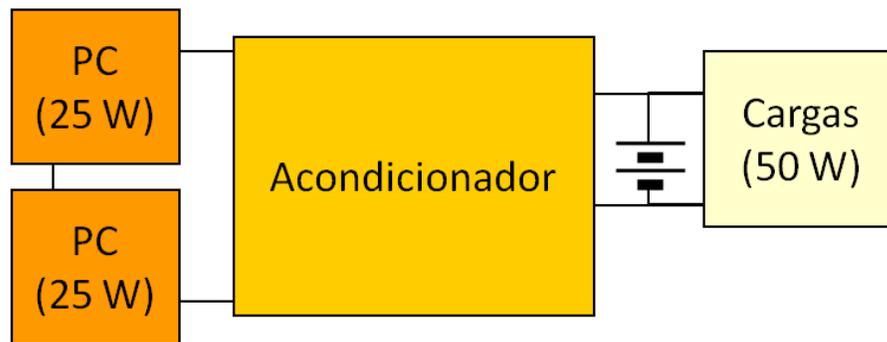


Figura 26 Esquema general de la arquitectura del sistema

Este acondicionador debe ser capaz de fijar la tensión del bus de salida en 14,8 V en continua. El nivel de tensión que se tiene en el bus de entrada dependerá de si están en funcionamiento una o dos pilas y de la carga. En el caso de estar en funcionamiento las dos pilas se tendrán 33,6 V y en el caso de tener una única pila el nivel de tensión será de 16,8 V. Se está hablando siempre de una alimentación en continua. Por lo tanto, el acondicionador ha de ser un convertidor conmutado CC/CC, porque los reguladores lineales tienen el inconveniente de ser más pesados, voluminosos y poseer un bajo rendimiento. Su esquema general simplificado corresponde a la Figura 27.

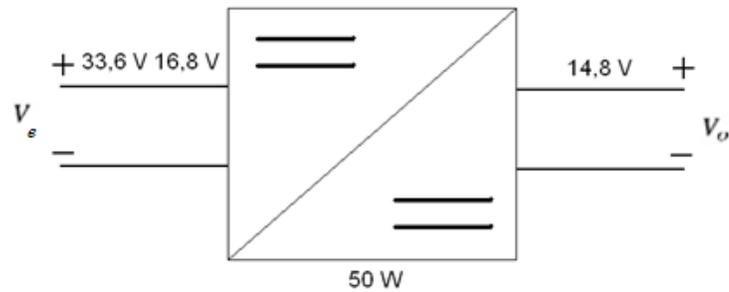


Figura 27 Esquema general simplificado del acondicionador

Por último decir que el sistema requiere de aislamiento galvánico entre las pilas de combustible y el bus de salida.

3.2. Alternativas y selección

Las principales alternativas existentes de convertidores CC/CC están representadas en la Figura 28 [8]. De todos los aparecidos solamente son válidos los convertidores aislados, dado el requisito de aislamiento galvánico.

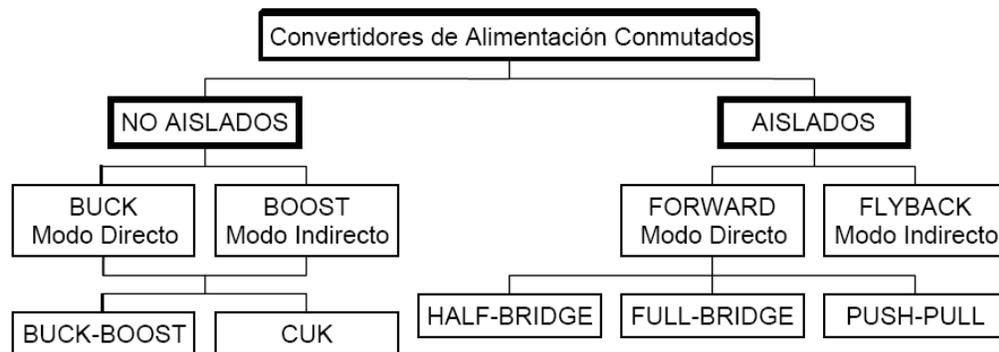


Figura 28 Clasificación de los convertidores CC/CC

La selección del convertidor no ha sido abordada con detalle en el presente proyecto, pero se justifica recurriendo a una guía que indica que tipo de convertidor es más aconsejable utilizar dependiendo de la tensión de salida y de la potencia del convertidor [8]. Esta guía está representada en la Figura 29.

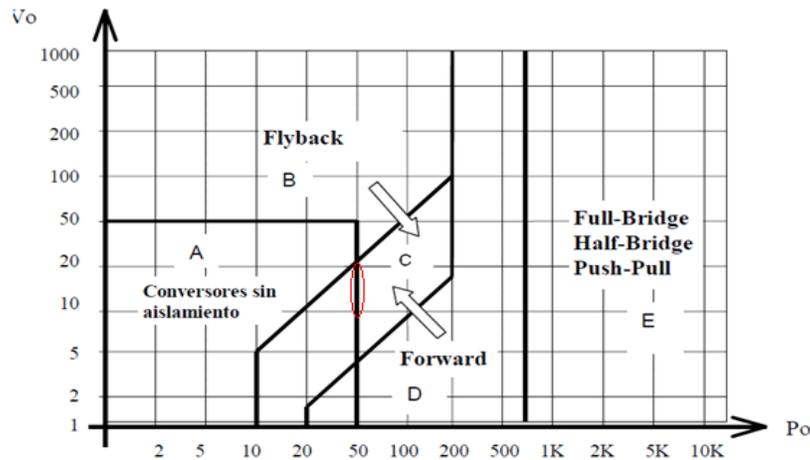


Figura 29 Diagrama de utilización de diferentes convertidores en función de la potencia y tensión de salida [8]

Con esta pequeña guía se puede observar que son varias las posibilidades que pueden ser óptimas para la construcción del convertidor requerido (50 W, 16,8V). Rodeado aparece en qué lugar se ubica el convertidor a diseñar. Se puede elegir entre un convertidor sin aislamiento, un flyback y un forward. Los convertidores sin aislamiento son descartados porque las especificaciones requieren aislamiento galvánico. Por lo tanto las opciones se reducen al convertidor flyback y al forward.

La región (C) es una zona de transición en donde se mezclan los convertidores en modo indirecto (flyback) y en modo directo (forward) con un solo transistor. Cuando se pasa a demandar un poco más de potencia, región (D) el convertidor forward es el más utilizado.

Uno de los motivos principales por los que se ha elegido en convertidor forward es el rizado de corriente que debe de filtrar el condensador de salida. En la Figura 30 se representa la forma de onda de la corriente que debe filtrar el condensador en el convertidor forward y en el flyback. Como se observa el rizado de corriente a filtrar es la corriente que pasa por el diodo en caso del flyback. En el caso del forward es la corriente que atraviesa la bobina.

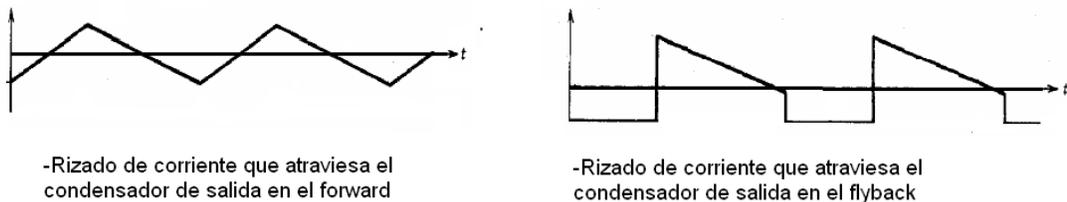


Figura 30 Comparación formas de onda de corriente en condensador de salida

Puesto que el rizado de corriente es mucho mayor en el flyback que en el forward, el filtro de salida para corregir el mismo filtrado también tiene que ser mayor. Principalmente por esta razón se ha elegido la topología forward.

3.3. Topología Forward

Partiendo de la estructura básica del convertidor reductor (Buck) se pueden obtener diversas topologías mediante la inserción de aislamiento galvánico en diferentes posiciones. Una de las estructuras más comunes derivadas del reductor es el convertidor forward, cuya topología se puede observar en la Figura 31.

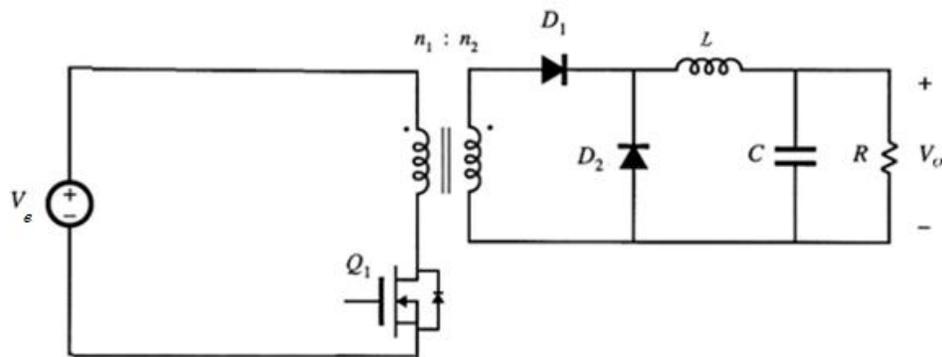


Figura 31 Esquemático básico del forward

La transferencia de energía en el Forward se hace de forma directa, sin que existan elementos de acumulación. Cuando el interruptor principal está encendido (t_{on}) la entrada y la salida están conectadas, a diferencia de otros convertidores como el elevador o el reductor elevador). Esto que permite que el transformador actúe como tal, esto es conduciendo corriente de forma simultánea en los devanados primario y secundario.

A continuación se va a realizar un breve análisis del funcionamiento del circuito real en régimen permanente dependiendo del estado del MOSFET principal (Q_1). En una primera aproximación al circuito se considera que el transformador de aislamiento es ideal con una inductancia magnetizante (L_m) referida al primario. Por lo tanto es necesario algún elemento que realice la desmagnetización del transformador. Existen varias las alternativas que se presentan en los convertidores forward para realizar esta función, pero el enclavamiento activo es la opción elegida porque no se trata de un circuito disipativo ni tiene una penalización en el tamaño del transformador como ocurre en la rama RCD o en el tercer devanado del forward clásico

Existen dos tipos de variantes de enclavamiento activo según la situación de la rama, la High-Side y la Low-Side. Se ha optado por la utilización de una rama Low-Side en la que

la rama de enclavamiento es'ta conectada a masa, y no a alimentación. El motivo de esta elección está argumentado en el apartado 4.3.4 del presente proyecto.

Los dos estados posibles son On (interruptor Q_1 saturado) y Off (interruptor Q_1 en corte). La Figura 32 describe el esquema principal del forward con Active Clamp Low-Side incluyendo la nomenclatura de todos los elementos del circuito.

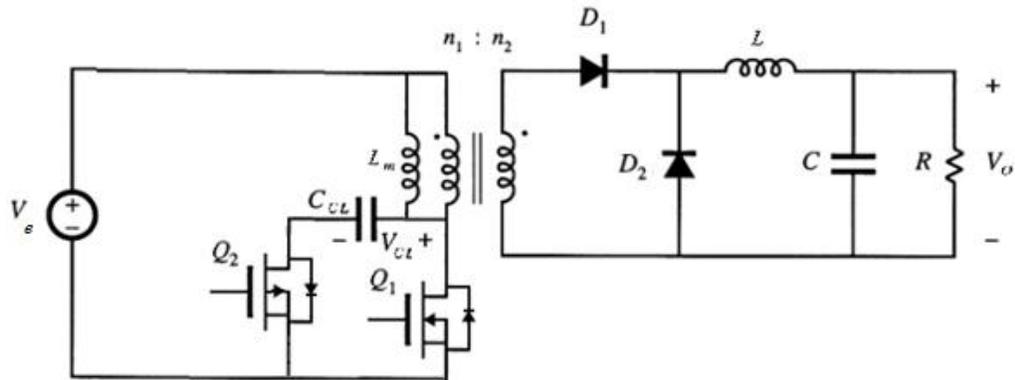


Figura 32 Esquema eléctrico general del forward Active Clamp Low-Side

El estado On es el estado en el que el MOSFET principal conduce obteniendo el circuito de la Figura 33. Durante este intervalo el diodo D_1 está polarizado en directa y el D_2 en inversa. En este intervalo el MOSFET de canal p Q_2 se encuentra en corte. El voltaje aplicado al primario del transformador es V_e , teniendo en el secundario $N \cdot V_e$ siendo $N = n_2/n_1$.

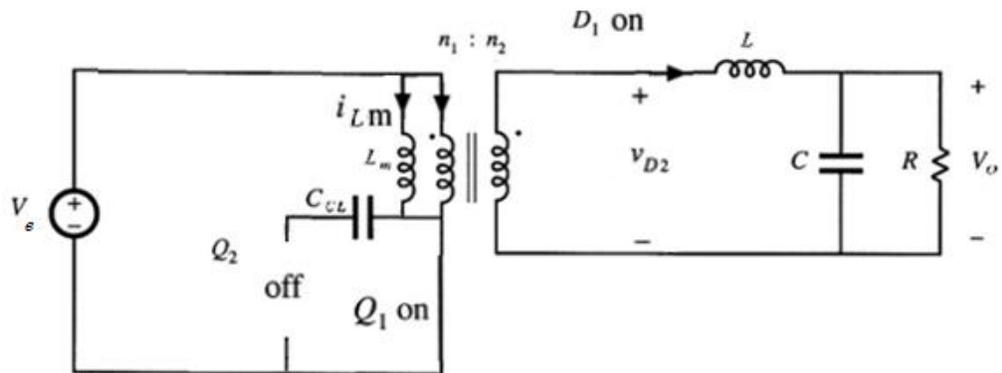


Figura 33 Esquema eléctrico resultante durante el intervalo t_{on}

En el intervalo Off el MOSFET principal se encuentra en corte obteniendo el circuito de la Figura 34, lo que hace que ya no se produzca transmisión de energía al secundario del transformador. En este intervalo la bobina se desprende de la energía que tiene almacenada mediante el diodo de libre circulación D_2 .

Por otra parte en este intervalo entra en juego la rama de desmagnetización del transformador aplicando una tensión a la bobina magnetizante L_m cuyo valor es la tensión del condensador de enclavamiento C_{cl} menos el valor de la tensión de entrada V_e . De manera que la relación de voltios por segundo aplicados por periodo al transformador es igual 0 V.

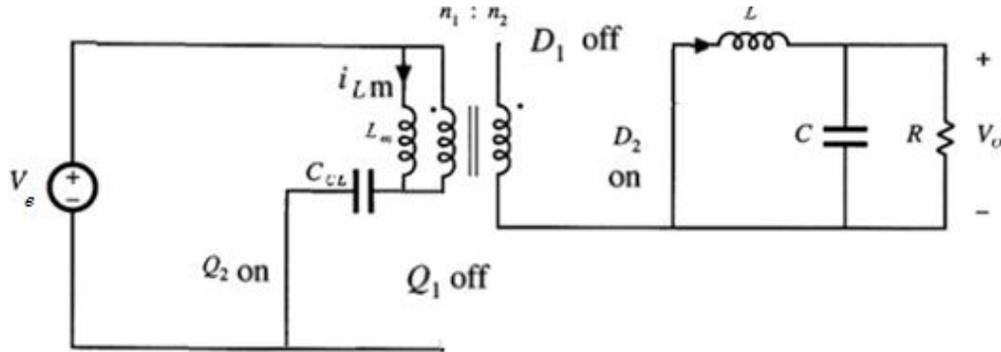


Figura 34 Esquema eléctrico resultante durante el intervalo t_{off}

En la Figura 35 se exponen un conjunto de formas de onda. Estas formas de onda son la tensión de disparo del MOSFET principal (V_{gs}), la corriente y tensión por la bobina magnetizante del transformador (i_{Lm}) y la corriente y tensión por la bobina del filtro de salida (V_L).

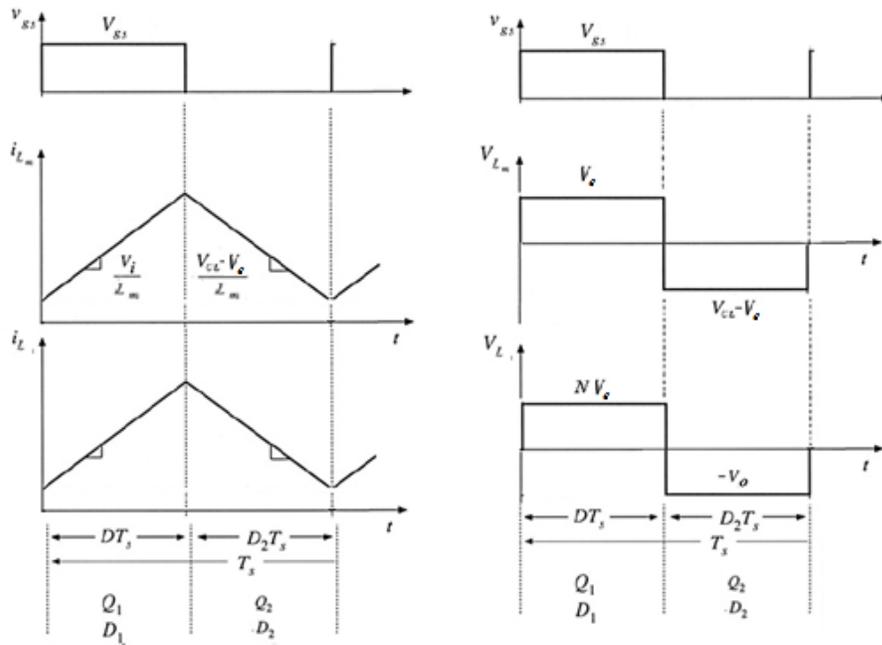


Figura 35 Formas de onda convertidor

3.4. Selección rama enclavamiento activo

Esta parte del circuito es la que se encarga de la desmagnetización del transformador. A continuación se exponen las dos variaciones que existen de enclavamiento activo [12]:

3.4.1 Descripción del enclavamiento activo High-Side

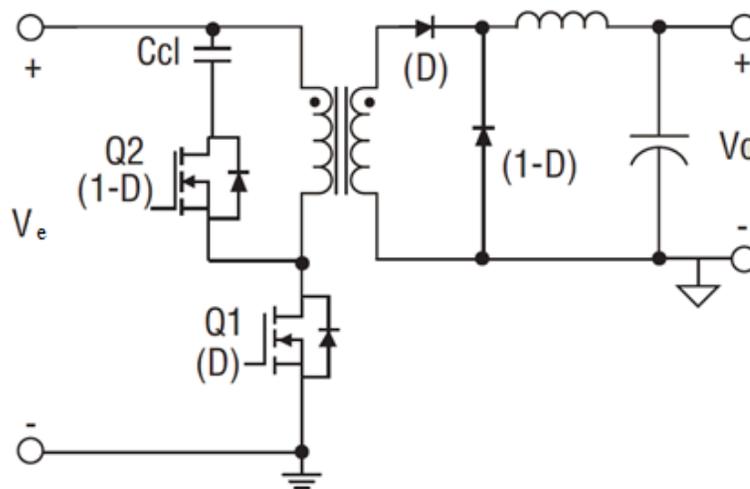


Figura 36 Topología forward con enclavamiento activo High-Side

La figura Figura 36 muestra una aplicación básica del “Active Clamp High-Side” para un convertidor forward. El disparo de los interruptores Q_1 y Q_2 es complementario. Siempre que el MOSFET principal Q_1 está conduciendo se aplica la tensión de entrada a la bobina magnetizante. Esto hace aumentar su corriente. Siempre que el interruptor auxiliar Q_2 está conduciendo se aplica la tensión de enclavamiento (V_{cl}) a la bobina magnetizante del transformador. Este período se le puede nombrar como período de reseteo del transformador. La diferencia con la topología Low-Side es que la tensión de enclavamiento es aplicada directamente en bornes transformador, y no a través del drenador del MOSFET principal.

El MOSFET auxiliar Q_2 del enclavamiento High-Side sólo puede ser un MOSFET de canal N por la dirección del diodo parásito del MOSFET. En este circuito el interruptor de la rama de enclavamiento (Q_2) necesita un driver porque su fuente no está referida a masa como ocurre en el transistor Q_1 . Una posibilidad de diseño sería utilizar el esquema la Figura 37, teniendo en cuenta que las señales de control son complementarias. Este ejemplo propone un transformador para realizar los pulsos de disparo de Q_2 . Sin embargo también existen otras alternativas, como la utilización de un driver comercial con aislamiento. Un ejemplo es el IR2110.

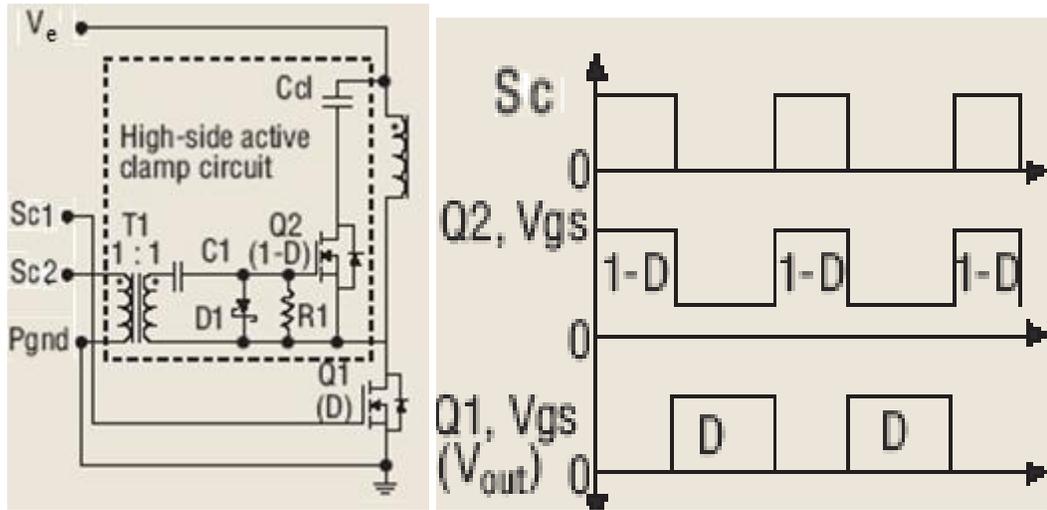


Figura 37 Circuito de control MOSFET canal p y formas de onda para High-Side

Sin tener en cuenta el efecto de las pérdidas, en la topología High-Side se puede calcular V_{cl} por la aplicación del principio del equilibrio de voltios segundo en la bobina magnetizante del transformador conforme a la ecuación (12).

$$D \cdot V_e = (1 - D) \cdot V_{clHS} \tag{12}$$

Despejando la tensión de enclavamiento se obtiene la ecuación (13).

$$V_{clHS} = \left[\frac{D}{1 - D} \right] \cdot V_e \tag{13}$$

La ecuación relaciona la tensión de entrada con la tensión de enclavamiento. Puede observarse que esta ecuación se corresponde con la función de transferencia de un convertidor reductor-elevador.

Durante el período de reseteo del transformador la tensión aplicada entre drenador fuente del MOSFET Q_1 corresponde a la expresión (14).

$$V_{DSSH} = V_{clHS} + V_e \tag{14}$$

Si se sustituye la ecuación de la tensión de enclavamiento en la expresión anterior y se simplifica se obtiene (15).

$$V_{DSSH} = \left[\frac{1}{1 - D} \right] \cdot V_e \tag{15}$$

Sustituyendo la expresión general del forward en la ecuación de reseteo del transformador se obtiene (16).

$$V_{cIHS} = V_{RESETHS} = \frac{V_e \cdot V_o \cdot n_1/n_2}{V_e - V_o \cdot n_1/n_2} \quad (16)$$

Como resultado la tensión drenador fuente del MOSFET queda (17).

$$V_{DSHS} = \frac{V_e^2}{V_e - V_o \cdot n_1/n_2} \quad (17)$$

El resultado de la ecuación de la tensión de reseteo puede ser usado para representar gráficamente (Figura 38) cómo evoluciona la tensión de enclavamiento. Ésta varía con la tensión de salida para una tensión de entrada y una relación de transformación fijas. La graficas se ha realizado con las dos posibles tensiones de entrada que puede haber (33,6 V ó 16,8 V), con el rango de tensión de salida (de 10 a 20 V) y con las relaciones de transformación que se van a utilizar de ahora en adelante (1:1, 1:1,5 y 1:2).

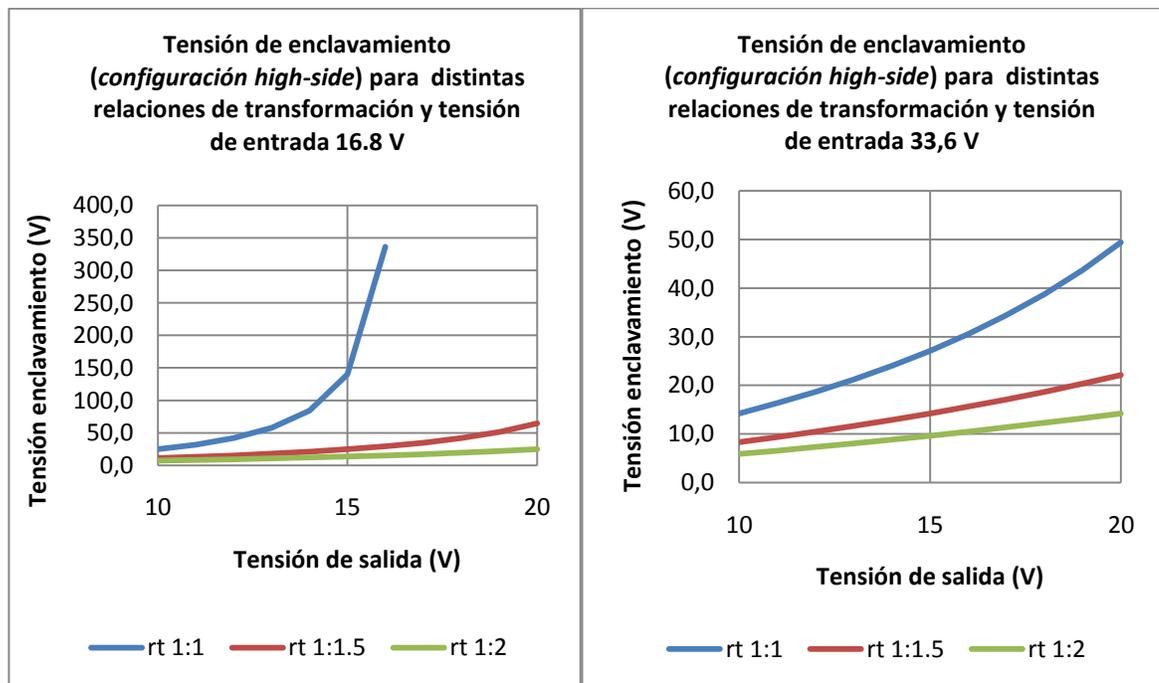


Figura 38 Variación de la tensión de enclavamiento en topología High-Side

3.4.2 Descripción del enclavamiento activo Low-Side

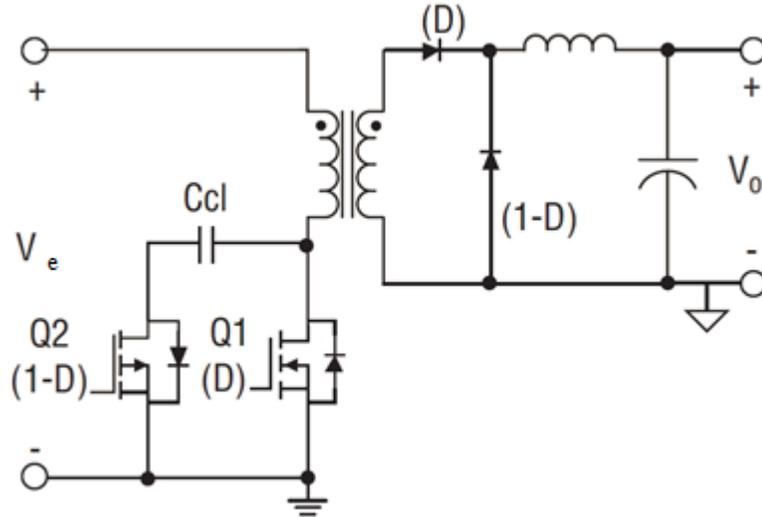


Figura 39 Topología forward Low-Side

La Figura 39 representa una topología forward Low-Side. Los interruptores Q_1 y Q_2 conducen de forma complementaria. Cuando el MOSFET principal Q_1 está conduciendo, la tensión de entrada es aplicada al transformador. Cuando el MOSFET auxiliar Q_2 está conduciendo la diferencia entre la tensión de enclavamiento y la tensión de entrada es aplicada al transformador. El MOSFET auxiliar Q_2 del enclavamiento Low-Side sólo puede ser un MOSFET de canal P por la dirección del diodo parásito del MOSFET.

Puesto que para la implementación de esta topología es necesario utilizar un MOSFET de canal P, este elemento necesita un driver de tensión negativa. Una posibilidad es la que aparece en la Figura 40.

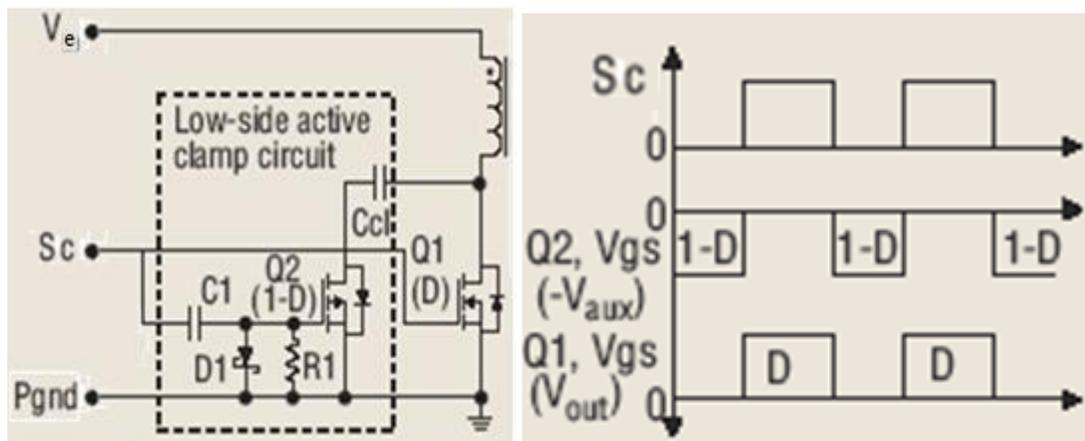


Figura 40 Circuito control MOSFET canal P y formas de onda para Low-Side



Cuando el valor de la señal de control se hace positivo, el diodo D_1 se polariza y el condensador C_1 se carga con V_{aux} voltios. La tensión del condensador se descarga a través de R_1 . Si la constante de tiempo de R_1 y C_1 es mucho mayor que el período de PWM, la tensión en C_1 se mantiene relativamente constante y la tensión de puerta es $-V_{aux}$. Esta señal ya es adecuada para la conmutación del MOSFET de canal P (Q_2).

Sin tener en cuenta el efecto de las pérdidas de la bobina se puede calcular V_{cl} , por la aplicación del principio del equilibrio de voltios segundo en la bobina magnetizante del transformador (18).

$$D \cdot V_e = (1 - D) \cdot (V_{cLLS} - V_e) \quad (18)$$

Despejando la tensión de enclavamiento se obtiene (19):

$$V_{cLLS} = \left[\frac{1}{1 - D} \right] \cdot V_e \quad (19)$$

El resultado de la ecuación anterior da una expresión que relaciona la tensión de entrada y la tensión de enclavamiento. Cuando Q_2 está conduciendo la tensión de enclavamiento es aplicada directamente al MOSFET principal y no sobre el transformador (20).

$$V_{DLS} = V_{cLLS} \quad (20)$$

Durante el período de reseteo del transformador la tensión aplicada al transformador (21).

$$V_{RESETL} = V_{cLLS} - V_e \quad (21)$$

Sustituyendo las ecuaciones la ecuación de equilibrio de voltios por segundo aplicado en el transformador (18) en (21) se obtiene (22).

$$V_{RESETL} = \left[\frac{D}{1 - D} \right] \cdot V_e \quad (22)$$

Si sustituimos la expresión general del forward en la ecuación de reseteo del transformador (22) se obtiene la ecuación (23).

$$V_{RESETL} = \frac{V_e \cdot V_o \cdot n_1/n_2}{V_e - V_o \cdot n_1/n_2} \quad (23)$$

Como resultado la tensión drenador fuente del MOSFET quedaría (24).

$$V_{DLS} = V_{cLLS} = \frac{V_e^2}{V_e - V_o \cdot n_1/n_2} \quad (24)$$

El resultado de la ecuación de la tensión de reseteo puede ser usado para mostrar gráficamente (Figura 41) cómo la tensión de enclavamiento y la tensión de reseteo del transformador varían con la tensión de salida para una tensión de entrada y una relación de

transformación fijas. Los datos de estas graficas se han realizado con los datos del convertidor del presente diseño.

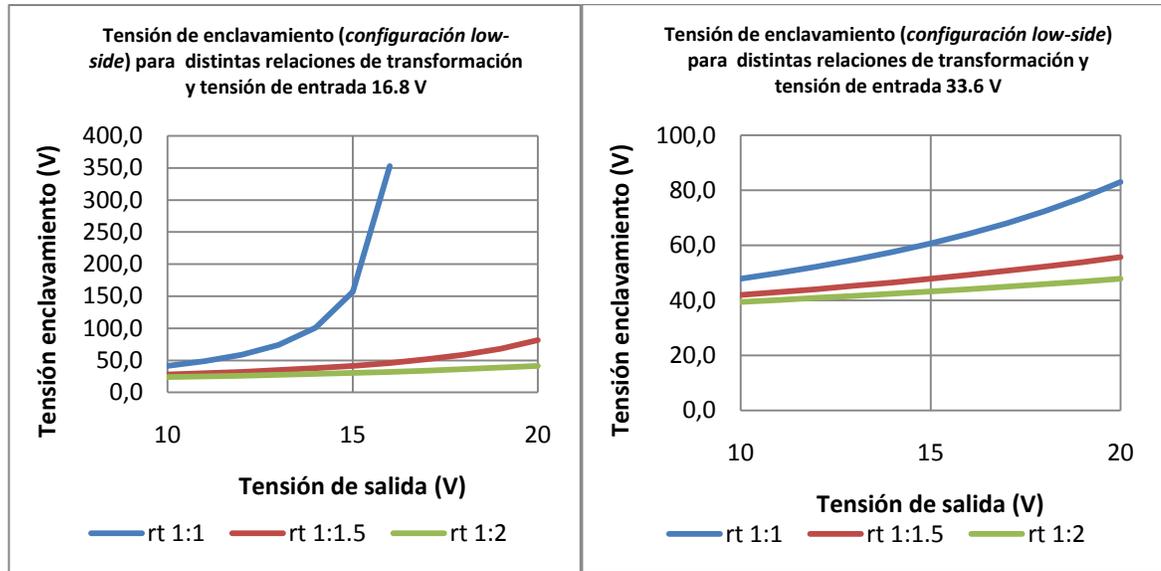


Figura 41 Tensión en el condensador de enclavamiento para las diferentes configuraciones Low-Side

3.4.3 Comparación de los dos tipos de enclavamiento activo

Tanto si se usa la configuración High-Side o Low-Side, el balance voltios por segundo aplicados al primario del transformador debe ser igual a cero. La variación de tensión drenador-fuente en el MOSFET principal es la misma para los dos circuitos, solo varía la tensión aplicada al condensador de enclavamiento que se debe considerar. La diferencia de tensión de los dos casos se calcula mediante la expresión (25).

$$\Delta V_{cl} = V_{clLS} - V_{clHS} = \frac{1}{1-D} \cdot V_e - \frac{D}{1-D} \cdot V_e = V_e \quad (25)$$

Esto demuestra que en el caso Low-Side la tensión en el condensador es el valor de tensión en el condensador para el caso High-Side mas la tensión de alimentación (ver Figura 42). Para el presente diseño se sabe que la tensión máxima de entrada son 33,6 V. Por lo tanto esa será la tensión añadida que tiene que soportar el condensador en el Low-Side. Conociendo que la diferencia de tensión entre un caso y otro son 33,6 V, se estudia la tensión va a tener el condensador en función del ciclo de trabajo y la tensión de entrada y la relación de transformación elegida.

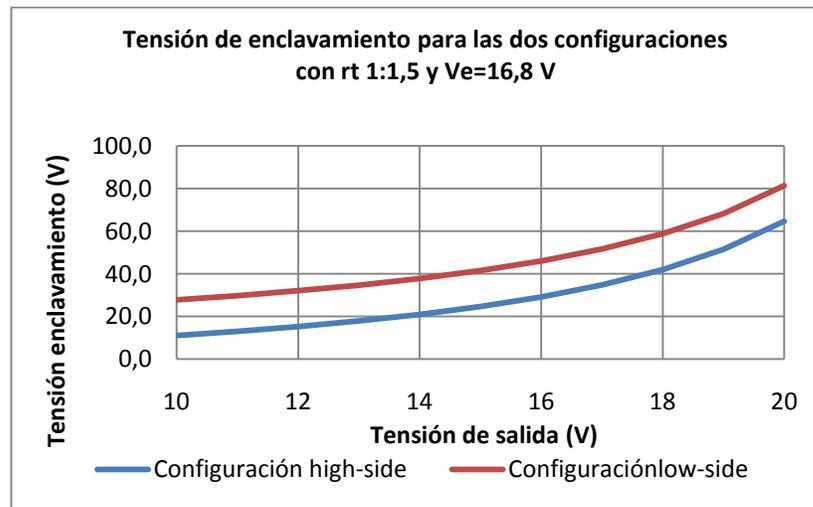


Figura 42 Diferencia de la tensión que soporta el condensador de enclavamiento activo para la configuración Low-Side y High-Side

Como se observa en la Figura 42 cuanto mayor es la tensión de salida mayor es la tensión que debe soportar el condensador. Esta gráfica se ha realizado para la tensión de entrada mínima (16,8 V), ya que en este caso el ciclo de trabajo es mayor que en el caso de 33,6 V, lo que hace que sean necesarias mayores tensiones de desmagnetización.

Resumiendo hay similitudes e importantes diferencias aplicando uno u otro método. En la Tabla 5 se realiza una comparativa de ambos casos [12].

Parámetros	Enclavamiento High-Side	Enclavamiento Low-Side
V_{ds}	$V_e \cdot \frac{1}{1-D}$	$V_e \cdot \frac{1}{1-D}$
V_{RESET}	$V_e \cdot \frac{D}{1-D}$	$V_e \cdot \frac{D}{1-D}$
V_{cl}	$V_e \cdot \frac{D}{1-D}$	$V_e \cdot \frac{1}{1-D}$
C_{cl}	Menor voltaje que en Low-Side	Mayor voltaje que en High-Side
Q_2	Canal N	Canal P
Driver	<ul style="list-style-type: none"> • Requiere driver con aislamiento • Requiere que los pulsos de disparo sean complementarios 	<ul style="list-style-type: none"> • Driver sencillo (RCD) • El mismo pulso de disparo es válido para los dos interruptores.

Tabla 5: Comparación entre las configuraciones Active Clamp



Para convertidores en los que se requieran bajas tensiones en el circuito de enclavamiento, la configuración High-Side es la mejor elección. Aunque esta configuración produce en conjunto una menor tensión de enclavamiento, ésta tiende a aumentar bruscamente a pequeños valores de V_e cuando la tensión de salida aumenta. Además se debe tomar una atención específica en el límite de tensión máxima permitido pues no se puede tener una tensión muy grande en la rama de enclavamiento.

La configuración High-Side usa un MOSFET de canal N y existen mayores posibilidades de elección que para la configuración Low-Side que usa uno de canal P. Sin embargo, el circuito High-Side requiere un aislamiento para alimentar la puerta que influye en coste y consumo.

Principalmente por el motivo de la complejidad del driver la opción elegida es la Low-Side, porque la diferencia de tensión en el condensador de enclavamiento entre los dos casos no es muy grande. Las máximas tensiones se producen cuando sólo está en funcionamiento una pila la diferencia de tensión máxima que tiene que soportar el condensador C_{cl} es la tensión de entrada (16,8 V).

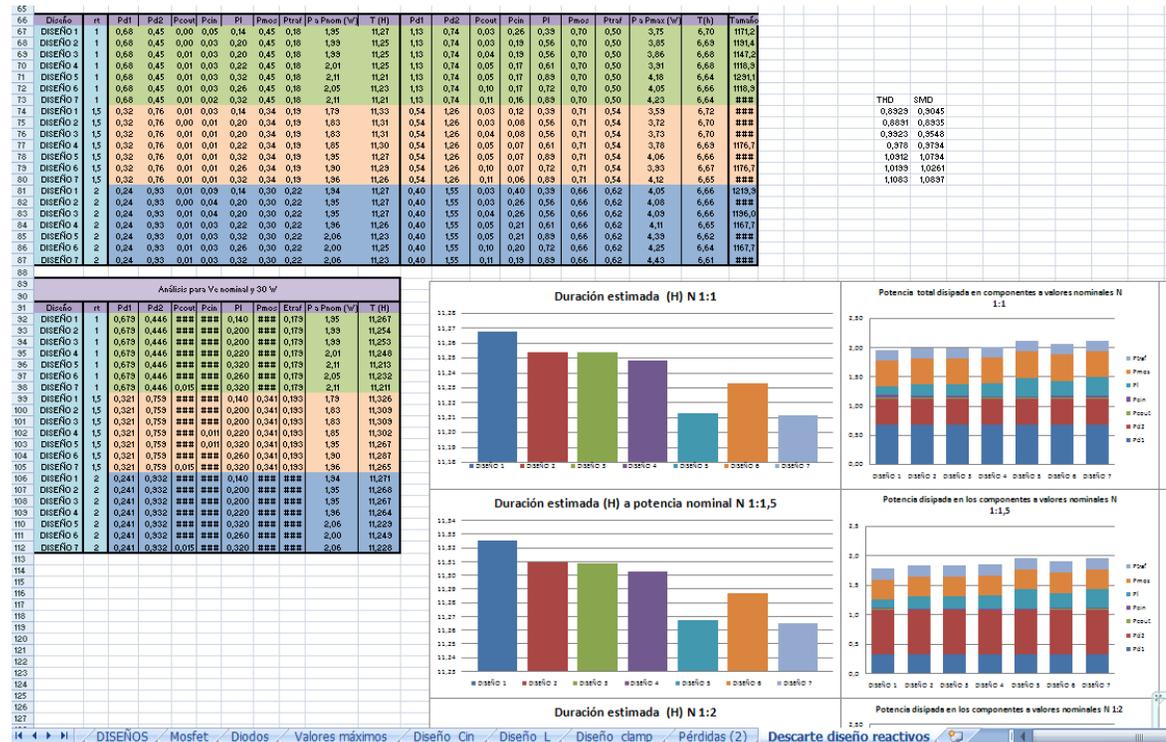


4. Diseño del acondicionador

Debido a que se está intentando construir un equipo para una aplicación portátil, es importante que tenga las menores dimensiones posibles, el menor peso posible y el mayor rendimiento posible. En estas aplicaciones la energía no es abundante y cuanto menor sea su tamaño y su peso es mejor para el usuario del sistema. Por otra parte, el acondicionador va a funcionar en puntos de trabajo muy diferentes, debido a que la tensión del bus de entrada es muy variable.

Son estos los motivos por los que se ha realizado una herramienta que permita calcular pérdidas, corrientes eficaces, máximas, etc. en todos los puntos de funcionamiento del convertidor y realizar la elección más adecuada posible de todos los componentes que se utilizarán en el acondicionador.

Esta herramienta (Figura 43) es una hoja de cálculo realizada en el programa Excel que permite realizar los cálculos de forma automatizado y considerando un abanico de posibles diseños. En las siguientes secciones se presentan las ecuaciones que permiten calcular las magnitudes más representativas del convertidor, así como los resultados de diseño que se han conseguido al utilizar estas ecuaciones.



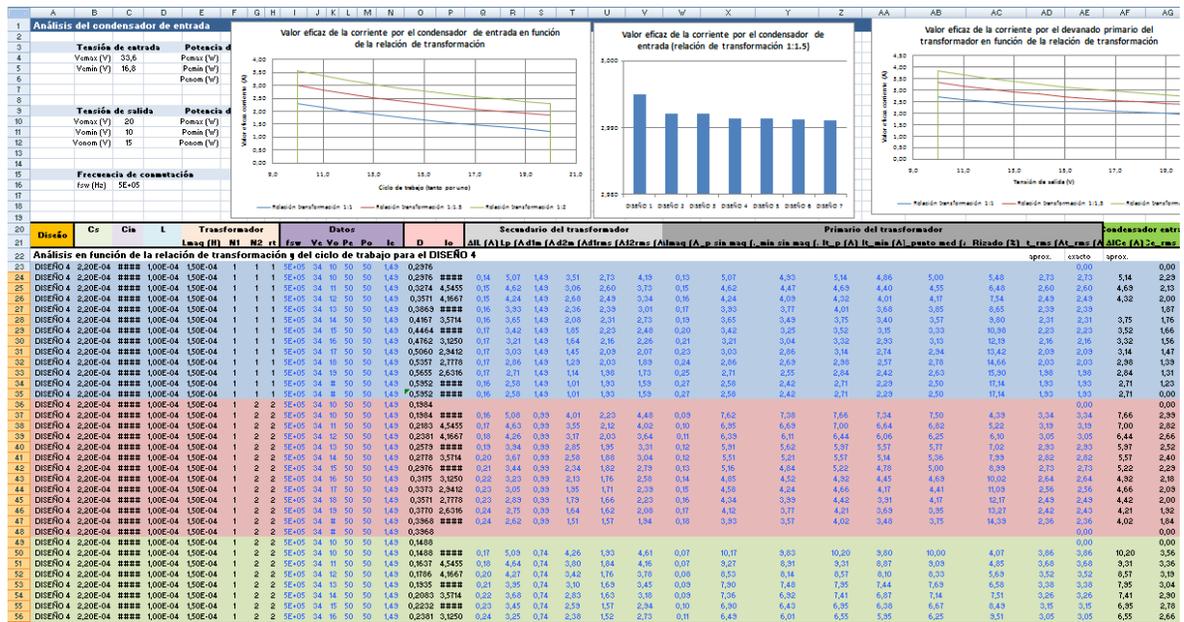


Figura 43 Imágenes de la hoja de cálculo

4.1. Ecuaciones utilizadas en la hoja de cálculo

Los parámetros utilizados para realizar los cálculos están descritos en la Tabla 6. Hay que destacar que se han calculado las tensiones y corrientes en todos los componentes sin contabilizar las pérdidas. Posteriormente se ha procedido al cálculo de las pérdidas con los valores nominales calculados.

Parámetro	Descripción
f	Frecuencia de conmutación del circuito
T	Período de conmutación del circuito
V_e	Tensión de entrada del circuito
V_o	Tensión de salida del circuito
P_e	Potencia de entrada del circuito
P_o	Potencia de salida del circuito
R_{dson_ppal}	Resistencia en conducción del MOSFET principal
t_{on}	Tiempo de encendido del MOSFET principal



t_{off}	Tiempo de apagado del MOSFET principal
C_{iss_ppal}	Capacidad de entrada MOSFET principal
R_{dson_cl}	Resistencia en conducción MOSFET canal P
r_{d1}	Resistencia estática del diodo 1
V_{d1}	Tensión Umbral diodo 1
R_{dsonm1}	Resistencia en conducción del MOSFET (en caso de utilizar en vez de D1)
t_{onm1}	Tiempo de encendido del MOSFET (en caso de utilizar en vez de D1)
C_{issm1}	Capacidad de entrada MOSFET (en caso de utilizar en vez de D1)
C	Capacidad del condensador de salida en faradios
R_{ESR_CS}	Resistencia en serie equivalente del condensador
C_{in}	Condensador de entrada
R_{ESR_Cin}	Resistencia en serie equivalente de C_{in}
L	Inductancia del filtro del acondicionador (H)
R_{ESR_L}	Resistencia en serie equivalente de L
R_p	Resistencia del devanado primario
R_s	Resistencia del devanado secundario
L_p	Inductancia del devanado primario
L_s	Inductancia del devanado secundario
L_m	Inductancia magnetizante del transformador vista desde el primario
N_1	Número de espiras del devanado primario
N_2	Número de espiras del devanado secundario
N	Relación de transformación
V_{driver}	Nivel alto de tensión de señales de disparo de los interruptores

Tabla 6 Descripción de los parámetros utilizados en la hoja de cálculo (datos de entrada)

A continuación se enumeran todos los parámetros que se han utilizado para realizar la selección de todos los componentes de la Figura 44.

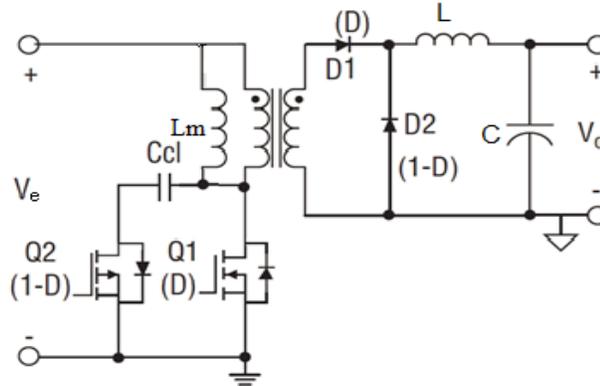


Figura 44 Topología forward Low-Side

a) Ciclo de trabajo (D)

La Figura 45 representa la tensión en bornes de la bobina (v_L) y la corriente que circula por ella en una situación de régimen permanente (i_L). Para evitar la saturación de la bobina principal (L), la tensión media en bornes debe ser nula en régimen permanente. Igualando las áreas A y B de la Figura 45 se obtiene (26):

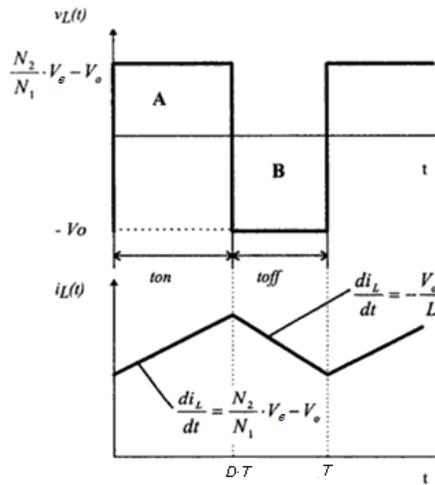


Figura 45 Formas de onda en la bobina

$$D = \frac{V_o}{N \cdot V_e} \tag{26}$$

b) Tensión en el condensador de enclavamiento activo (V_{cl})

Teniendo en cuenta que se utiliza desmagnetización Low-Side (Figura 44) la tensión en el condensador de enclavamiento activo (V_{cl}). Se puede calcular por el equilibrio de voltios por segundo aplicados en la bobina magnetizante (L_m) del transformador (27), de manera que sus áreas positiva(A) y negativa (B) sean iguales (Figura 46).

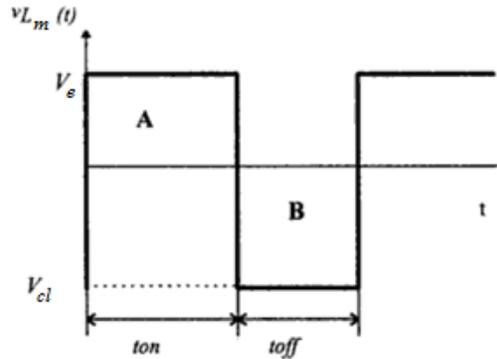


Figura 46 Tensión aplicada al primario del transformador

$$D \cdot V_i = (1 - D) \cdot (V_{CL} - V_i) \quad (27)$$

Despejando la tensión de enclavamiento V_{cl} de (27) se obtiene (28).

$$V_{CL} = \frac{1}{1 - D} V_i \quad (28)$$

c) Máxima tensión drenador fuente en el MOSFET principal Q_1 (V_{ds})

Durante el período de reseteo del transformador (t_{off}), la tensión máxima que debe soportar el MOSFET principal (Q_1) es la tensión que tenga el condensador de Active Clamp (V_{cl}) (29) tal y como está representado en la Figura 47.

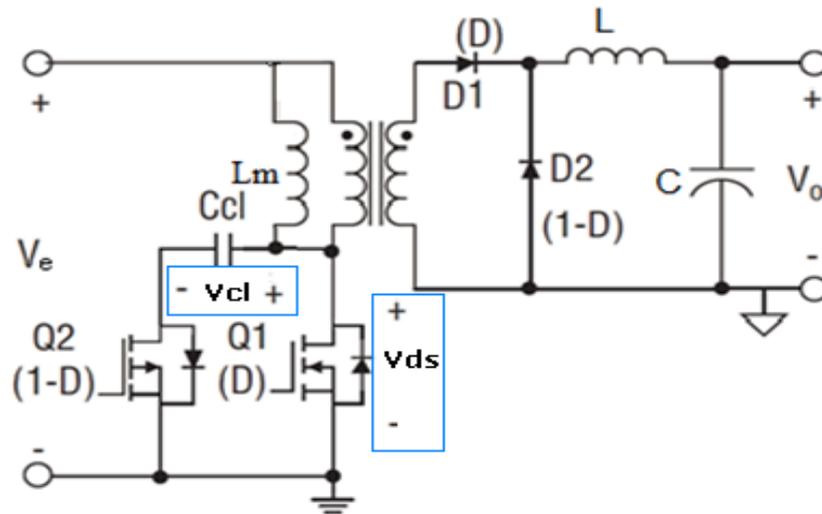


Figura 47 V_{ds} y tensión V_{cl} en el forward Active Clamp Low-Side

$$V_{ds} = V_{CL} \quad (29)$$

d) Corriente media por la bobina o de salida (\bar{i}_l)

Según la Figura 48 se puede decir que la corriente que atraviesa la bobina (i_L) es la corriente del condensador más la corriente de salida, (30).

$$i_L(t) = i_o(t) + i_c(t) \quad (30)$$

En régimen permanente se sabe que la corriente media en el condensador de salida (\bar{i}_c) es 0 y que la corriente de salida (i_o) es constante. Por lo tanto se cumple (31)

$$\bar{i}_c = 0 \rightarrow \bar{i}_l = I_o = \frac{P_o}{V_o} \quad (31)$$

Donde \bar{i}_l es la corriente media de la bobina e I_o la corriente media de salida.

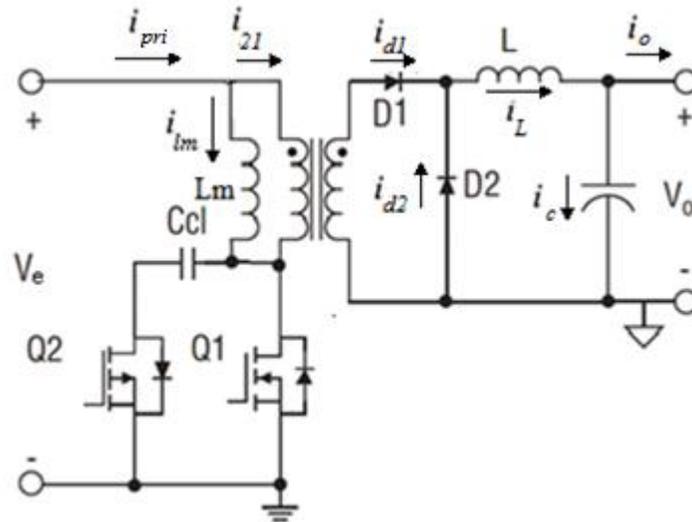


Figura 48 Descripción sentido de las corrientes en forward Low-Side

e) Incremento pico a pico de corriente en la bobina (ΔI_L)

El incremento de corriente en la bobina es el mismo para el intervalo t_{on} que para t_{off} como representa la Figura 49. Como el incremento de corriente es el mismo, es necesario que se cumpla el balance de voltios por segundo. Durante t_{off} se aplica una tensión a la bobina cuyo valor es V_o (Figura 45). El incremento de corriente puede ser hallado usando la ecuación característica de la bobina (32) y linealizando (33).

$$V_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (32)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_L}{L} \Delta t \quad (33)$$

Como la tensión de salida es constante y el intervalo de tiempo t_{off} se puede calcular a partir del ciclo de trabajo (D) y de la frecuencia de conmutación (f) (34), se puede obtener la expresión (35) donde $\Delta i_L(t) = \Delta I_L$, $V_L(t) = V_o$ y $\Delta t = t_{off}$.

$$T_{off} = \frac{1-D}{f} \quad (34)$$

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} \cdot \frac{1-D}{f} \quad (35)$$

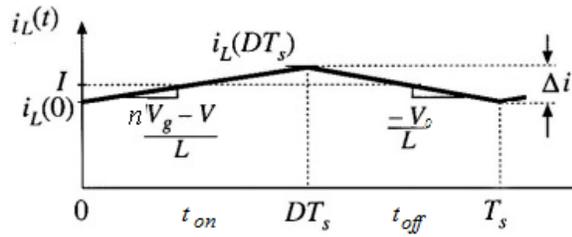


Figura 49 Forma de onda de corriente en la bobina

f) Corriente de pico en la bobina (I_{Lp})

Si se conoce el incremento de corriente en la bobina (ΔI_L) y la corriente media de salida, se puede calcular la corriente de pico del convertidor cuando opera en modo de conducción continuo mediante (36).

$$I_{Lp} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} \tag{36}$$

g) Corriente media que circula por el diodo 1 (I_{d1m})

El diodo 1 (D_1) conduce durante el intervalo en el que la corriente en la bobina está creciendo, que se corresponde con el tiempo durante el cual el interruptor principal esta encendido (t_{on}). Su corriente tiene la forma de la Figura 50, pudiendo calcular su valor medio a partir de (37), donde \bar{i}_l es la corriente media que atraviesa la bobina.

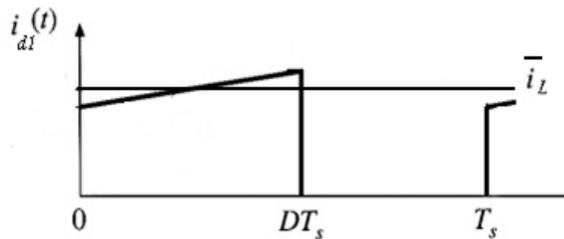


Figura 50 Forma de onda de la corriente por el diodo 1

$$I_{d1m} = \frac{1}{T} \int_0^{DT} i_L(t) dt = \bar{i}_l \cdot D = I_o \cdot D \tag{37}$$

h) Corriente media que circula por el diodo 2 (I_{d2m})

El diodo 2 conduce durante el intervalo en el que la corriente en la bobina está decreciendo, que se corresponde con el tiempo durante el cual el interruptor principal está apagado (t_{off}). Su corriente tiene la forma de la Figura 51. Se puede calcular el valor medio de la corriente por el diodo 2 mediante (38).

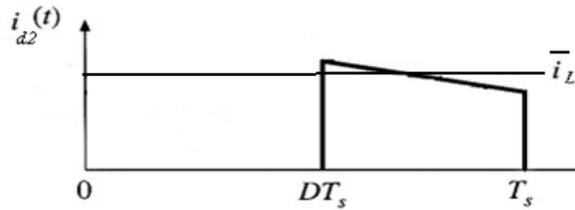


Figura 51 Forma de onda de la corriente por el diodo 2

$$I_{d2m} = \frac{1}{T} \int_{DT}^T i_L(t) dt = \bar{i}_L \cdot (1 - D) = I_o \cdot (1 - D) \quad (38)$$

i) Corriente eficaz del diodo 1 (I_{d1RMS})

El valor de la corriente eficaz del diodo 1 (D_1) se puede calcular a partir de la expresión (39).

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_L(t)^2 dt} = I_o \cdot \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_L}{2 \cdot I_o}\right)^2} \quad (39)$$

j) Corriente eficaz del diodo 2 (I_{d2RMS})

El cálculo de la corriente del diodo 2 (D_2) se realiza de la misma forma que en (38). El único cambio que se debe realizar es cambiar D por $1-D$, debido a que el diodo 2 está operativo en el intervalo t_{off} (40).

$$I_{D2rms} = I_o \cdot \sqrt{1 - D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_L}{2 \cdot I_o}\right)^2} \quad (40)$$

k) Incremento de corriente magnetizante (ΔI_{Lm})

Se sabe que la bobina magnetizante (L_m) tiene aplicada en bornes una relación de voltios por segundo igual a cero. Esto hace que el incremento de su corriente i_{lm} durante el intervalo t_{on} sea el mismo que durante el intervalo t_{off} . Su forma de onda de corriente y de tensión (V_{lm}) tiene la forma de la Figura 52. En el forward con enclavamiento activo, esta corriente se caracteriza porque su valor medio es igual a cero.

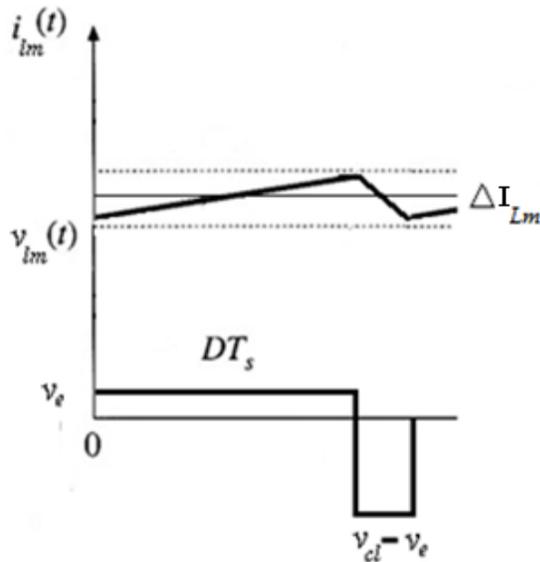


Figura 52 Formas de onda de tensión y corriente aplicada a la inductancia magnetizante del transformador

Por lo tanto el valor de incremento de la corriente magnetizante (ΔI_{Lm}) se puede calcular mediante la ecuación característica de la bobina (41). El incremento se calcula en el período t_{on} , el cual período se aplica al primario del transformador la tensión de entrada V_e y por lo tanto se obtiene (42).

$$V_{lm}(t) = L_m \frac{di_{lm}(t)}{dt} \rightarrow di_{Lm}(t) = \frac{V_{lm}(t)}{L_m} dt \quad (41)$$

$$\Delta I_{Lm} = \frac{V_e}{L_m} \cdot t_{on} = \frac{V_e}{L_m} \cdot \frac{D}{f} \quad (42)$$

l) Corriente de pico del secundario referida al primario (I_{21p})

Corresponde a la corriente de pico del secundario (I_{lp}) multiplicado por la relación de transformación (N) (43).

$$I_{21p} = I_{lp} \cdot N \quad (43)$$

m) Corriente de pico del primario (I_{pri})

Como se puede observar en la Figura 48, la corriente por el primario del transformador (i_{pri}) es igual a la corriente por la inductancia magnetizante (i_{lm}) más la corriente del secundario reflejada en el primario (i_{21}). Por tanto el valor de valor de pico de la corriente que circula por el devanado primario (44) corresponde a la suma de la corriente de pico del secundario referida al primario (I_{21p}) más la mitad del incremento de corriente magnetizante (Δi_{mag}). como indica la Figura 53.

$$I_{prip} = I_{21p} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} \quad (44)$$

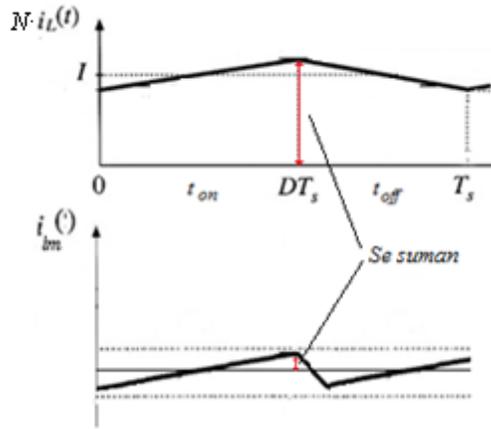


Figura 53 Corriente de pico en el devanado primario

n) Corriente eficaz en el primario (I_{priRMS})

Sabiendo que la forma de onda del devanado primario tiene la forma de la Figura 54, su valor eficaz se puede calcular multiplicado la relación de transformación (N) por la corriente del diodo 1 (i_{d1}) y hay que sumarle la corriente de la bobina magnetizante (i_{lm}) solo durante el intervalo t_{on} . Haciendo esto se obtiene (45). I_{pmin} corresponde a la corriente mínima del primario.

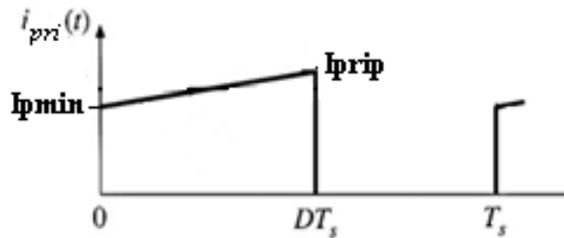


Figura 54 Forma de onda de la corriente por el primario

$$\begin{aligned}
 I_{priRMS} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_L(t)^2 dt} = \frac{1}{3} \sqrt{3 \cdot D (I_{prip}^2 + I_{prip} \cdot I_{pmin} + I_{pmin}^2)} \\
 &= N \cdot I_o \cdot \sqrt{D} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{\Delta I_L + \Delta I_{Lm}}{2 \cdot N \cdot I} \right)^2}
 \end{aligned} \quad (45)$$

o) Pérdidas de conducción en MOSFET principal Q₁ (P_{conducción})

Se sabe que el interruptor presenta una resistencia cuando conduce (R_{dson}) y está determinada en la hoja de datos del fabricante. Utilizando la definición general de potencia, conociendo su corriente y resistencia, se obtiene (46).

$$P_{conducción} = \frac{1}{T} \int_0^T i_{pri}(t)^2 \cdot R_{dson} \cdot dt = I_{primrms}^2 \cdot R_{dson} \quad (46)$$

p) Pérdidas de conmutación (P_{ciss})

En el MOSFET principal se van a calcular las pérdidas de conmutación a partir de la capacidad de entrada del MOSFET (C_{iss}). En la realidad existe una capacidad parásita entre la puerta y la fuente y cada vez que el MOSFET pasa de corte a conducción se debe cargar y descargar la capacidad equivalente de entrada C_{iss} . La energía utilizada en cargarla corresponde a (47).

$$E = \frac{1}{2} C_{iss} \cdot V_{Driver}^2 \quad (47)$$

Por tanto las pérdidas de conmutación en el MOSFET corresponden a (48).

$$P_{ciss} = \frac{1}{2} C_{iss} \cdot V_{Driver}^2 \cdot f \quad (48)$$

q) Pérdidas diodo o MOSFET 1 (P_{d1})

Si bien hasta ahora siempre se ha considerado que la etapa rectificadora estaba implementada con diodos (Figura 55), al realizar el diseño del circuito también se ha considerado la posibilidad de utilizar rectificación síncrona, es decir, empleando MOSFET en lugar de diodos. Esta opción puede aportar ventajas en cuanto a las pérdidas de conducción. Sin embargo la mayor desventaja de los MOSFETs es que son dispositivos controlados y por tanto es necesario generar su tensión de disparo. Dependiendo de la tensión de salida, que en este caso particular está en los márgenes adecuados, puede optarse por un diseño de rectificación síncrona autoexcitada, como el mostrado en la Figura 56, donde los MOSFET de la rectificación son controlados aplicando tensiones ya existentes en el circuito.

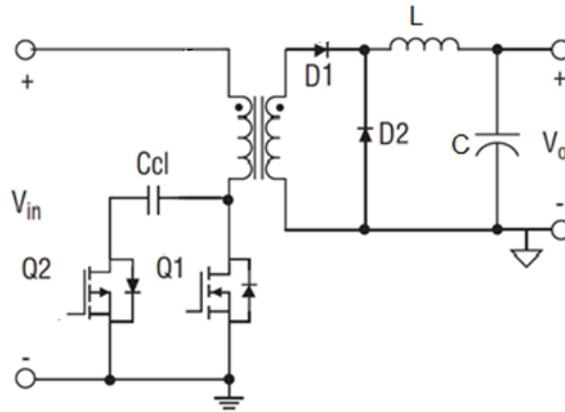


Figura 55 Esquemático del forward Active Clamp Low-Side utilizando diodos

Las pérdidas que se producen si tenemos un diodo en el lado del secundario se pueden calcular mediante la caída de tensión umbral del diodo 1 (V_{d1}) y mediante la resistencia estática que tiene el diodo (R_{d1}) cuando esta polarizado en directa (49):

$$P_{d1} = V_{d1} \cdot I_{d1m} + R_{d1} \cdot I_{d1rms}^2 \tag{49}$$

En caso de utilizar un MOSFET en vez de un diodo las pérdidas de conducción (50) se calculan de la misma forma que se calculan en el MOSFET principal (47). Pero las pérdidas de conmutación (51) se calculan mediante el tiempo de encendido del transistor no con su capacidad de entrada como sucede en el cálculo del MOSFET principal (49). En caso de utilizar un MOSFET las pérdidas (P_{d1}) son la suma de las pérdidas de conmutación (51) más las de conducción del MOSFET (50) [13].

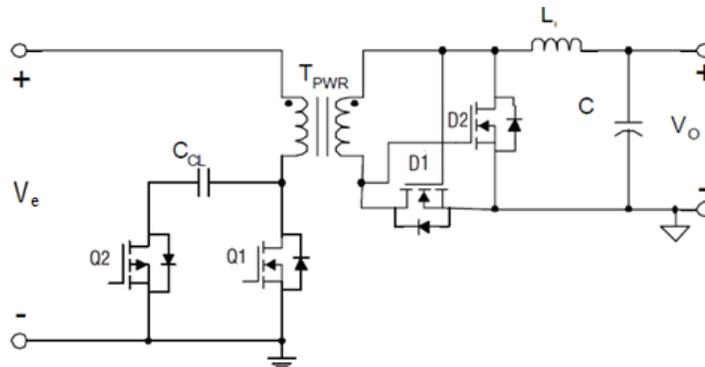


Figura 56 Esquemático del forward Low-Side utilizando rectificación síncrona [12]

$$P_{conducci\ on} = I_{d1rms}^2 \cdot R_{dsonm\ 1} \tag{50}$$

$$P_{conmut} = \frac{V_o \cdot \left(I_{o(max)} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{onm\ 1} \cdot f}{2} \tag{51}$$

r) Pérdidas diodo 2 (P_{d2})

El procedimiento de los cálculos es el mismo que en el anterior

Si se decide utilizar un diodo se tiene que utilizar (52).

$$P_{d2} = V_{d2} \cdot I_{d2m} + R_{dond1} \cdot I_{d2rms}^2 \quad (52)$$

Si se utiliza un MOSFET las pérdidas a cuantificar será la suma de las pérdidas de conmutación (53) más las de conducción (54) [13].

$$P_{conmut} = \frac{V_o \cdot \left(I_{o(max)} - \frac{\Delta I_L}{2} \right) \cdot t_{onm2} \cdot f}{2} \quad (53)$$

$$P_{conducción} = I_{d2rms}^2 \cdot R_{dsonm2} \quad (54)$$

s) Pérdidas en el cobre del transformador (P_{cu})

Son las pérdidas que se generan debido a la resistencia que presentan las bobinas del devanado primario y secundario del transformador y están representadas en (55).

$$P_{cu} = I_{prirms}^2 \cdot R_p + I_{d1rms}^2 \cdot R_s \quad (55)$$

t) Pérdidas en el núcleo del transformador (P_{core})

El cálculo de las pérdidas en el núcleo del transformador puede realizarse mediante (56), donde K, α y β son valores característicos de la ferrita, proporcionados por el fabricante. Sin embargo en este caso las pérdidas en el transformador se han calculado empleando la herramienta comercial de diseño de magnéticos PExpert.

$$P_{core} = K \cdot V^\alpha \cdot f^\beta \quad (56)$$

u) Pérdidas en condensador de salida (P_{cout})

Aunque en los análisis previos se ha despreciado la resistencia parásita (ESR) del condensador de salida, sus pérdidas pueden estimarse mediante (57).

$$P_{cout} = \frac{1}{3} \left[\left(\frac{\Delta I_L}{2} + I_o \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{2} - I_o \right)^2 + \left(\frac{\Delta I_L}{2} + I_o \right) \left(\frac{\Delta I_L}{2} - I_o \right) \right] \cdot R_{ESR-Cs} \quad (57)$$

v) Corriente eficaz en el condensador de entrada (I_{cirms})

Suponiendo que la corriente de entrada es perfectamente continua, todo el rizado de la corriente del primario circula por el condensador de entrada. Puesto que este rizado no es en absoluto despreciable, cobra mucha importancia poder calcular las pérdidas debidas a la resistencia parásita del condensador mediante (58)

$$I_{CiRMS} = \sqrt{I_{prirms}^2 - I_e^2} \quad (58)$$

w) Pérdidas en el condensador de entrada (P_{cin})

$$P_{cin} = I_{cirms}^2 \cdot R_{ESR_cin} \quad (59)$$

x) Pérdidas en la bobina (P_L)

Son las pérdidas que se generan debido a la resistencia equivalente en serie que presenta la bobina (60).

$$P_L = I_{med}^2 \cdot R_{ESR_L} = (I_{d1rms}^2 + I_{d2rms}^2) \cdot R_{ESR_L} \quad (60)$$

y) Rendimiento del convertidor (η)

Finalmente el rendimiento total del convertidor puede calcularse como la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada (61).

$$\eta = \frac{P_e - \sum \text{Pérdidas}}{P_e} \quad (61)$$

4.2. Selección de componentes del diseño

En este apartado del proyecto se procede a la selección de los elementos que van a formar parte del acondicionador. Como ya se mencionó, la selección de los componentes se ha realizado aplicando las ecuaciones anteriores para el cálculo de pérdidas y máximos valores de tensión y corriente en cada componente. La Figura 57 representa un esquema de todos los elementos a seleccionar que se detallarán en las siguientes subsecciones.

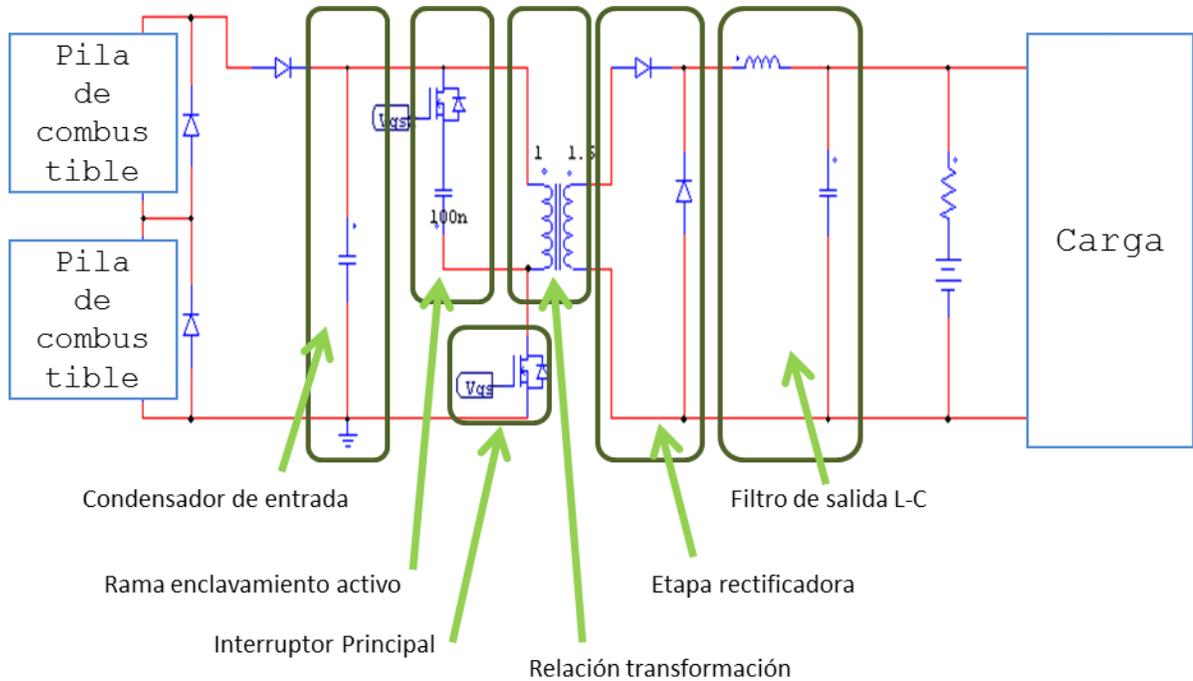


Figura 57 Elementos clave en el diseño

4.2.1 Selección del filtro de salida

El filtro de salida que utiliza el convertidor forward es un filtro formado por bobina y condensador. Se trata de un filtro paso bajo de segundo orden donde la frecuencia de corte del filtro está definida por la expresión (62). El esquema del filtro está representado en la Figura 58.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (62)$$

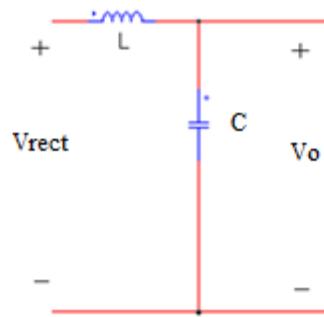


Figura 58 Filtro de salida del convertidor

El primer paso ha sido seleccionar un conjunto de bobinas del fabricante Coilcraft [9]. Las bobinas han sido seleccionadas de acuerdo a la corriente eficaz máxima que soportan. Se sabe que la corriente máxima de salida del convertidor se produce cuando la potencia que se entrega es máxima (50 W) y la tensión de salida es mínima (10 V). La corriente que se puede calcular con estos dos parámetros es la corriente media de salida (5 A). Las bobinas seleccionadas estudiados aparecen en la Tabla 7 con sus respectivas características: nombre del componente, inductancia, corriente eficaz máxima (I_{RMS}), resistencia parásita (R_{ESR_L}), área ocupada por el componente en una tarjeta (base) y altura del componente (h).

Componente	Inductancia (uH)	Irms (A)	R_{ESR_L} (ohms)	base (mm ²)	h (mm)
PCV-0-103-03L	10	5,9	0,023	126,7	19,1
PCV-1-223-03L	22	5,5	0,035	193,6	27,9
PCV-1-473-03L	47	5,3	0,05	213,8	27,9
PCV-0-104-05L	100	5,5	0,055	213,8	33
PCV-2-104-05L	100	5,6	0,08	357,7	21,1
PCV-0-154-05L	150	5,2	0,065	213,8	33,0
PCV-2-274-05L	270	5,2	0,08	558,6	26,7

Tabla 7 Características de las diferentes bobinas utilizadas en los diseños

Uno de los factores principales para el diseño de un convertidor continua-continua es el rizado de tensión de salida del convertidor. Para el presente diseño es aún más importante, porque del rizado de tensión de salida (ΔV_o) va a depender el rizado de corriente que la batería tiene que soportar ($I_{\text{rizado_bat}}$). Este rizado se calcula mediante la expresión (63). El rizado incrementa las pérdidas y hace que la vida útil de la batería sea menor. El esquema real de una batería es una fuente de tensión ideal en serie con una resistencia en serie ($R_{\text{interna_bat}}$). La resistencia interna no se puede determinar fácilmente. La batería seleccionada (UBBP01) es una batería de óxido de cobalto, este tipo de baterías tiene una resistencia interna que está en torno a los 100 mΩ por celda [14]. Teniendo en cuenta que

se ha determinado un rizado de corriente máximo de 5mA, el rizado de tensión máximo es 0,5 mV.

$$\Delta V_o = I_{\text{rizado_bat}} \cdot R_{\text{interna_bat}} = 0,005 \cdot 0,1 = 0,5 \text{ mV} \quad (63)$$

Conocido el máximo rizado de tensión permitido a la salida, es posible calcular la capacidad que debe tener el condensador de salida del filtro. El rizado de tensión (Figura 59) máximo se va a calcular a partir de la carga (Q) de un condensador, que es igual al producto de la capacidad (C) por la tensión (V) (64). La carga es igual a la integral de la corriente (65). Calculándose la integral como el área que encierra la corriente media con la instantánea en un ciclo (Figura 60) e igualando (64) y (65) se obtiene (66).

$$Q = C \cdot \Delta V_o \quad (64)$$

$$Q = \int i(t) \cdot dt = \frac{1}{2} \cdot T \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \quad (65)$$

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot \Delta V_o \cdot f} \quad (66)$$

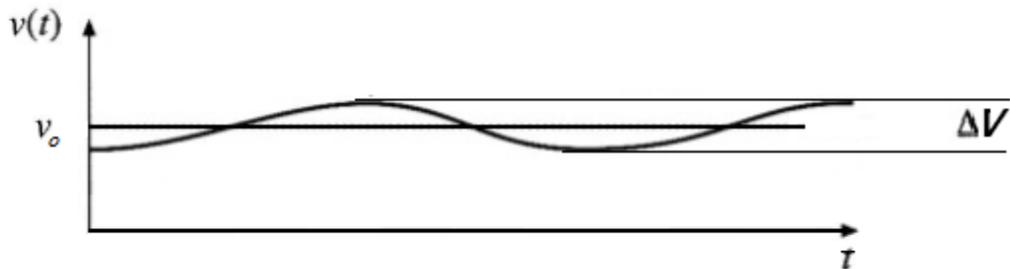


Figura 59 Forma de onda del rizado de tensión de salida

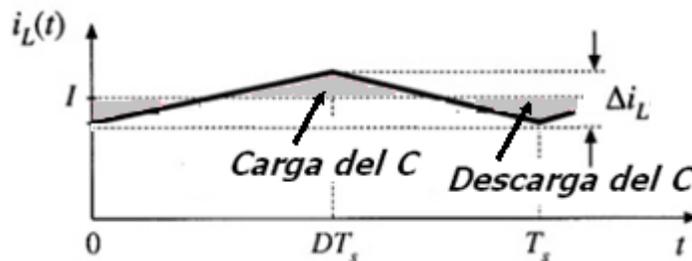


Figura 60 Descripción de carga del condensador dependiendo de la corriente en la bobina



Este cálculo se realiza suponiendo que todo el rizado de corriente de bobina Figura 60 lo filtra el condensador. La corriente por el condensador se calcula mediante la expresión (67).

$$i_c(t) = i_L(t) - I_o \quad (67)$$

Se quiere calcular la capacidad mínima necesaria que cumpla con los rizados de tensión establecidos. La capacidad mínima es proporcional al rizado de corriente en la bobina según (66). Por este motivo se van a calcular los valores máximos de rizado de corriente en la bobina a partir de la expresión (68). Esta expresión se obtiene sustituyendo en (35) la ecuación (26).

$$\Delta I_l \geq \frac{V_o \left(1 - \frac{V_o}{N \cdot V_e}\right)}{L \cdot f} \quad (68)$$

En la Tabla 8 Máximo rizado de corriente en la bobina en función de la relación de transformación y de la bobina se representan los rizados de corrientes máximos que se producen en el caso estudiado, dependiendo de la bobina elegida y de la relación de transformación. Las relaciones de transformación estudiadas en la tabla son 1:1, 1:1,5 y 1:2 y la frecuencia de conmutación es 500 kHz.

Componente	Inductancia (H)	ΔI_{\max} N 1:1 (A)	ΔI_{\max} N 1:1,5 (A)	ΔI_{\max} N1:2(A)
PCV-0-103-03L	10	1,62	2,41	2,81
PCV-1-223-03L	22	0,74	1,10	1,28
PCV-1-473-03L	47	0,34	0,51	0,60
PCV-0-104-05L	100	0,16	0,24	0,28
PCV-2-104-05L	100	0,16	0,24	0,28
PCV-0-154-05L	150	0,11	0,16	0,19
PCV-2-274-05L	270	0,06	0,09	0,10

Tabla 8 Máximo rizado de corriente en la bobina en función de la relación de transformación y de la bobina

Conocido el máximo rizado de corriente que se produce en la bobina y la máxima tensión admisible (0,5 mV), el siguiente paso es buscar las capacidades mínimas que cumplen con el rizado establecido. Esta capacidad se calcula a partir de la expresión (69). La selección de esta capacidad mínima se ha realizado para el peor caso de rizado de corriente que se produce cuando la relación de transformación es 1:2. Las capacidades mínimas seleccionadas están representadas en la Tabla 9 para cada una de las bobinas consideradas.

$$C_{\min} = \frac{\Delta i}{8 \cdot \Delta V_o \cdot f} \quad (69)$$

Componente	Inductancia (H)	ΔI_{\max} N 1:2 (A)	Capacidad mínima (μ F)
------------	-----------------	-----------------------------	-----------------------------



PCV-0-103-03L	10	2,81	1400
PCV-1-223-03L	22	1,28	639
PCV-1-473-03L	47	0,60	299
PCV-0-104-05L	100	0,28	140
PCV-2-104-05L	100	0,28	140
PCV-0-154-05L	150	0,19	94
PCV-2-274-05L	270	0,10	52

Tabla 9 Capacidades mínimas del filtro de salida

El siguiente paso ha sido seleccionar condensadores que cumplan estas características establecidas. Se han buscado condensadores electrolíticos de la marca Panasonic [10] de las siguientes series:

- ECA-M, que son condensadores electrolíticos de agujero pasante radiales de propósito general, tienen una duración aproximada de 2000 horas y una temperatura máxima de operación de 85 °C.
- EEU-FM, que son también condensadores electrolíticos de aluminio de agujero pasante radiales que presentan una baja resistencia en serie equivalente, tienen una temperatura de operación más alta (105 °C) y mayor vida (de 2000 a 7000 horas).
- EEE-FC, que también son como los anteriores a diferencia de que tienen una temperatura de operación de 105 °C y una vida de 1000 a 5000 horas.
- EEE-FPE, que son de condensadores electrolíticos de aluminio de montaje superficial radiales, con una baja resistencia en serie equivalente y una vida de 2000 horas.

Se trata de buscar entre todas estas series el condensador que tenga una tensión nominal superior a 20 V, que es la tensión máxima de salida, que posea la menor resistencia en serie equivalente (ESR) y tenga el menor volumen posible. Los condensadores de agujero pasante seleccionados se enumeran en la Tabla 10 y los de montaje superficial seleccionados están en la Tabla 11.



Diseño		Bobina (μ H)	R_{ESR_L} (Ω)	Condensad or (μ F)	R_{ESR_C} (Ω)	Serie	base conjunto (mm ²)	h max (mm)	Vol total (mm ³)	frec. corte (kHz)
1	PCV-0-103-03L	10	2,30E-02	1500	,67E-04	EEU-FM	249,4	35,0	6714,7	1,3
2	PCV-1-223-03L	22	3,50E-02	680	,19E-04	EEU-FM	316,3	27,9	7855,6	1,3
3	PCV-1-473-03L	47	5,00E-02	330	,24E-02	EEE-FC	292,4	27,9	6766,8	1,3
4	PCV-0-104-05L	100	5,50E-02	150	,02E-03	EEU-FM	264,1	33,0	7634,3	1,3
5	PCV-2-104-05L	100	8,00E-02	220	,03E-02	ECA-M	407,9	21,1	8117,7	1,1
6	PCV-0-154-05L	150	6,50E-02	100	,47E-03	EEU-FM	264,1	33,0	7634,3	1,3
7	PCV-2-274-05L	270	8,00E-02	56	,88E-02	EEU-FM	589,8	26,7	15248,2	1,3

Tabla 10 Diseños del filtro de salida considerando condensadores de agujero pasante

Diseño		Bobina (μ H)	R_{ESR_L} (Ω)	Condensad or (μ F)	R_{ESR_C} (Ω)	base conjunto(mm ²)	h max(m m)	Vol total (mm ³)	frec. corte (kHz)
1	PCV-1-223-03L	22	3,50E-02	470	2,12E-03	272,1	27,9	6202,3	1,6
2	PCV-1-473-03L	47	5,00E-02	470	2,12E-03	292,4	27,9	6766,8	1,1
3	PCV-1-473-03L	47	5,00E-02	330	2,84E-03	264,1	27,9	6478,4	1,3
4	PCV-0-104-05L	100	5,50E-02	220	3,81E-03	407,9	21,1	8052,3	1,1
5	PCV-2-104-05L	100	8,00E-02	220	3,81E-03	264,1	33,0	7568,9	1,1
6	PCV-0-154-05L	150	6,50E-02	100	6,92E-03	245,0	33,0	7296,2	1,3
7	PCV-2-274-05L	270	8,00E-02	68	8,36E-03	589,8	26,7	15079,9	1,2

Tabla 11 Diseños del filtro de salida considerando condensadores de montaje superficial

En estas tablas se indica el condensador seleccionado para cada inductancia, así como otras características: resistencia parasita de la bobina (R_{ESR_L}), resistencia parasita del condensador (R_{ESR_C}), superficie de tarjeta impresa ocupada por el conjunto bobina-condensador (base conjunto), altura máxima del filtro (h max), volumen del filtro (Vol total) y frecuencia de corte (frec. corte).

Para verificar que los diseños cumplen con los requisitos de rizado de corriente (5 mA) y de tensión (0,5 mV) establecidos, se ha realizado una simulación con la herramienta PSIM del convertidor forward con tres filtros de salida diferentes. La Figura 61 representa una simulación realizada para valores nominales de carga (30 W) con tensión de entrada 33,6 V. En la figura está representada la corriente que atraviesa la batería y la tensión de salida para tres diseños seleccionados de montaje de agujero pasante. En rojo está representado el conjunto bobina 47 μ H y condensador 330 μ F (Diseño 3). En azul está representado el diseño con bobina 100 μ H y condensador 220 μ F (Diseño 5) y en verde el diseño con bobina de 150 μ H y condensador de 100 μ F (Diseño 6).

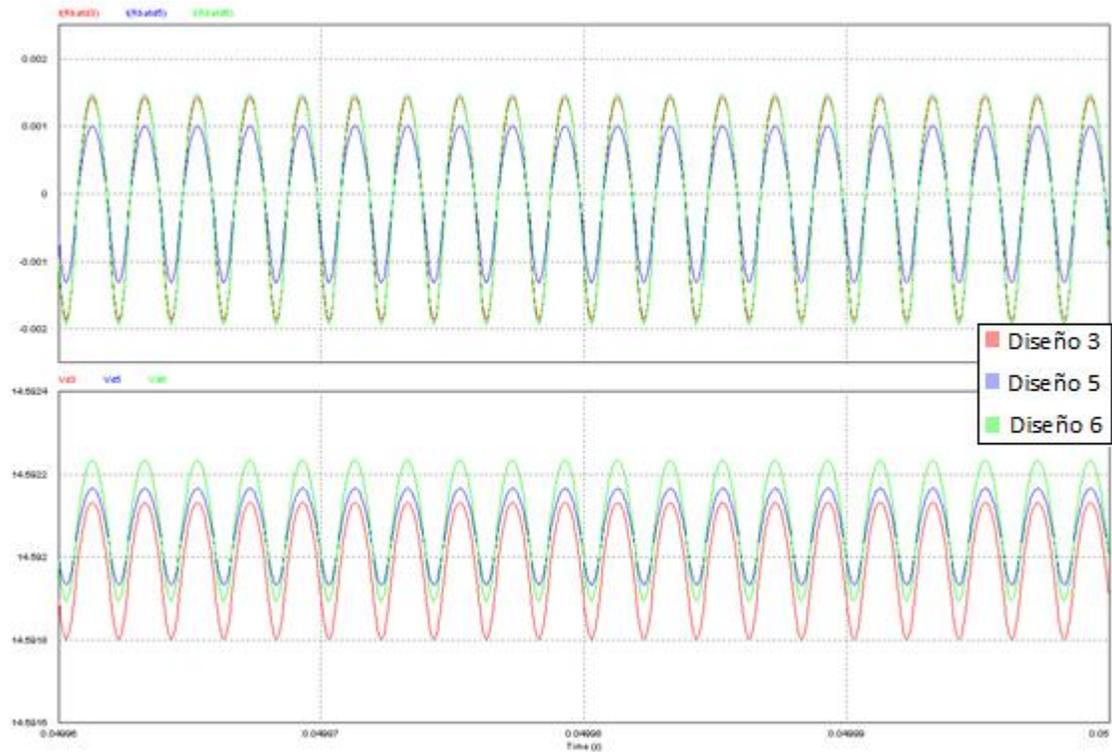


Figura 61 Corriente que atraviesa la batería

La grafica superior de la Figura 61 representa la corriente que circula por la batería (i_{rbat}). El eje ordenadas representa el valor de la corriente en amperios y el eje de abscisas representa el tiempo en segundos.

La grafica inferior representa el rizado de tensión de salida en voltios. Para todos los diseños se cumplen las especificaciones de rizado de corriente (< 5 mA) y de tensión ($< 0,5$ mV) establecidos. Se puede observar que el rizado es mayor en el diseño 3 y en el diseño 6 que en el diseño 5. Cuanto menores sean los rizados menores serán las pérdidas porque el valor eficaz de corriente que atraviesa la resistencia interna que tiene la batería es menor.

Una vez seleccionados todos los filtros, el siguiente paso es analizar los filtros en función de su tamaño. Para ello se representa en Tabla 10 y en la altura máxima de los dos componentes que se utilizan en cada filtro, la huella y el volumen total del conjunto calculado a partir del componente más alto. En la Figura 62 se representan las características de los diseños con los condensadores de agujero pasante y en la Figura 63 están representados los diseños con condensadores de montaje superficial.

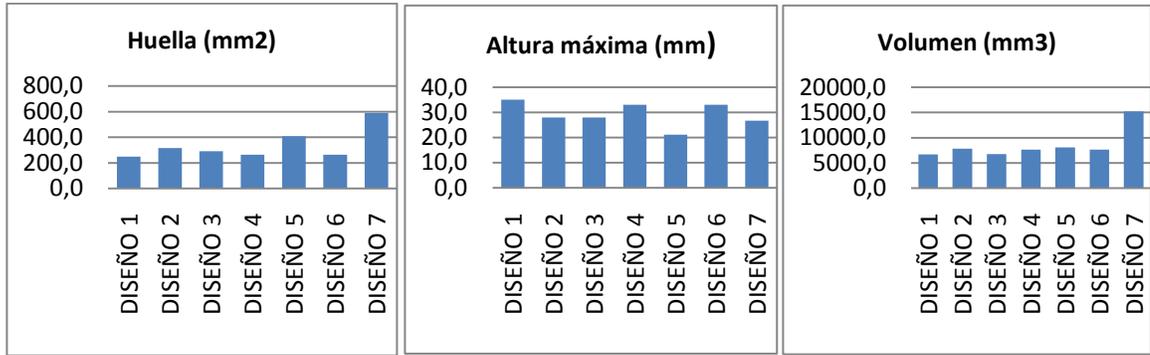


Figura 62 Características de los diseños realizados con condensadores de agujero pasante

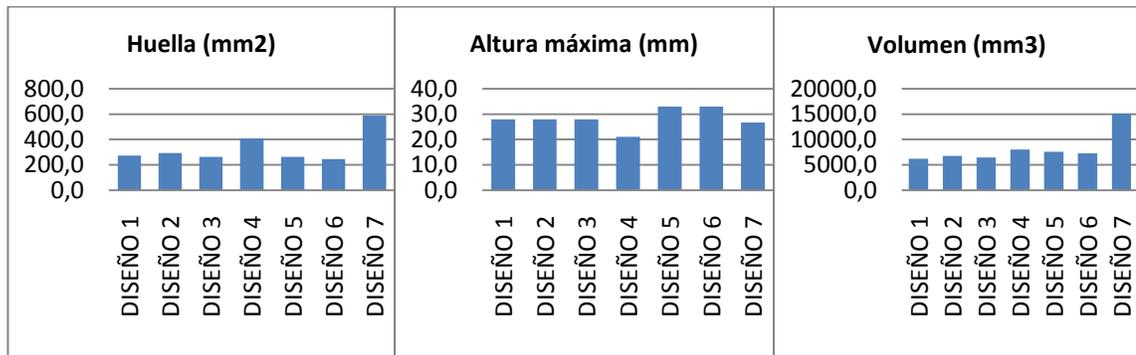


Figura 63 Características de los diseños realizados con condensadores SMD

Se puede observar que el tamaño no es un parámetro clave en la elección del filtro, porque todos los diseños ocupan casi el mismo volumen, excepto el diseño 7 debido al gran tamaño que tiene la bobina. Respecto a la elección del montaje, la diferencia de volumen es muy pequeña, como puede apreciarse en la Figura 64 al comparar el volumen de montaje superficial (SMD) y de taladro pasante (THD).

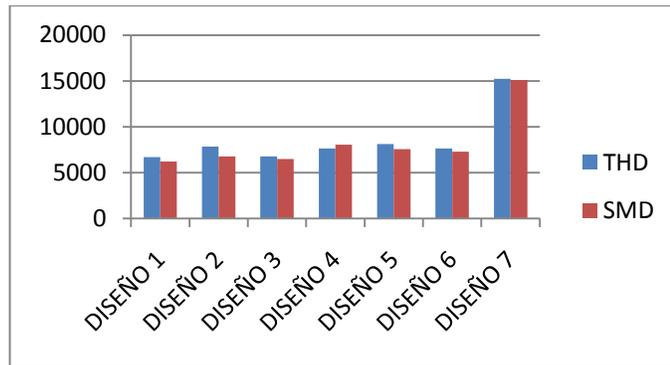


Figura 64 Diferencia de volumen en el tipo de montaje del condensador de salida

Por último, con el objetivo de determinar cuál es el tipo de montaje elegido de condensador, se van a calcular las pérdidas totales que se producen en el filtro a valores

nominales. En la Figura 65 se han representado las pérdidas correspondientes a los siete diseños elegidos para una relación de transformación 1:1,5.

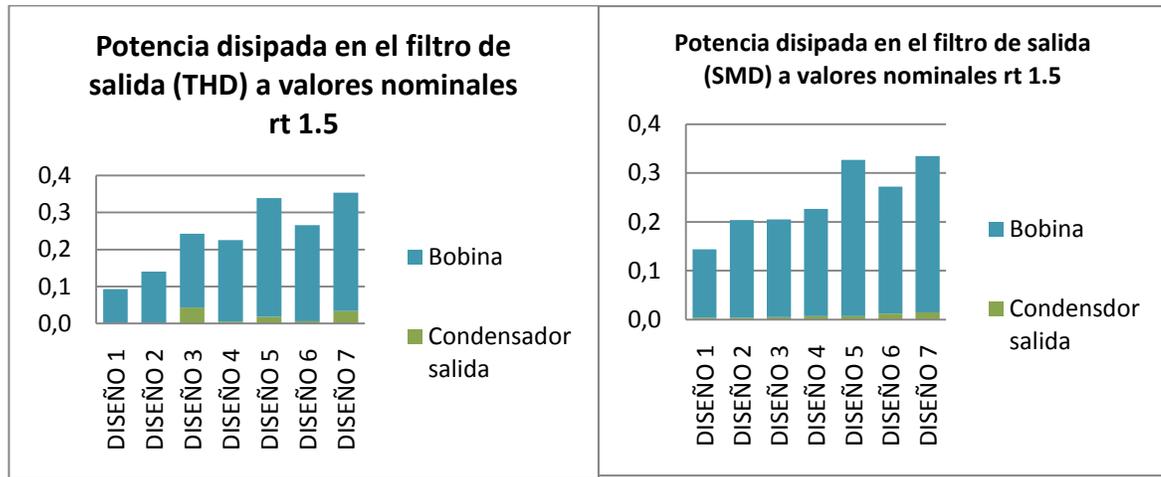


Figura 65 Comparación de pérdidas en el filtro de salida dependiendo del tipo de montaje utilizado

Se puede observar que las pérdidas en el condensador son muy pequeñas en comparación con las pérdidas de la bobina. Por tanto la opción elegida es la de montaje superficial porque no existe mucha variación en las pérdidas totales de cada conjunto y además en algunos casos se reduce el tamaño del filtro.

También es interesante resaltar que las pérdidas aumentan con la inductancia de la bobina. Si bien el rizado de corriente que se consigue es menor con una inductancia grande, las bobinas de mayor inductancia presentan en general una resistencia parasita más elevada (Tabla 7).

El siguiente factor a estudiar es el modo de conducción en el que trabaja el convertidor en función del filtro que se utilice. El convertidor funciona en modo de conducción discontinuo cuando la corriente por la bobina pasa por cero en un determinado instante de tiempo de un ciclo. En la Figura 66 está representada la frontera de los dos modos de conducción. El convertidor está diseñado para trabajar en modo de conducción continuo cuando suministra la potencia nominal. Sin embargo hay elementos en los que puede trabajar entregando una potencia mucho menor que la nominal, por lo que la corriente por la bobina es pequeña y puede trabajar en modo de conducción discontinuo. Esta característica es muy importante porque una vez que el convertidor entra en este modo la dinámica del convertidor varía, así como las pérdidas. Sería deseable que el convertidor trabajase en modo de conducción discontinuo sólo a potencias mucho menores que la nominal.

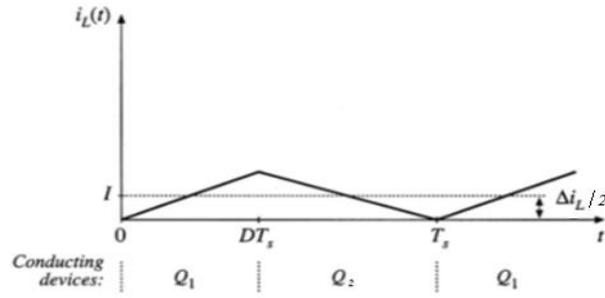


Figura 66 Frontera modo conducción

Se va a calcular la potencia mínima que debe consumir la carga para que el convertidor trabaje en modo de conducción continuo. El convertidor va a estar en el punto frontera cuando el valor de su corriente media de salida sea igual $\Delta I_L/2$. Esto es debido a que la forma de onda de la corriente que circula por la bobina tiene forma triangular. La potencia mínima para que el convertidor funcione en modo de conducción continuo se calcula mediante la expresión (70).

$$P_{minMCC} = I_o \cdot V_o = \frac{\Delta I_L}{2} \cdot V_o = \frac{V_o^2 \cdot (1 - D)}{2 \cdot L \cdot f} \quad (70)$$

Las potencias correspondientes a la frontera entre los modos de conducción continuo y discontinuo se han representado en la Tabla 12, en función de las inductancias consideradas y para distintas relaciones de transformación. Como puede observarse, salvo para el diseño 1, en el peor de los casos el convertidor entra en modo de conducción discontinuo para una potencia cinco veces menor que la nominal (6 W).

	Potencia cambio a MCD		
	N 1:1	N 1:1,5	N 1:2
DISEÑO 1	7,4	11,0	12,8
DISEÑO 2	3,4	5,1	6,0
DISEÑO 3	3,4	5,1	6,0
DISEÑO 4	1,6	2,4	2,8
DISEÑO 5	1,6	2,4	2,8
DISEÑO 6	1,1	1,6	1,9
DISEÑO 7	0,6	0,9	1,0

Tabla 12 Potencias frontera MCC-MCD dependiendo del diseño y de la relación de transformación

También se va a tener en cuenta a la hora de elegir el filtro de salida la dinámica del sistema. Para observarla se ha utilizado un modelo del convertidor en PSIM que se describirá en la sección 5, al que se le han introducido escalones de carga. El modelo utilizado está representado en la Figura 67. Se trata de un modelo con componentes ideales, en el que no se ha tenido en cuenta la batería a la salida. Las variables que se han observado son la tensión de salida y la corriente por la bobina.

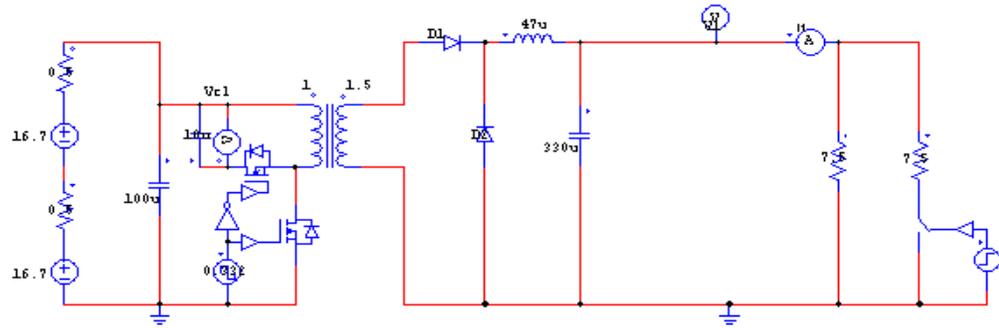


Figura 67 Modelo utilizado para estudiar la dinámica del sistema

La simulación se ha realizado con tres tipos distintos de filtros. En rojo está representado el conjunto bobina 47 μH y condensador 330 μF (Diseño 3). En azul está representado el diseño con bobina 100 μH y condensador 220 μF (Diseño 5) y verde el diseño con bobina de 150 μH y condensador de 100 μF (Diseño 6).

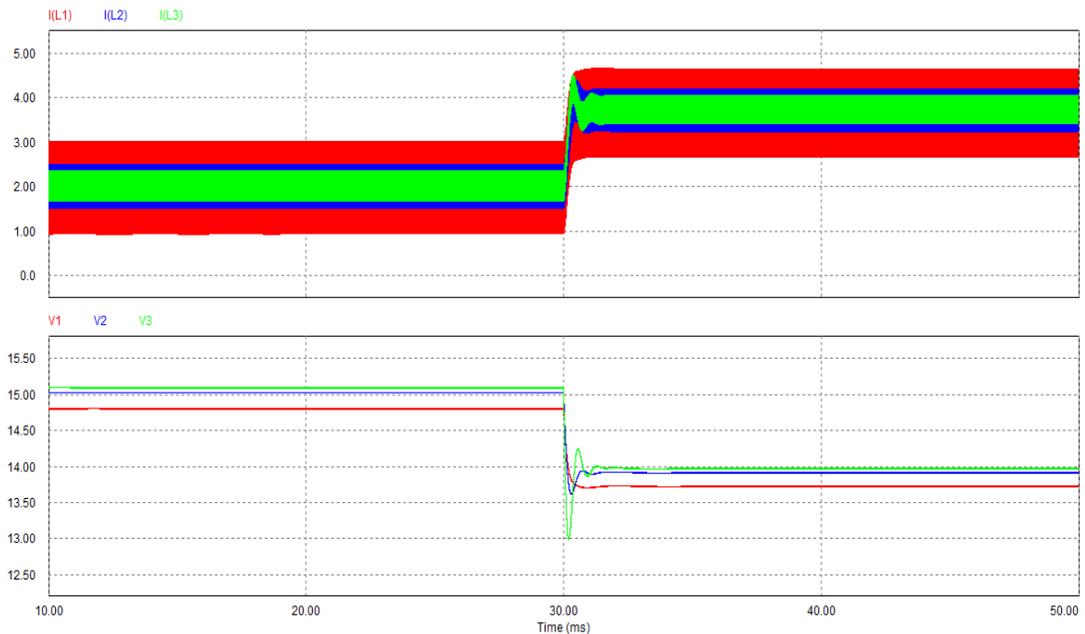


Figura 68 Características dinámicas de salida de diferentes filtros



La gráfica superior de la Figura 68 representa la corriente que atraviesa la bobina en (A) y la inferior representa la tensión de salida en (V). De la gráfica de la corriente se puede observar que cuanto menor es el valor de inductancia y mayor es el valor del condensador de salida, mayor es el rizado de corriente en la bobina y su respuesta ante un escalón está más amortiguada teniendo una dinámica más lenta. El inconveniente que tiene que el rizado de corriente sea muy grande es que mayores serán las pérdidas en la bobina y en el condensador de salida. Si se utilizan valores de inductancia muy grandes el rizado de corriente será más pequeño, pero la respuesta del filtro ante un escalón de carga tiene más oscilaciones. Por lo tanto lo más conveniente es utilizar un filtro intermedio, es decir no utilizar valores muy altos de bobina o de condensador.

En resumen, a partir de los cálculos anteriores se ha diseñado un abanico de posibles diseños de filtro de salida. Todos cumplen la condición de rizado de corriente por la batería (5 mApp), para limitar las pérdidas por ésta. El análisis del tamaño y las pérdidas en el filtro no arrojan resultados concluyentes, pues existen pocas diferencias entre los diseños. Con casi todos los diseños se trabaja en modo de conducción continuo en gran parte del margen de potencia del convertidor. Considerando inductancias mayores o iguales a 100 μH (diseño 4, 5, 6, 7), el convertidor trabajaría en modo de conducción discontinuo desde un 10 % de la carga nominal en el peor caso.

Desde el punto de vista dinámico del convertidor, los diseños con inductancias intermedias proporcionan el mejor compromiso entre rizado de corriente y amortiguamiento de la tensión de salida. Considerando todos estos puntos, y aunque el diseño del filtro podría verse condicionado por cálculos posteriores, los diseños 4 y 5 son los más adecuados según el análisis realizado (inductancia de 100 μH , capacidad 220 μF).

4.2.2 Relación de transformación

La relación de transformación es uno de los puntos clave del diseño de este proyecto. La elección de este parámetro va a influir directamente sobre el valor eficaz de la corriente de entrada (I_{priRMS}). Del valor eficaz de la corriente de entrada del convertidor dependerá el valor de corriente eficaz que tiene que soportar el condensador de entrada. En el apartado 4.2.3 se verá cómo afecta este valor. Para comprobar los valores de corriente eficaz de entrada del convertidor se han representado los valores que toma el convertidor para el rango de funcionamiento de tensión de salida (10 V a 20V). El análisis se ha realizado cuando la potencia es máxima y la tensión de entrada es máxima porque en este estado las corrientes son máximas. El estudio se ha realizado para las tres posibles relaciones de transformación consideradas. La ecuación utilizada para calcular la corriente eficaz es I_{priRMS} (45).

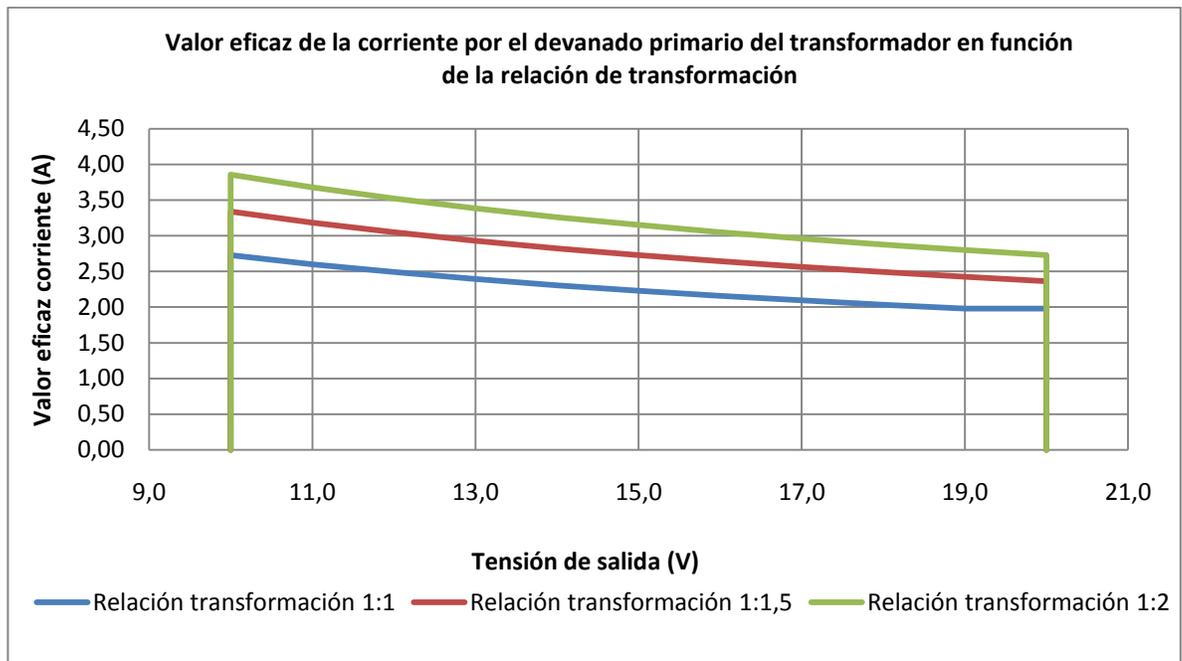


Figura 69 Valor eficaz de la corriente eficaz en el condensador

En Figura 69 se puede observar que cuanto mayor es la relación de transformación mayor es la corriente eficaz por el devanado primario. El punto más crítico se produce cuando la tensión de salida del convertidor es mínima (10 V).

Para ver las formas de onda que tiene esta corriente de entrada del convertidor en función de la relación de transformación se ha realizado una simulación del convertidor empleando PSIM. Se ha analizado el diseño que tiene la bobina de 100 μH y el condensador de 220 μF (Diseño 5) cuando la tensión de entrada es máxima, la potencia es máxima y la tensión de salida es 15 V.

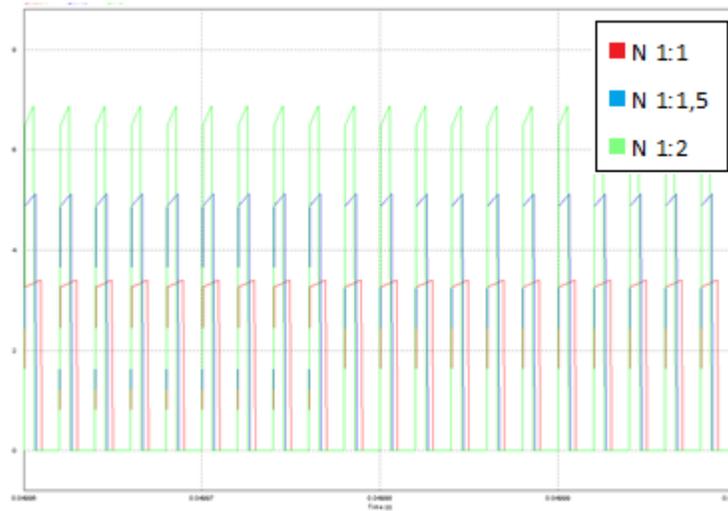


Figura 70 Corrientes de entrada del convertidor dependiendo de la relación de transformación elegida

La Figura 70 representa las corrientes de entrada del convertidor donde el color verde representa la corriente para una relación de transformación 1:2, en azul 1:1,5 y en rojo 1:1. En la figura se puede observar que cuanto mayor es la relación de transformación también es mayor el rizado. Por lo tanto no se deben utilizar relaciones de transformación grandes. El valor eficaz de la corriente de entrada y el rizado hace que no sea posible utilizar la relación de transformación 1:2.

Otro parámetro que determina la elección de la relación de transformación es la tensión de desmagnetización del transformador. Es necesario que la relación de voltios por segundo aplicada en el devanado primario siempre sea cero para evitar la saturación del núcleo.

Durante el intervalo t_{on} ($D \cdot T$), se aplica una tensión al primario del transformador de valor V_e . Cuando comienza el intervalo t_{off} ($(1-D) \cdot T$) hay que aplicar una tensión negativa para que el área del intervalo t_{on} y el de t_{off} sean iguales. Cuando mayor sea la duración de t_{on} menor será t_{off} pues el período siempre es el mismo, y mayor tiene que ser la tensión para desmagnetizar el transformador (Figura 71).

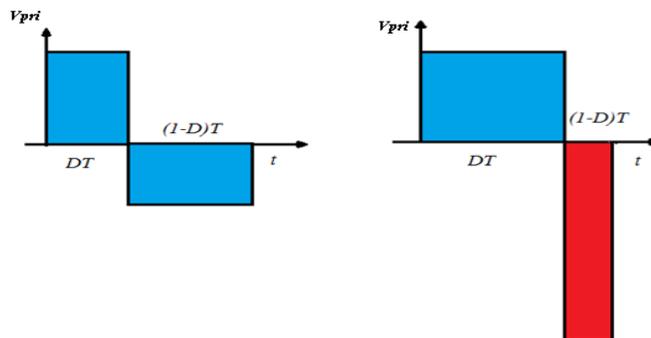


Figura 71 Balance de voltios por segundo aplicados al primario del transformador



Conociendo que no se debe operar con valores de ciclo de trabajo (D) muy altos. Se va a estudiar cómo evoluciona este parámetro en función de la tensión de salida (entre 10 V y 20 V). Para analizarlo se va a representar dos gráficas una en la que la tensión de entrada del convertidor es máxima (33,6 V) (Figura 72) y otra en la que la tensión de entrada es mínima (16,8 V) (Figura 73). Se han representado las tres relaciones de transformación posibles en las dos figuras.

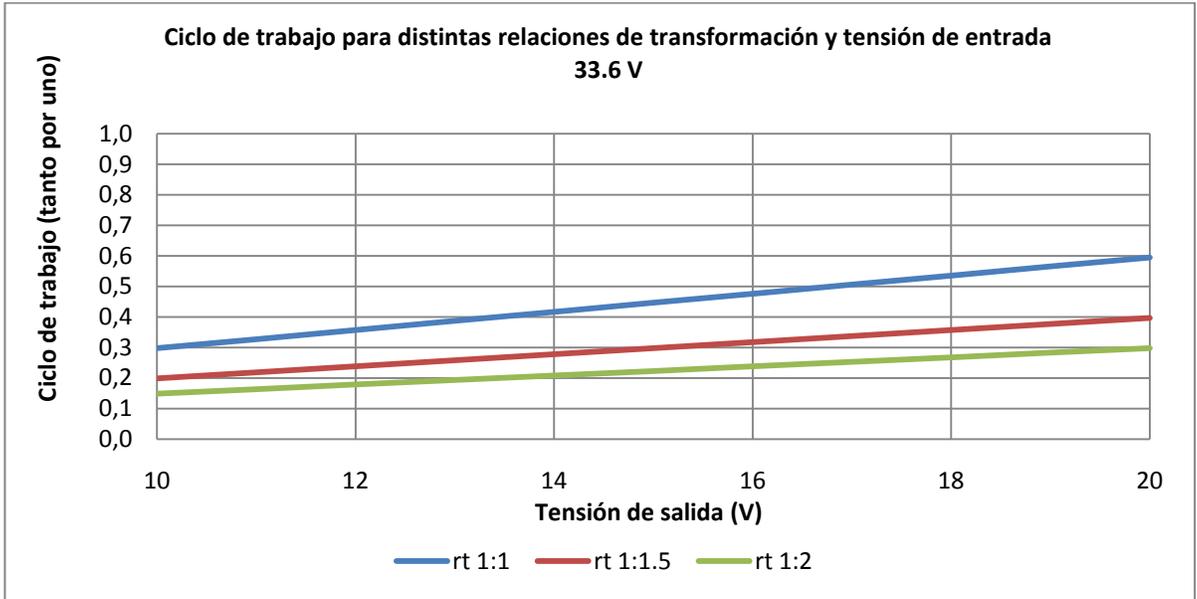


Figura 72 Ciclo de trabajo en función de la tensión de salida con tensión de entrada nominal

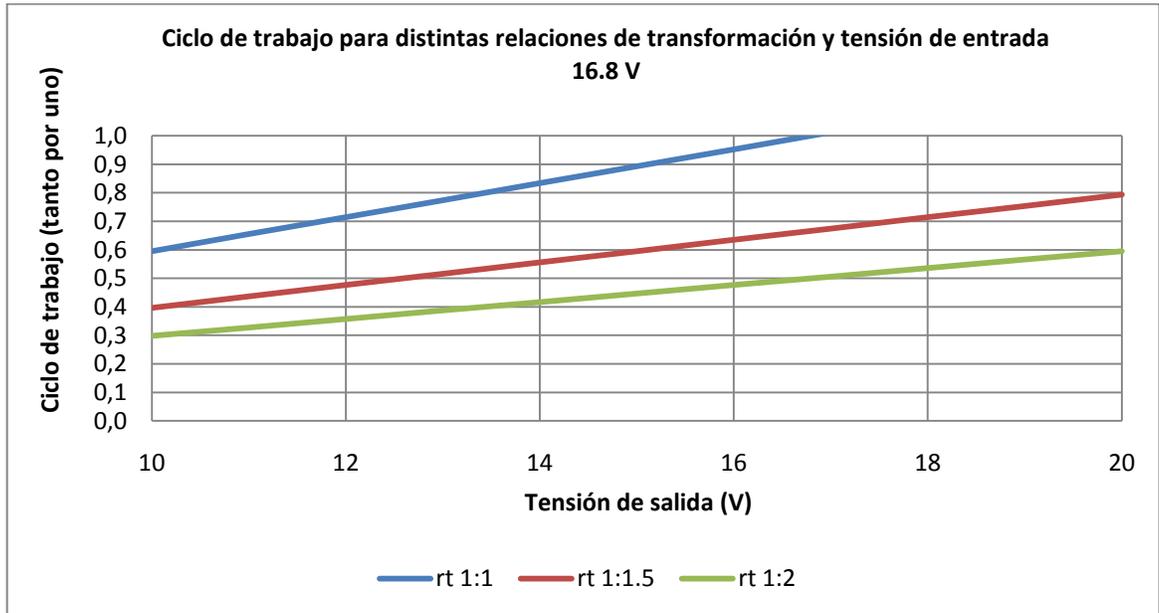


Figura 73 Ciclo de trabajo en función de la tensión de salida con tensión de entrada mínima



En las dos gráficas anteriores se puede apreciar que cuanto menor es la relación de transformación mayor es el ciclo de trabajo. Esto implica una mayor tensión para la desmagnetización del transformador. Cuando sólo funciona una pila de combustible y la relación de transformación es 1:1, no se puede alcanzar la tensión máxima del bus (20 V). El motivo es que la tensión máxima que se puede proporcionar teóricamente a la salida es igual a la tensión de entrada (16,8 V con un ciclo de trabajo igual a 1). Sin embargo, esta situación sería inalcanzable en la práctica porque el ciclo de trabajo no se puede saturar a 1 ya que no se desmagnetizaría el transformador.

En resumen, la relación de transformación no puede ser 1:2 porque implica que las corrientes eficaces del devanado primario son muy grandes. Una corriente eficaz grande incrementa las pérdidas y el condensador de entrada tiene que soportar un rizado de corriente muy elevado. Tampoco la relación de transformación puede ser 1:1 porque hace que las tensiones necesarias para desmagnetizar el transformador sean muy grandes. Una tensión grande implica que el condensador de la rama de desmagnetización tiene que soportar una tensión máxima elevada.

Por lo tanto, la relación de transformación 1:1,5 proporciona un compromiso entre el tamaño del condensador de entrada y del condensador de la rama de desmagnetización. Se trata de equilibrar el rizado de corriente de entrada y la tensión de desmagnetización del transformador.

El transformador ha sido diseñado con el programa de diseño de componentes magnéticos PExprt. Los datos de entrada a este programa son los datos de la forma de onda de tensión que soporta el transformador (Figura 74). Los datos de salida son los datos constructivos del transformador, así como una estimación de las pérdidas en el núcleo y en el cobre del mismo (Figura 75).

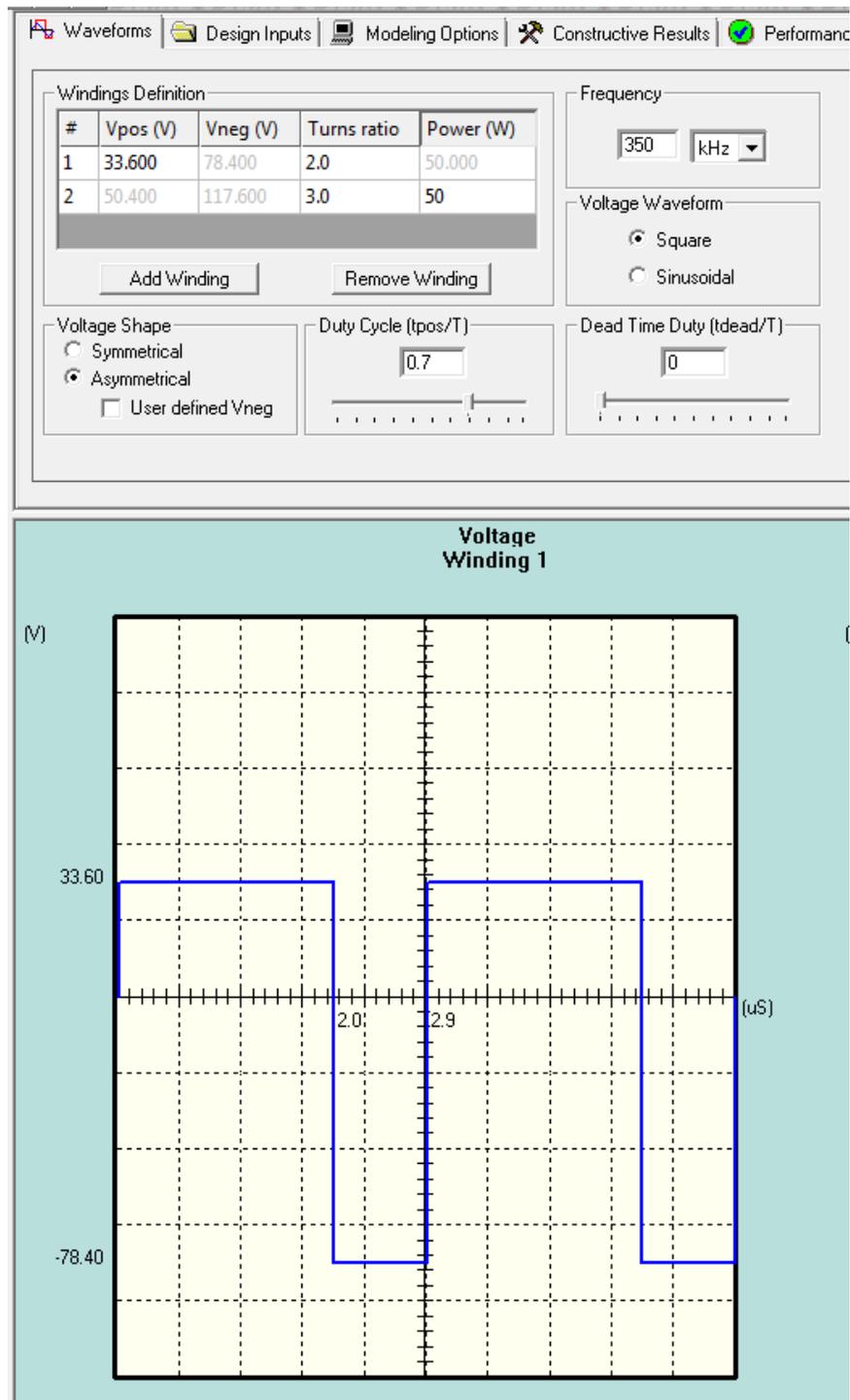


Figura 74 Datos de entrada del transformador en PExpri

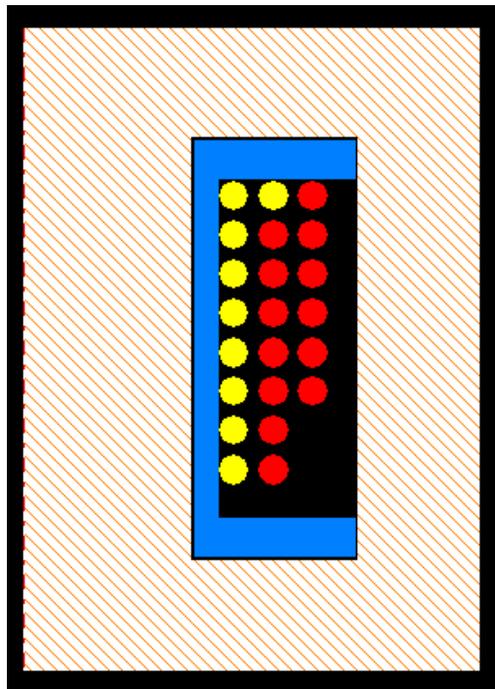
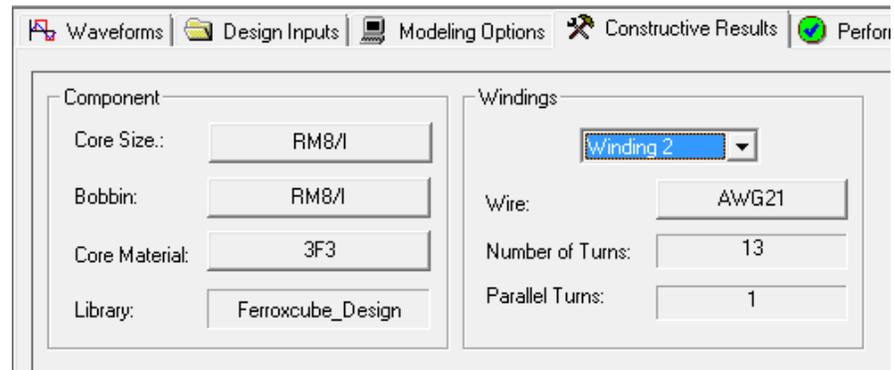
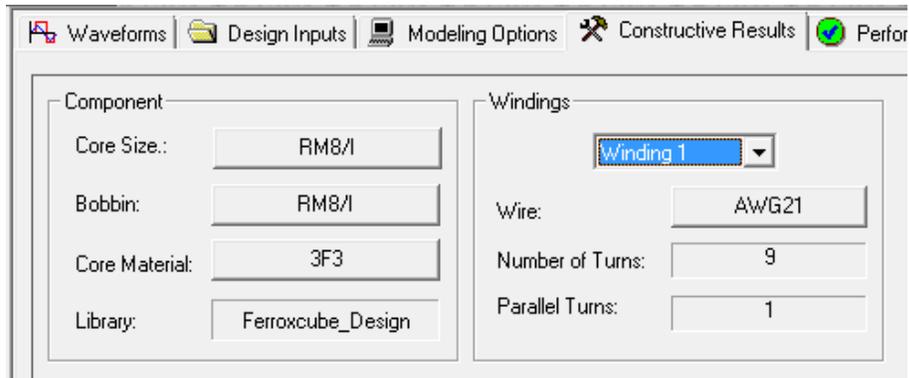


Figura 75 Datos de salida de PExprt del transformador

4.2.3 Condensador de entrada

Los convertidores conmutados producen grandes rizados de corriente que se generan a partir de las conmutaciones de los elementos semiconductores del convertidor. Se desea que la corriente que demanda el convertidor no sea demandada directamente a la pila de combustible porque posee un gran rizado de corriente. Con el fin de disminuir el rizado de corriente demandado a la pila, se va a colocar un condensador. El condensador tiene la misión de filtrar el rizado de esa corriente. Este elemento está colocado para evitar demandar a la pila de combustible grandes picos de corriente. El condensador está ubicado entre las pilas de combustible y el convertidor forward, según está representado en la Figura 76.

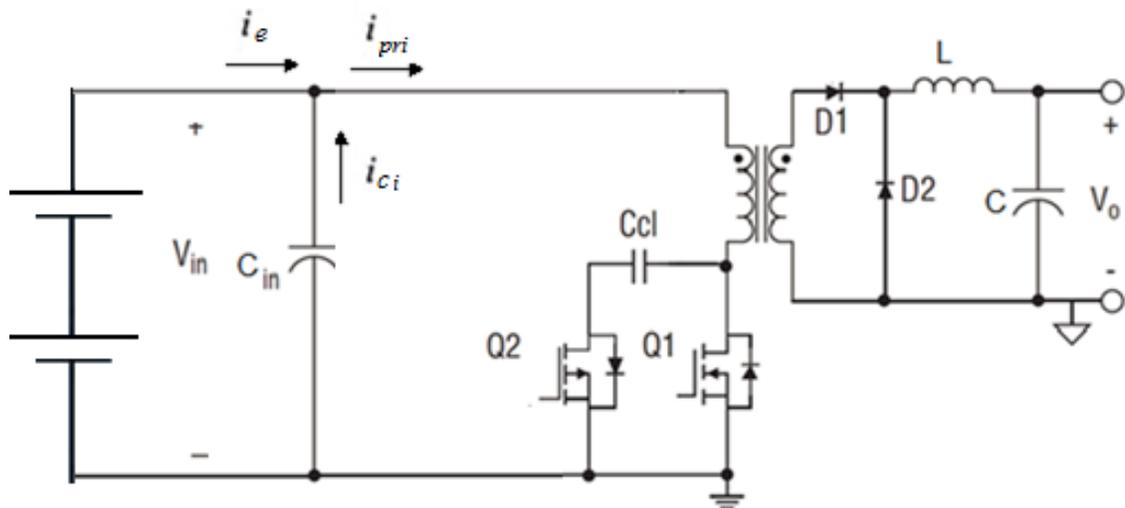


Figura 76 Esquema del forward con condensador de entrada

Como no se conoce un modelo detallado de la pila de combustible, se va a suponer que todo el rizado de corriente que genera el convertidor va a ser filtrado por el condensador de entrada. Con este supuesto la corriente de entrada va a ser continua y la corriente que circula por el condensador es (71). Las formas de onda de estas tres corrientes están representadas en la Figura 77.

$$i_{ci}(t) = i_{pri}(t) - I_e \quad (71)$$

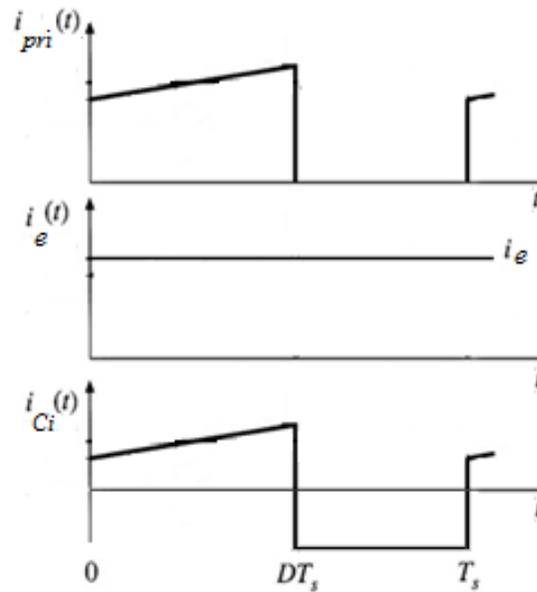


Figura 77 Formas de onda de corrientes condensador de entrada

Suponiendo que la corriente de entrada es continua, el valor eficaz de corriente del condensador corresponde a la ecuación (58) anteriormente mencionada.

Se va a comprobar cómo se ve afectada la corriente eficaz y el rizado de corriente en el condensador (ΔI_{Ci}) en función del diseño del filtro de salida. La Tabla 13 representa las corrientes de entrada y las corrientes de pico en el condensador en función del diseño utilizado cuando la tensión de entrada y la potencia de salida son máximas y la tensión de salida es mínima (10 V).

	ΔI_{Ci} N 1:1,5 (A)	I_{CiRMS} N 1:1,5 (A_{RMS})
DISEÑO 1	8,1	2,995
DISEÑO 2	7,8	2,992
DISEÑO 3	7,8	2,992
DISEÑO 4	7,7	2,991
DISEÑO 5	7,7	2,991
DISEÑO 6	7,6	2,991
DISEÑO 7	7,59	2,991

Tabla 13 Corriente eficaz y rizado de corriente en el condensador de entrada en función del diseño

Si se observa la Tabla 13 el valor eficaz de corriente en el condensador varía en cantidades que están en torno a cientos de miliamperios. El rizado de corriente en el condensador presenta mayores variaciones. El rizado aumenta debido al aumento de rizado en la bobina

El condensador de entrada va a ser elegido en función de la corriente eficaz máxima que tiene que soportar. La corriente será máxima cuando la potencia y la tensión de entrada sean máximas. Se va a representar el valor de corriente eficaz en función de la tensión de salida para las tres relaciones de transformación (Figura 78). El filtro escogido para el análisis es el que tiene una bobina de 100 μH y un condensador de 220 μF (diseño 4 y 5).

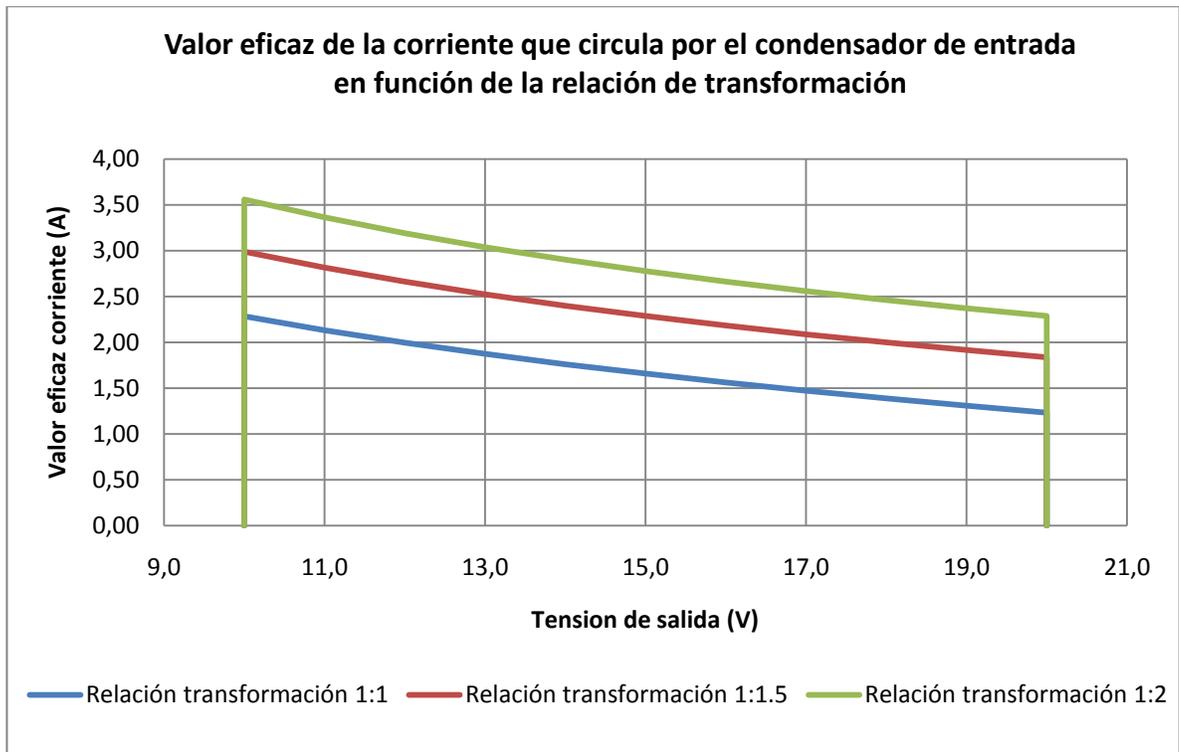


Figura 78 Valor eficaz de la corriente que circula por el condensador de entrada

Para una relación de transformación 1:1,5 el valor máximo de corriente eficaz es de 3 amperios. El rizado de corriente máximo va a depender de la del diseño, pero según la Tabla 13 el rizado máximo son 8,1 A. No se han encontrado condensadores que sean capaces de soportar ese rizado de corriente, por lo que se ha decidido colocar varios condensadores en serie para que el conjunto sea capaz de soportar el rizado. El condensador elegido es de la marca AVX [15] y sus características están enumeradas en la Tabla 14. El número de condensadores necesarios se calcula a partir del rizado necesario dividido por el rizado que soporta cada condensador (72).

Modelo	TPSU336*035#080
Capacidad	33 μF
Tensión máxima	35 V
ESR	80 m Ω
Rizado máximo admisible	1768 mA

Tabla 14 Características del condensador de entrada

$$n^{\circ} \text{ condensadores} = \frac{\Delta I_{Ci}}{\Delta I_{\text{maximo condensador}}} = \frac{8 \text{ A}}{1768 \text{ mA}} \cong 5 \text{ condensadores} \quad (72)$$

Al haber 5 condensadores a la entrada en paralelo, la capacidad del conjunto es $33 \mu\text{F} \cdot 5 \text{ ud} = 165 \mu\text{F}$ y la resistencia en serie equivalente (ESR) es $80 \text{ m}\Omega / 5 \text{ ud.} = 16 \text{ m}\Omega$.

Hay que recordar que estos condensadores son necesarios solo en el caso en que todo el rizado que provoca el convertidor lo filtre el condensador de entrada. Sólo en ese caso serán necesarios los cinco condensadores.

4.2.4 Selección componentes rama enclavamiento activo

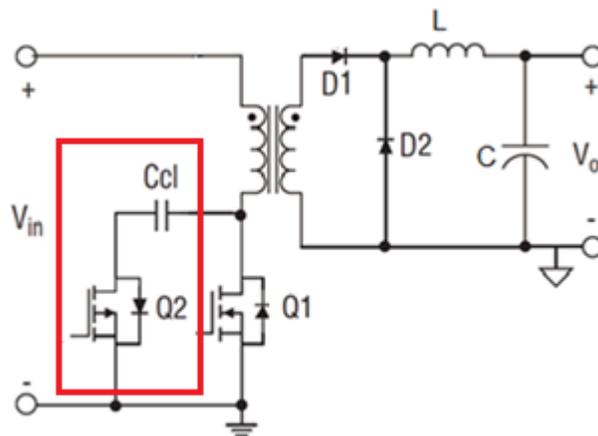


Figura 79 Componentes de la rama de enclavamiento activo

En este apartado se van a seleccionar el condensador y el MOSFET de la rama de enclavamiento activo. Los elementos son los que están encuadrados en la Figura 79.

El valor del condensador de enclavamiento se selecciona en base a la tensión máxima que tiene que soportar. El condensador debe tener una capacidad lo suficientemente grande para que funcione como una fuente de tensión constante.



Si de repente hay un cambio en el ciclo de trabajo es necesario un tiempo para que la tensión de enclavamiento se estabilice, y además la tensión de reseteo del transformador se adapte. Con grandes valores de condensador se tiene menos rizado de corriente, pero se introduce una respuesta transitoria limitada. Por el contrario, si se introducen pequeños valores se obtendrá una respuesta transitoria más rápida a pesar de tener mayor rizado de corriente.

Idealmente el condensador de enclavamiento debería ser seleccionado para permitir algo de rizado de corriente pero no tanto como para añadir un voltaje adicional al MOSFET Q_1 . Se puede permitir aproximadamente un 20 % de rizado de corriente prestando especial atención a la tensión drenador fuente del MOSFET Q_1 .

Un método simplificado para aproximar el condensador C_{cl} es haciendo que la constante de tiempo del condensador (T) sea mucho mayor que el t_{off} máximo del convertidor [12].

Para ello se puede utilizar la siguiente expresión (73).

$$T = 2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_{mag} \cdot C_{Cl}} > 10 \cdot t_{off(max)} \quad (73)$$

Donde L_{mag} es la inductancia magnetizante y $t_{off(max)}$ es el tiempo de apagado máximo. Dividiendo en ambos lados por el período, y despejando C_{cl} , se obtiene la expresión en función del parámetro de diseño C_{cl} (74).

$$C_{CL} > \frac{10 \cdot (1 - D_{min})^2}{L_{mag} \cdot (2 \cdot \pi \cdot f)^2} = \frac{10 \cdot (1 - 0,1984)^2}{150 \mu \cdot (2 \cdot \pi \cdot 500000)^2} = 4,3 \text{ nF} \quad (74)$$

Ya se sabe que la capacidad del condensador debe ser superior a 4,3 nF, por lo tanto se van a estudiar otros factores característicos del condensador.

La tensión máxima que va a tener que soportar el dieléctrico del condensador se va a representar en la Figura 80. En la gráfica se representa la tensión del condensador de enclavamiento en función de la tensión de salida para cuando la tensión de entrada es mínima (16,8 V) y cuando la tensión de entrada es máxima (33,6V) para la configuración Low-Side y relación de transformación 1:1,5.

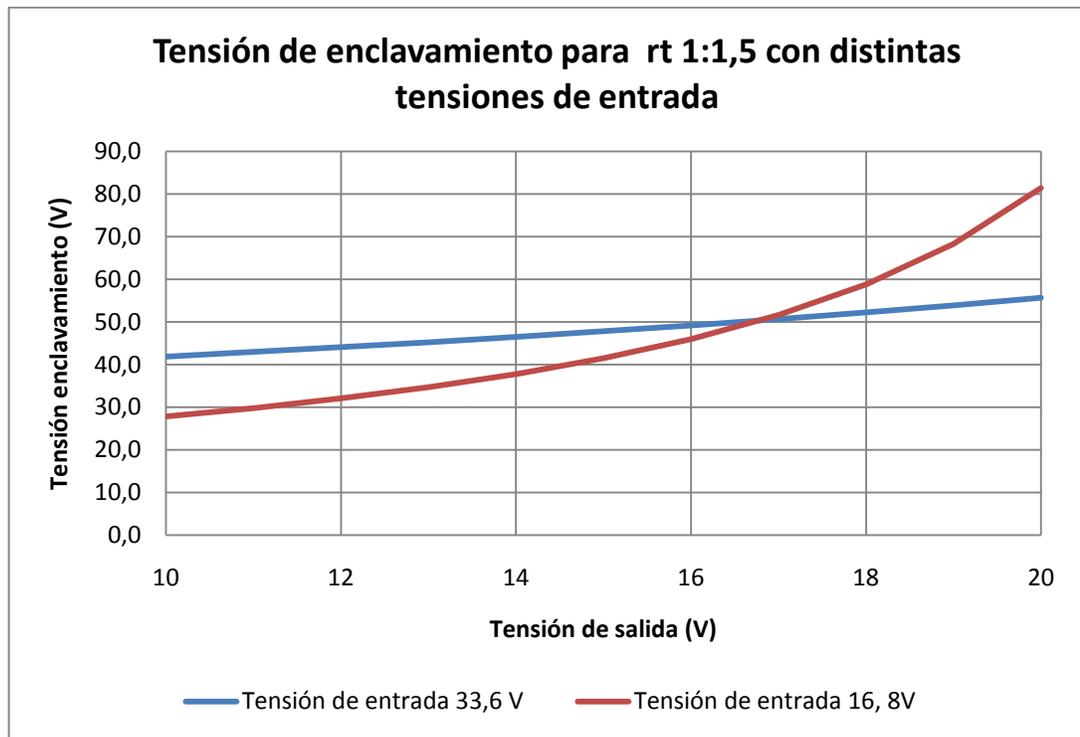


Figura 80 Tensión en el condensador de enclavamiento para en configuración Low- Side para tensiones de entrada diferentes

Observando la gráfica se ve que la tensión máxima se alcanza cuando sólo está funcionando una pila de combustible. Esta tensión es 82 V. Por lo tanto el condensador elegido es de la serie XR7 de AVX [16] que tiene una capacidad de 100 nF, un dieléctrico que soporta hasta 100 V, es de montaje superficial y su encapsulado es 0805.

El MOSFET de canal P debe soportar la misma tensión que el condensador de enclavamiento y la corriente que lo atraviesa es la que circula por la bobina magnetizante durante t_{off} . Esta corriente nunca supera los 200 mA. Conocidas las especificaciones el transistor elegido es el IRF6217 que tiene un encapsulado SO-8, soporta una tensión máxima drenador-fuente de 150 V, la máxima corriente que soporta en continua son 700 mA y la tensión puerta fuente máxima son 20 V.

4.2.5 Selección del MOSFET principal

El MOSFET principal (Q_1) que se selecciona en este apartado está recuadrado en la Figura 81. Se ha elegido a partir de los valores máximos que debe soportar este componente para cada diseño y para la relación de transformación elegida 1:1,5.

El valor máximo de tensión que soporta el MOSFET es el mismo que tiene que soportar el condensador C_{cl} . Las corrientes toman valores máximos cuando el convertidor entrega la

potencia máxima y la tensión de salida es mínima. Los valores máximos están representados en la Tabla 15. Se van a buscar componentes que soporten los valores de tensión y corriente establecidos. Los MOSFET vienen caracterizados por la tensión drenador fuente (V_{ds}), la corriente en continuo máxima (I_{dmax}) y la tensión puerta fuente (V_{gs}). La tensión V_{gs} es 15 V puesto que esa es la tensión de salida del driver.

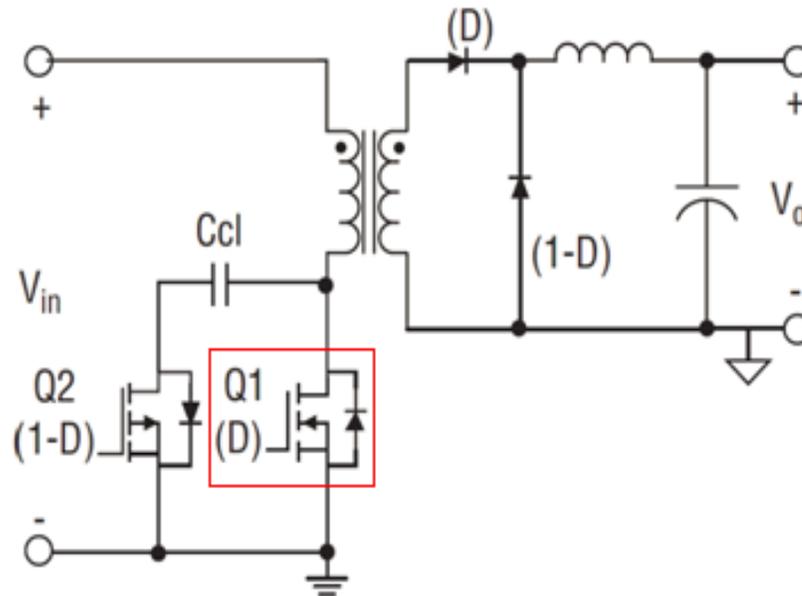


Figura 81 MOSFET a seleccionar

		Vmax (V)	Imed (A)	Iprimms (A)	Irip (A)
Rt 1:1,5	DISEÑO 1	81,4	1,75	3,34	8,14
	DISEÑO 2	81,4	1,69	3,34	7,84
	DISEÑO 3	81,4	1,69	3,34	7,84
	DISEÑO 4	81,4	1,66	3,34	7,71
	DISEÑO 5	81,4	1,66	3,34	7,71
	DISEÑO 6	81,4	1,65	3,34	7,67
	DISEÑO 7	81,4	1,64	3,34	7,63

Tabla 15 Valores máximos de tensión y corriente que debe soportar el MOSFET principal

Conocidas las características que deben tener los MOSFET se ha procedido a buscar el componente que más se ajusta al diseño del circuito, teniendo en cuenta las pérdidas y el tamaño del componente. El objetivo es seleccionar el componente que menores pérdidas presente y que menor volumen tenga para cada diseño.

Se han calculado las pérdidas de conducción, que están determinadas por la R_{DSonm1} (resistencia drenador fuente en conducción) del componente. También se han calculado las pérdidas de conmutación, que están determinadas por su C_{issm1} (capacidad de entrada del transistor) y área del componente.

Se va a estudiar cómo se distribuyen las pérdidas que se generan en el MOSFET principal Q_1 . Como se puede observar en la Figura 82 se han representado en colores diferentes las pérdidas de conducción y de conmutación generadas. El estudio se ha realizado para tensión de entrada, potencia y tensión de salida nominal. En la parte inferior consta la referencia del componente con el que se han calculado las pérdidas, la capacidad de entrada y la resistencia en conducción de cada transistor.

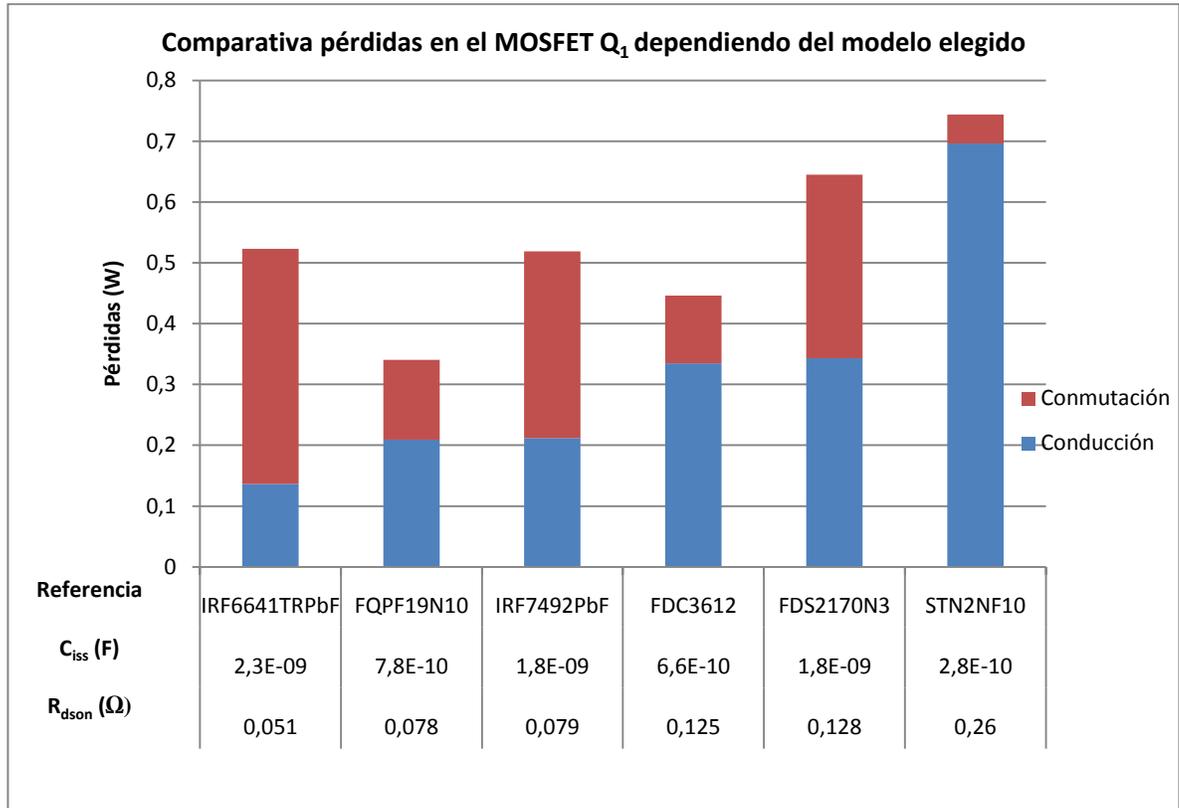


Figura 82 Comparativa de las pérdidas que se producen en el MOSFET principal

En la gráfica anterior se puede observar que los componentes que tienen mayor capacidad de entrada presentan mayores pérdidas de conmutación y los que tienen mayor resistencia en conducción tienen mayores pérdidas de conducción. Para el presente diseño lo ideal es que haya un equilibrio entre la capacidad de entrada y la resistencia de conducción y que estas sean lo más pequeñas posibles. De los transistores estudiados el que menores pérdidas tiene es el FQPF19N10, por lo tanto es el elegido.

Las principales características del modelo FQPF19N10 son que soporta una corriente en continua máxima de 13,6 A, la tensión drenador fuente máxima soportada son 100V, su $R_{DS(on)}$ es 0.078 Ω y la tensión puerta fuente máxima son 10 V.

4.2.6 Selección de los diodos D1 y D2

En este apartado se procede a la selección de los diodos D1 y D2 del circuito (Figura 83). Se trata de encontrar el componente que menores pérdidas y tamaño tenga. También se ha estudiado la posibilidad de utilizar transistores MOSFET en vez de diodos. Se han estudiado los valores máximos de corriente y tensión que debe de soportar cada uno de los componentes para la relación de transformación 1:1,5 y para cada diseño. Los valores están representados en la Tabla 16. Los parámetros que generalmente caracterizan al diodo son su valor eficaz de corriente máximo y su tensión cátodo- ánodo máxima (V_{maxd}).

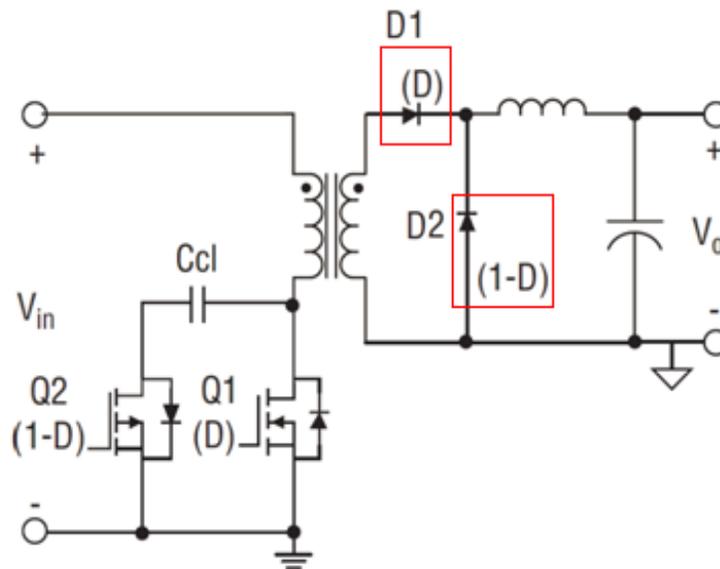


Figura 83 Diodos a seleccionar

La tensión máxima en el diodo 1 se produce cuando la tensión de enclavamiento es máxima (V_{cl}). La tensión que soporta el diodo es la que se aplica directamente al primario del transformador. Esta tensión se produce durante el instante t_{off} que es el instante en el que D2 está conduciendo y cuando la tensión de entrada es mínima porque es cuando se produce la tensión máxima en la rama de enclavamiento. Por lo tanto la tensión que debe soportar el diodo 1 corresponde a la ecuación (75).

$$V_{maxd1} = (V_{clmax} - V_{emin}) \cdot N \quad (75)$$

La tensión máxima que soporta el diodo 2 es la tensión máxima de entrada multiplicado por la relación de transformación (76).

$$V_{\max d2} = V_{\max} \cdot N \quad (76)$$

En el caso de utilizar MOSFET en vez de diodos la tensión V_{gs} que tienen que soportar el transistor que hace la función del diodo 1 es la $V_{\max d2}$ y la tensión V_{gs} que tiene que soportar la tensión que hace la función del diodo 2 es $V_{\max d1}$. Estos valores de tensión no son adecuados para realizar el esquema de rectificación síncrona autoexcitada de la Figura 56, y por tanto se ha descartado la posibilidad de utilizar MOSFET en lugar de diodos.

		Diodo 1			Diodo 2			ΔI_{Lpp} (A)
		i_{d1m}	i_{d1rms}	$V_{\max d1}$	i_{d2m}	i_{d2rms}	$V_{\max d2}$	
Rt 1:1,5	DISEÑO 1	0,99	2,23	96,92	4,01	4,48	50,40	5,36
	DISEÑO 2	0,99	2,23	96,92	4,01	4,48	50,40	5,17
	DISEÑO 3	0,99	2,23	96,92	4,01	4,48	50,40	5,17
	DISEÑO 4	0,99	2,23	96,92	4,01	4,48	50,40	5,08
	DISEÑO 5	0,99	2,23	96,92	4,01	4,48	50,40	5,08
	DISEÑO 6	0,99	2,23	96,92	4,01	4,48	50,40	5,05
	DISEÑO 7	0,99	2,23	96,92	4,01	4,48	50,40	5,03

Tabla 16 Valores máximos de corriente y tensión del diodo 1 y diodo 2

Conociendo los valores máximos se ha realizado una búsqueda de componentes que soporten los valores medios de corriente y la tensión máxima. Posteriormente se ha realizado un estudio de las pérdidas.

Se han calculado las pérdidas en el diodo 1 cuando la relación de transformación es (1:1,5) y cuando el convertidor funciona a valores nominales. Las pérdidas están representadas en la Figura 84

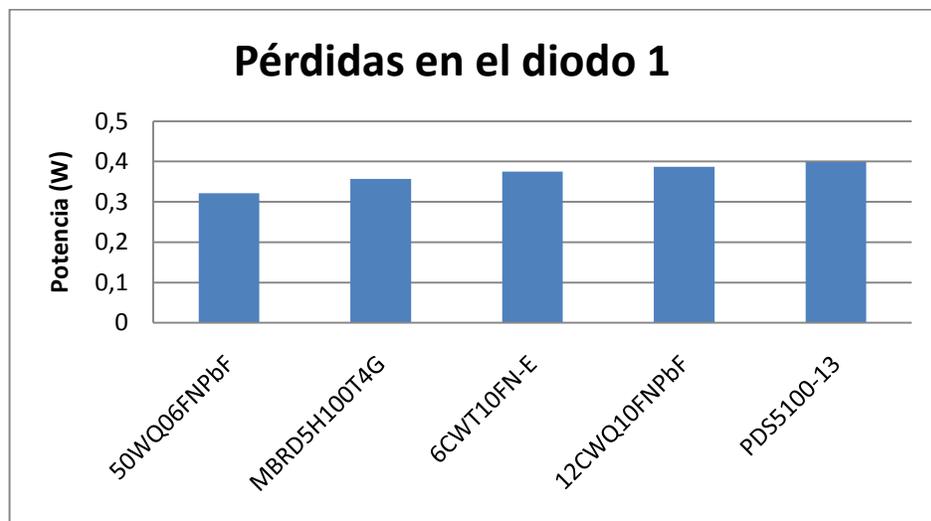


Figura 84 Pérdidas en el diodo 1 para valores nominales

También se han calculado las pérdidas en el diodo 2 cuando la relación de transformación es (1:1,5) y cuando el convertidor funciona a valores nominales. Éstas están representadas en la Figura 85.



Figura 85 Pérdidas en el diodo 2 para valores nominales

Observando las dos gráficas anteriores la mejor opción es escoger el diodo 50WQ06FNPbF [18] para los dos diodos. Este diodo es un diodo de Schottky capaz de soportar una tensión inversa máxima de 100 V, su tensión de ruptura típica es 0,54 V y la corriente media que soporta son 5,5 A .

4.3. Resumen de resultados

En este apartado se van a presentar los resultados obtenidos. En primer lugar se van a presentar las pérdidas estimadas en el convertidor considerando los siete diseños del filtro de salida, con relación de transformación 1,5. Los cálculos se han dividido en dos figuras distintas según la tensión de salida: cuando la tensión de salida es mínima (Figura 86) y cuando la tensión de salida es nominal (Figura 87). Las tres columnas de datos que hay en cada gráfica representan situaciones diferentes de funcionamiento del convertidor: cuando su tensión de entrada es 33,6 V y entrega una potencia de 50 W, cuando su tensión de entrada es 33,6 V y entrega una potencia de 30 W y cuando su tensión de entrada es 16,8 V y entrega una potencia de 25 W.

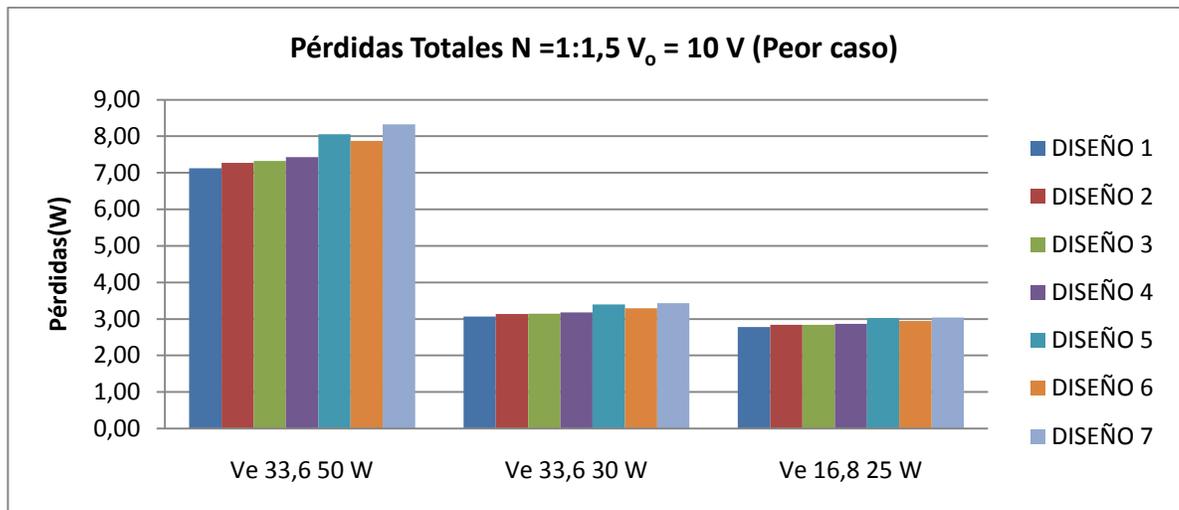


Figura 86 Pérdidas totales para diferentes puntos de funcionamiento con 10 V de tensión de salida

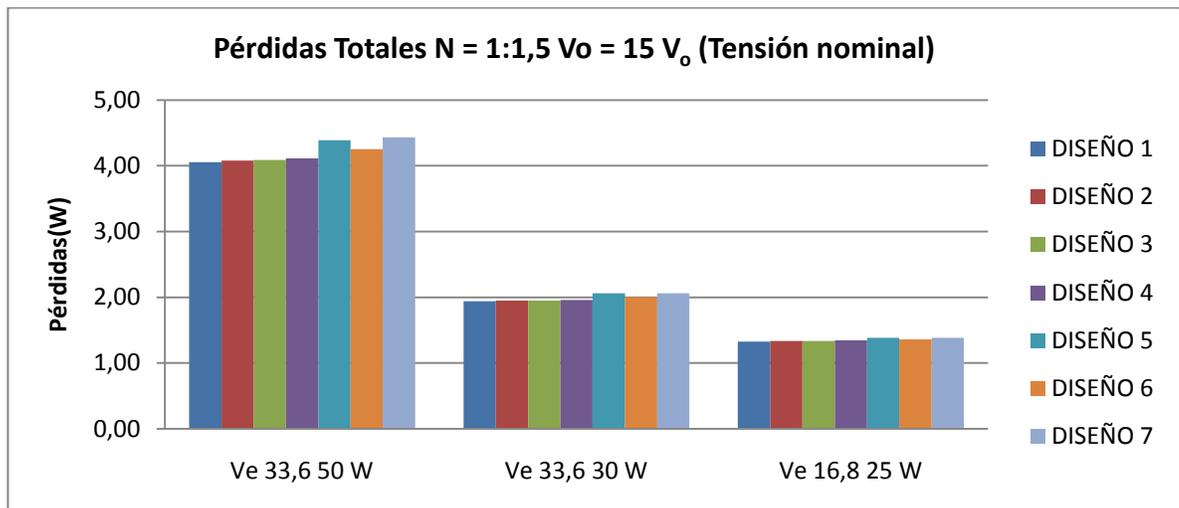


Figura 87 Pérdidas totales para diferentes puntos de funcionamiento con tensión de salida nominal

Las mayores pérdidas se producen en los casos en los que las potencias de salida son mayores, como se observa en las gráficas anteriores. Las pérdidas para tensión de salida nominal son menores para el caso de tensión de salida 15 V que para el caso de tensión de salida 10 V. Esto demuestra que las pérdidas del convertidor diseñado son muy dependientes de los valores de corriente que circulan por el convertidor.

El siguiente análisis que se va a realizar va a ser estudiar cómo se distribuyen las pérdidas por componentes (Figura 88). La representación se ha realizado cuando la tensión de entrada del convertidor es 33,6 V, cuando la tensión de salida es 15 V y cuando entrega una potencia de 30 W, es decir, en la situación nominal.

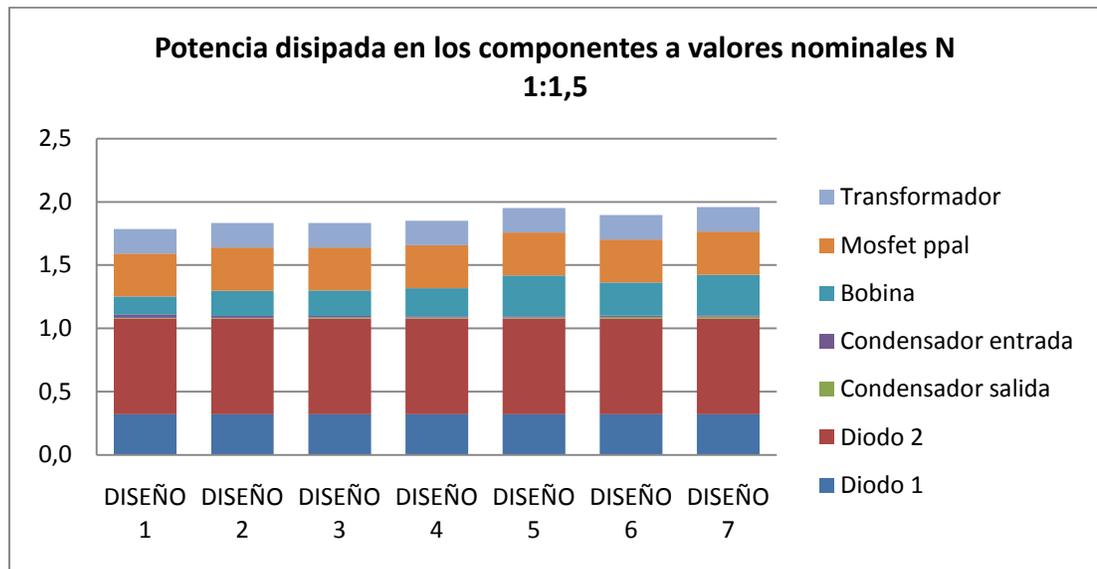


Figura 88 Representación de las pérdidas distribuidas por componentes cuando la relación de transformación es 1:1,5

Si se observa cómo están distribuidas las pérdidas en los diferentes diseños, el elemento en dónde se disipa un mayor porcentaje del total de las pérdidas es el diodo 2. Estas pérdidas se producen en el intervalo t_{off} que es el instante en el que el diodo 2 está en conducción. Lo ideal es que las pérdidas fueran las mismas en el diodo 1 y en el diodo 2. Este caso se produce cuando el ciclo de trabajo del convertidor es 0,5. Si se representan las pérdidas en ese supuesto caso (Figura 89) se puede observar que se reducen considerablemente. Sin embargo, observando la Figura 72 y Figura 73 puede observarse que en condiciones nominales ($V_o = 15 V$) el ciclo de trabajo no puede ser 0,5.

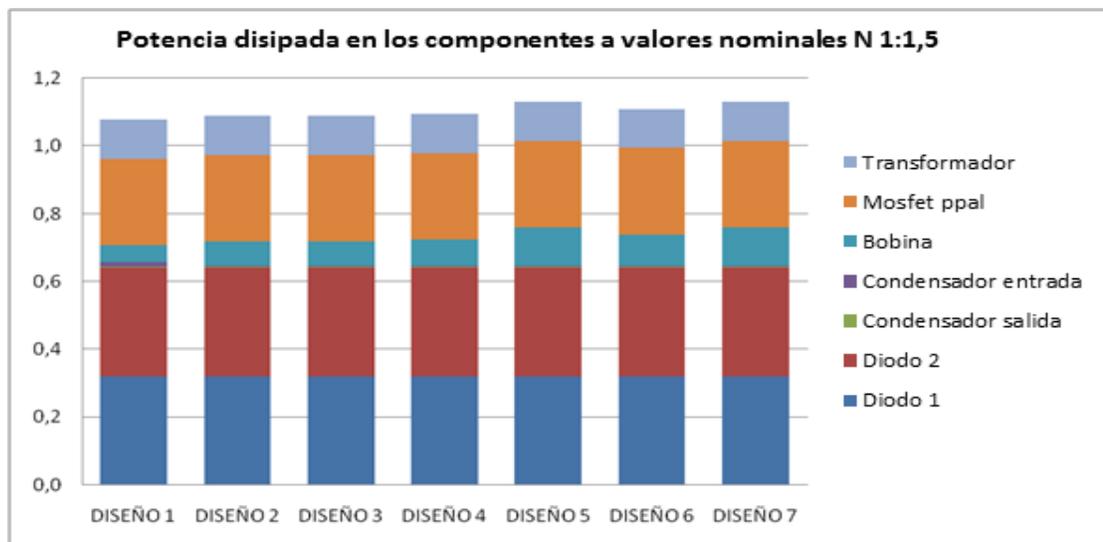


Figura 89 Punto de funcionamiento en el que las pérdidas son mínimas

El área total que ocupan todos los componentes en cada diseño estudiado se representa en la Figura 90. Si observamos la gráfica podemos llegar a la conclusión de que no existen diferencias notables de tamaño en todos los diseños salvo en el diseño 5 y en el 7.

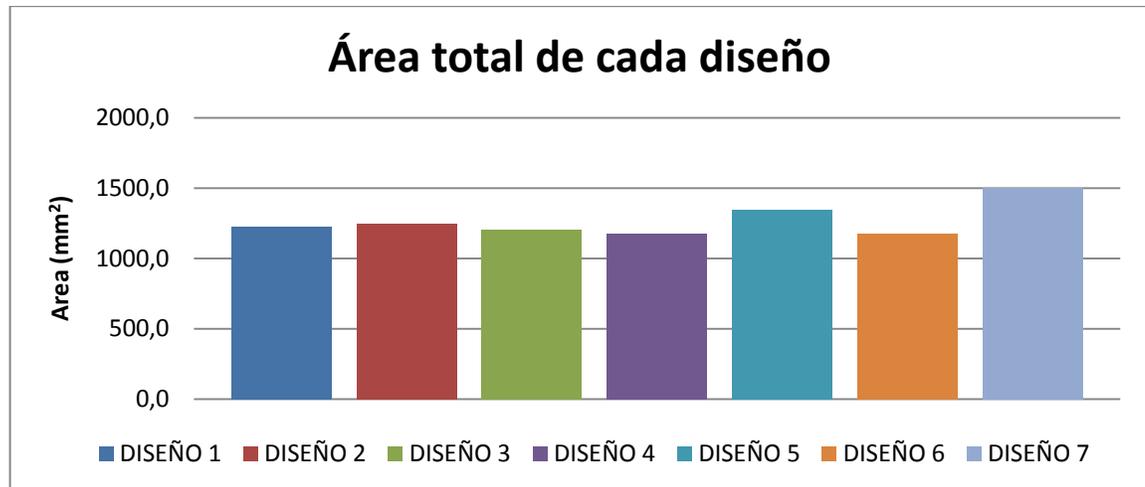


Figura 90 Área total de cada uno de los diseños seleccionados.

La Tabla 17 representa los rendimientos estimados que tienen los diseños estudiados cuando el convertidor trabaja en diferentes condiciones de tensión de entrada y potencia de salida. Estos datos sólo estiman las pérdidas en el convertidor de potencia, sin incluir consumo de circuitos adicionales que son indispensables para su funcionamiento (controlador, sensado, alimentación auxiliar, etc.).

	η	η	η
	50 W $V_o = 15 V$ $V_e = 33,6$	30 W $V_o = 15 V$ $V_e = 33,6$	25 W $V_o = 15 V$ $V_e = 16,8$
DISEÑO 1	92,8%	94,0%	93,2%
DISEÑO 2	92,6%	93,9%	93,1%
DISEÑO 3	92,5%	93,9%	93,0%
DISEÑO 4	92,4%	93,8%	93,0%
DISEÑO 5	91,9%	93,5%	92,7%
DISEÑO 6	92,1%	93,7%	92,9%
DISEÑO 7	91,8%	93,5%	92,7%

Tabla 17 Rendimientos del convertidor para puntos de funcionamiento más importantes

La variación en los rendimientos en función de la elección del componente nunca es superior a un punto por lo tanto tampoco va a ser un factor decisivo en la elección del filtro.

Conociendo la energía que puede entregar cada pila de combustible, se puede conocer la duración total que puede estar alimentando una carga el sistema, se sabe que cada equipo es capaz de suministrar 20 W durante 9 horas, por lo tanto se puede calcular la energía almacenada según (77).

$$E = P \cdot t \cdot n = 20 \text{ W} \cdot 9 \text{ horas} \cdot \frac{3600 \text{ seg}}{1 \text{ hora}} \cdot 2 \text{ baterías} = 1296000 \text{ Julios} \quad (77)$$

Si se quiere calcular la duración total del conjunto batería más convertidor funcionando a las especificaciones mencionadas anteriormente, se puede calcular (78).

$$\text{Duración (horas)} = \frac{E}{(P_{\text{sum}} + P_{\text{pérdidas}}) \cdot 3600} \quad (78)$$

Con el cálculo de esta fórmula se puede obtener el tiempo que es capaz el equipo de alimentar una carga cuya potencia sea P_{sum} . La Figura 91 representa el tiempo que es capaz de suministrar potencia nominal (30 W) con dos pilas de combustible con cartuchos de metanol completos y tensión de salida nominal (14,4 V).

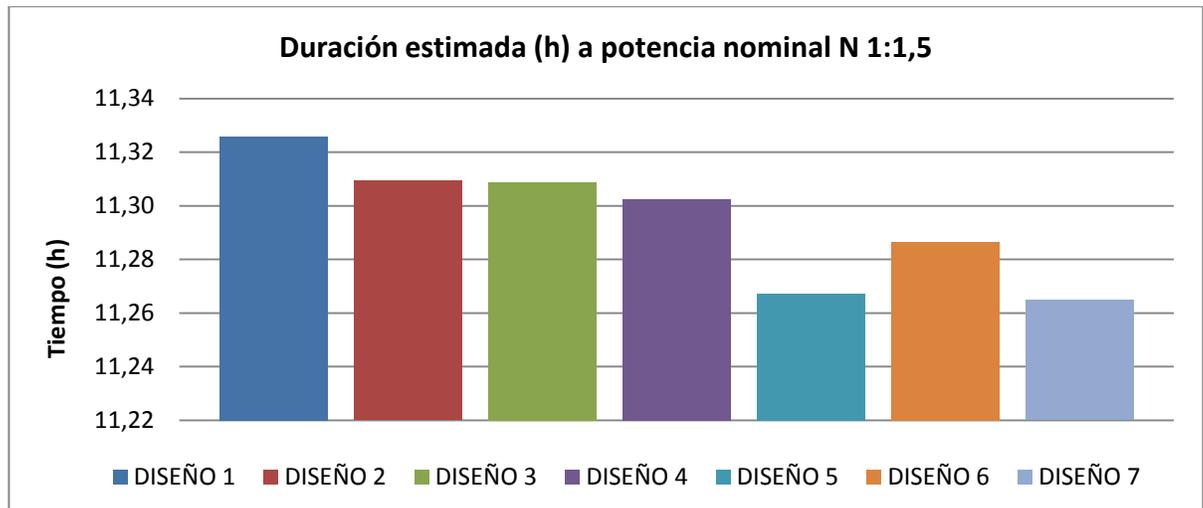


Figura 91 Duración estimada para potencia nominal

Observando la gráfica anterior se observa que ninguno de los diseños es capaz de suministrar la potencia nominal durante 12 horas. La diferencia de tiempo que hay entre elegir un diseño u otro es muy pequeña. Esta diferencia asciende a tres minutos y medio entre el diseño que tiene más duración respecto al que menos. La Figura 92 representa el tiempo que es capaz de suministrar la potencia máxima para tensión de entrada 33,6 V y tensión de salida nominal.

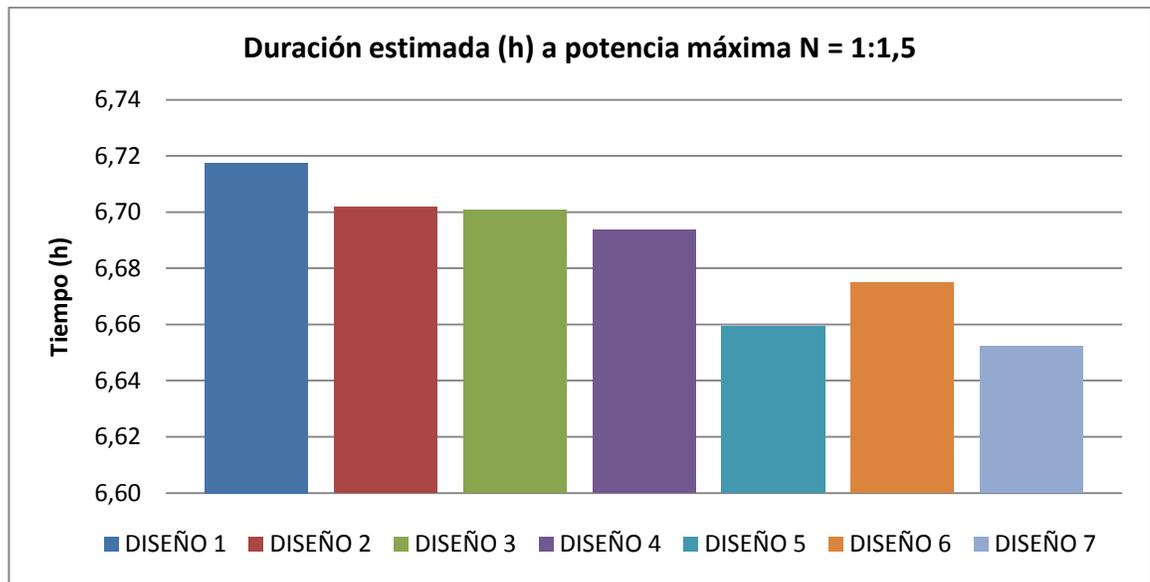


Figura 92 Duración estimada para potencia máxima

Observando la figura anterior se observa que todos los diseños superan con creces la especificación de alimentar con potencia máxima durante dos horas.

Teniendo en cuenta que todos los posibles diseños de filtro de salida no presentan amplias variaciones y que en el apartado de selección de filtro de salida se ha determinado que los diseños 4 y 5 son los diseños más recomendables, la selección es el diseño 4. El esquema general del circuito es por tanto el de la Figura 93.

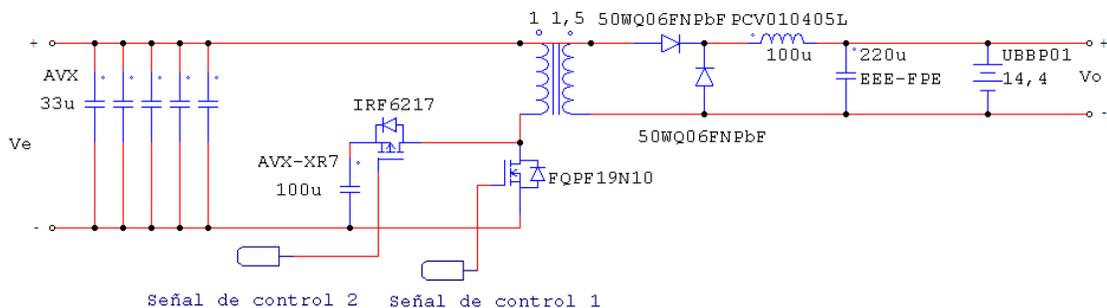


Figura 93 Esquema eléctrico del circuito con los componentes seleccionados.



5. Modelado del acondicionador

Hoy en día la simulación es considerada un paso imprescindible en el proceso de diseño de cualquier circuito electrónico. Como ya se mostró en la sección anterior, la simulación es una herramienta que se ha utilizado para verificar el comportamiento del circuito, las prestaciones del filtro de salida, y las corrientes por el condensador de entrada.

En el mercado existe una amplia oferta de simuladores eléctricos, como el ORCAD/PSPICE, PSIM, Matlab-Simulink, Simplorer, Saber, etc. Cada uno de estos simuladores presenta ventajas y desventajas respecto a sus competidores.

En este proyecto fin de carrera se ha planteado el objetivo de proponer un modelo del convertidor desarrollado. Este modelo debería ser capaz de permitir analizar el comportamiento del circuito y simular el sistema de alimentación completo. Por ello se van a proponer dos tipos de modelos:

- Modelo conmutado, que permite analizar las tensiones y corrientes en todos los elementos del circuito.
- Modelo promediado, que desprecia la información a nivel de conmutación pero permite reducir los tiempos de simulación significativamente y facilita la obtención de la función de transferencia del convertidor para su análisis dinámico.

Además se ha trabajado con dos simuladores diferentes tratando de aprovechar las ventajas que presenta cada uno de ellos:

- PSIM, por ser un simulador eléctrico de fácil utilización y completamente orientado a la simulación de circuitos de electrónica de potencia.
- MATLAB-Simulink, por ser un simulador de propósito general.

En muchas ocasiones los modelos de las pilas de combustible se proponen MATLAB, y por tanto es de mucha utilidad disponer de un modelo del convertidor que pueda emplearse en este simulador. Los modelos mencionados para los dos simuladores se describen en las siguientes secciones.

5.1. Psim

5.1.1 Modelo Conmutado

Debido a que PSIM es una herramienta específica para la simulación de circuitos electrónicos de potencia permite realizar un análisis más exhaustivo del convertidor

pudiendo introducir elementos reales para poder conocer mejor el rendimiento y la respuesta dinámica del convertidor. Se ha realizado un modelo del circuito representado en la Figura 94.

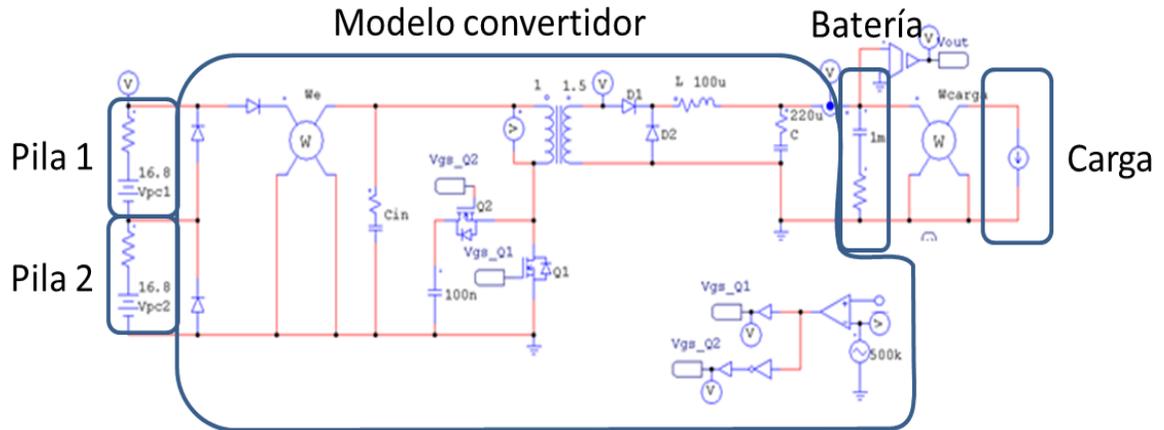


Figura 94 Modelo del circuito del forward real en PSIM

El objetivo de la simulación es estudiar las formas de onda en todos los componentes para poder comprobar que los valores máximos de tensiones y corrientes se corresponden con todo lo calculado. También ha sido utilizado para comprobar los rizados ocasionados.

Para considerar el comportamiento de la pila de combustible en la simulación del circuito, se propone un modelo basado en una fuente de tensión ideal, que representa la tensión en vacío de la pila (16,8 V), más una resistencia en serie para representar la regulación de carga (0,5 Ω). Este modelo es el empleado en el esquemático de la Figura 94. Este modelo es muy simple pero no considera el comportamiento real de la pila Ultracell XX25 cuando la corriente es mayor que 1,5 A.

Los dos diodos que hay paralelos a la pila de combustible, son los diodos que sirven para que circule corriente por ellos cuando una de las pilas de combustible queda fuera de servicio. El diodo que hay a continuación de estos dos sirve para que no se produzca entrada de corriente en la pila de combustible. El vatímetro W_e se utiliza para medir la potencia de entrada para poder compararlo con la potencia de salida, y de esta manera poder medir el rendimiento. Todos los elementos pasivos se han modelado con los mismos datos con los que se han calculado en la hoja de cálculo. La carga del circuito se ha generado mediante fuentes de corriente continua independientes o mediante resistencias.

La señal de control se ha generado a partir de la comparación de una onda tipo diente de sierra y amplitud de 1 V_{pp} y se compara con una señal continua que representa el ciclo de trabajo. Cuando el valor del ciclo de trabajo es mayor que la onda triangular la salida del comparador está a nivel alto y viceversa. Como las señales de control Q_1 y Q_2 tienen que ser complementarias, la salida del comparador se conecta directamente al MOSFET principal Q_1 y la salida del MOSFET Q_2 se niega mediante una puerta “not”.

5.1.2 Modelo Promediado

Disponer de un modelo lineal del convertidor, como un modelo promediado resulta muy útil para estudiar su comportamiento dinámico poder realizar el control del convertidor de una manera más sencilla. Por estos motivos se realizan los modelos promediados. En general los componentes del circuito promediado suelen ser los mismos que los del circuito real, con excepción de los interruptores y los elementos resistivos no lineales con discontinuidad en las formas de onda de tensión y corriente. Estos componentes se sustituyen por fuentes de tensión o de corriente que reproduzcan el funcionamiento del circuito con valores promediados. Un ejemplo de promedio de una señal se muestra en la Figura 95.

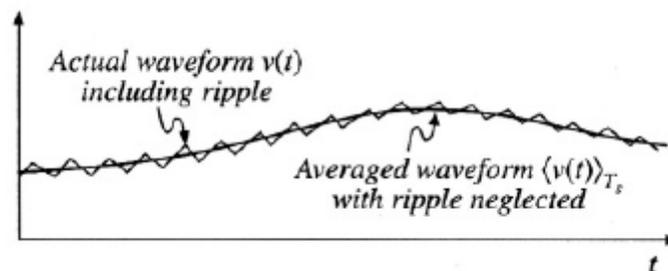


Figura 95 Representación forma de onda incluyendo el rizado y la promediada [9]

La ecuación (79) es la utilizada para realizar el promedio de variables.

$$\langle x(t) \rangle = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} x(\tau) d\tau \quad (79)$$

Se va a realizar el modelo promediado de un forward ideal, es decir, despreciando las inductancias y la rama de desmagnetización del transformador (magnetizante y de dispersión) Como es necesario estudiar su comportamiento no lineal, se va a estudiar su respuesta por estados. Los convertidores de continua pueden funcionar en dos modos de conducción diferentes, el modo de conducción continuo y el discontinuo, en los que la respuesta del convertidor es diferente.

En el modo de conducción continuo se pueden distinguir dos estados, el estado en el que el transistor Q_1 conduce (t_{on}) y el estado en el que el transistor Q_1 no conduce (t_{off}). El esquema equivalente del circuito durante t_{on} está representado en la Figura 96 y el esquema equivalente del circuito durante el intervalo t_{off} está representado en la Figura 97.

En este modelo promediado se va optar por sustituir el interruptor principal por una fuente de corriente dependiente y el conjunto de los diodos por una fuente de tensión dependiente. El modelo obtenido es equivalente al modelo promediado de un convertidor reductor pero considerando la relación de transformación.

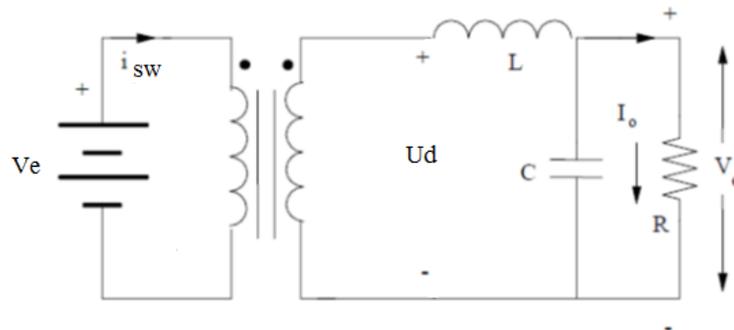


Figura 96 Esquema equivalente del circuito durante t_{on}

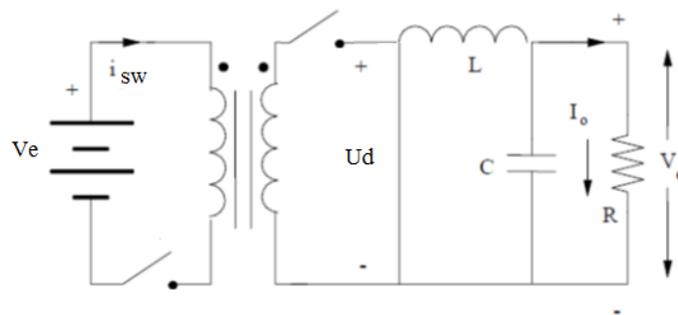


Figura 97 Esquema equivalente del circuito durante t_{off}

Durante el intervalo t_{on} la corriente que atraviesa el MOSFET principal es la corriente que atraviesa la bobina multiplicado por la relación de transformación. La tensión el diodo de libre circulación (U_d) es la tensión de entrada multiplicada por la relación de transformación.

Durante el intervalo t_{off} no circula corriente por Q_1 y la tensión que se aplica al diodo de libre circulación es 0 V. Por lo tanto la forma de onda de corriente que circula por transistor principal (i_{sw}) y la tensión U_d tienen la forma de la Figura 98.

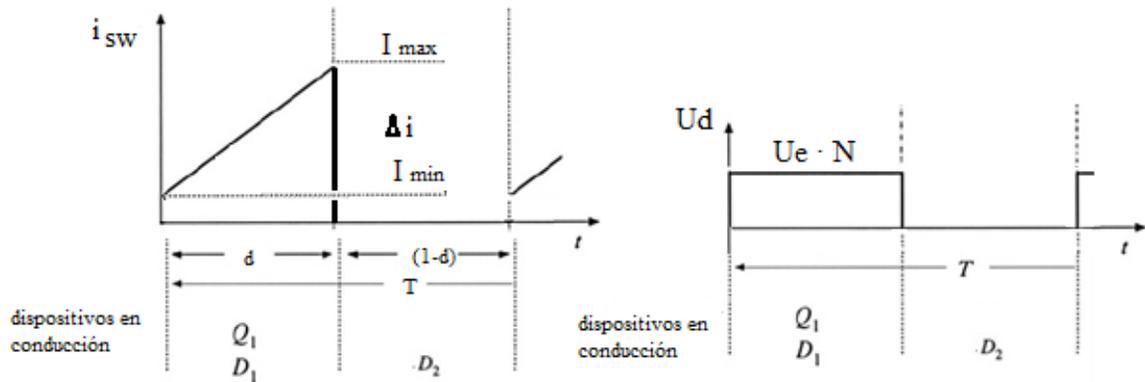


Figura 98 Forma de onda de i_{sw} y U_d cuando opera MCC

El promedio de U_d se calcula mediante la expresión (80).

$$\langle U_d \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_d(t) dt = U_e \cdot N \cdot d \quad (80)$$

El promedio de i_{sw} se calcula mediante la expresión (81). Donde $\langle i_L \rangle$ corresponde al promedio de la corriente por la bobina

$$\langle i_{sw} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_{sw}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{dT} N \cdot i_L dt = N \cdot d \cdot \langle i_L \rangle \quad (81)$$

Conocidos los promedios del modo de conducción continuo se van calcular los promedios del modo de conducción discontinuo. En el modo de conducción discontinuo conviven el estado ton, el t_{off} y otro adicional que es el que se produce cuando se anula la corriente que circula por la bobina del filtro. El circuito equivalente en este estado tiene la forma de la Figura 99.

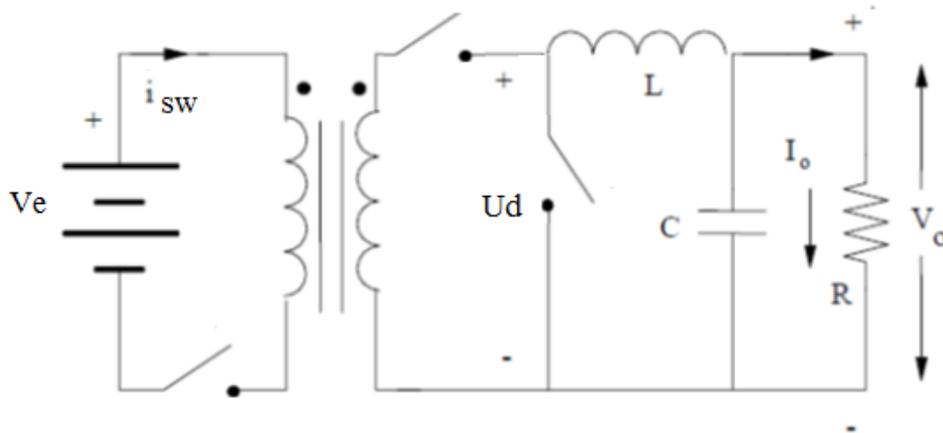


Figura 99 Tercer estado del modo de conducción discontinuo

Las formas de onda i_{sw} , U_d y i_L en el modo de conducción discontinuo tienen la forma de la Figura 100. Como puede observarse d representa el ciclo de trabajo y $d_1 \cdot T$ el tiempo durante el cual el interruptor principal está abierto pero no anulado.

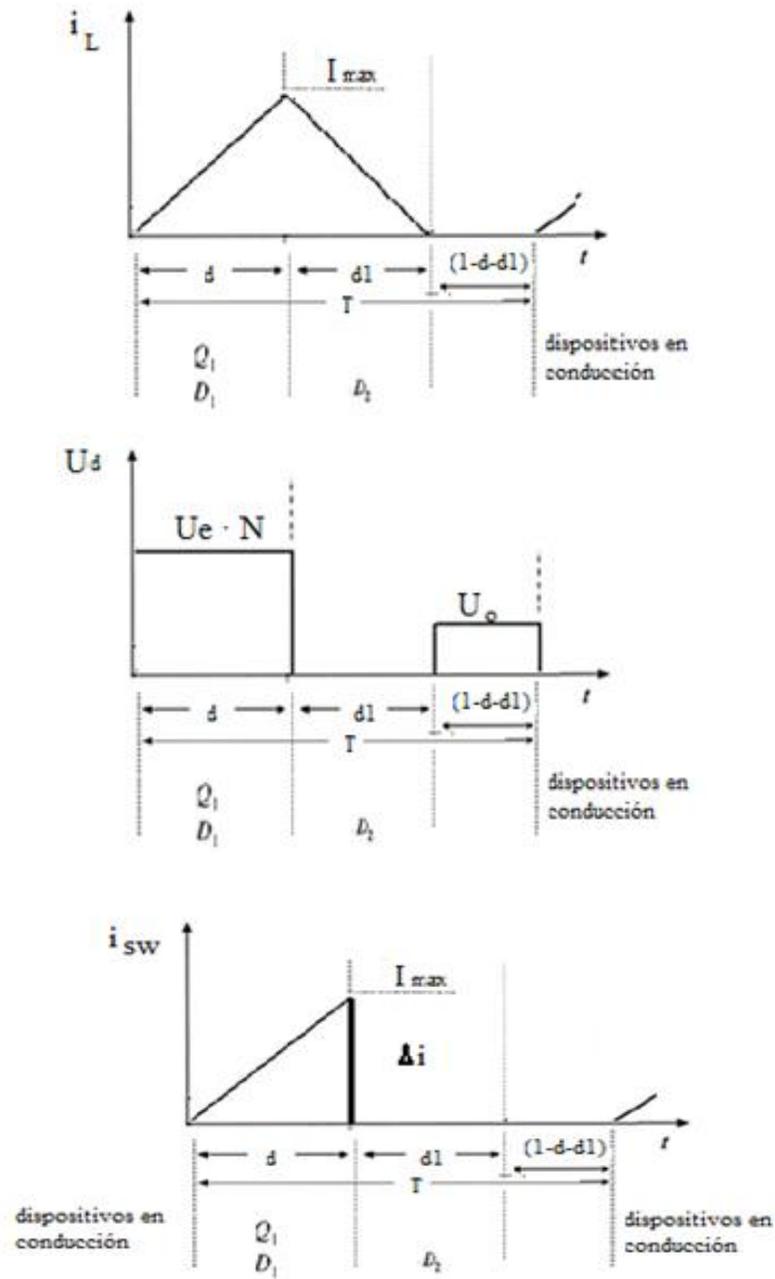


Figura 100 Formas de onda de i_{sw} de i_L y de U_e cuando opera en MCD

El promedio de la tensión corresponde a la ecuación (82).

$$\langle U_d \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T U_d(t) dt = U_e \cdot N \cdot d + U_o \cdot (1 - d - d_1) \quad (82)$$

El promedio de la corriente por la bobina i_L corresponde a (83).

$$\langle i_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^d N \cdot i_L(t) dt + \frac{1}{T} \int_d^{d+T} N \cdot i_L(t) dt = \frac{\Delta I_L \cdot (d + d1)}{2} \quad (83)$$

Comparando el promediado de la corriente por la bobina con i_{sw} se obtiene que el promedio de i_{sw} , corresponde a (84).

$$\langle i_{sw} \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^d N \cdot i_L(t) dt = \frac{\Delta I_L \cdot d}{2} = \langle i_L \rangle \cdot N \cdot \frac{d}{d + d1} \quad (84)$$

La Figura 101 representa una forma de implementar el modelo promediado del forward en PSIM .

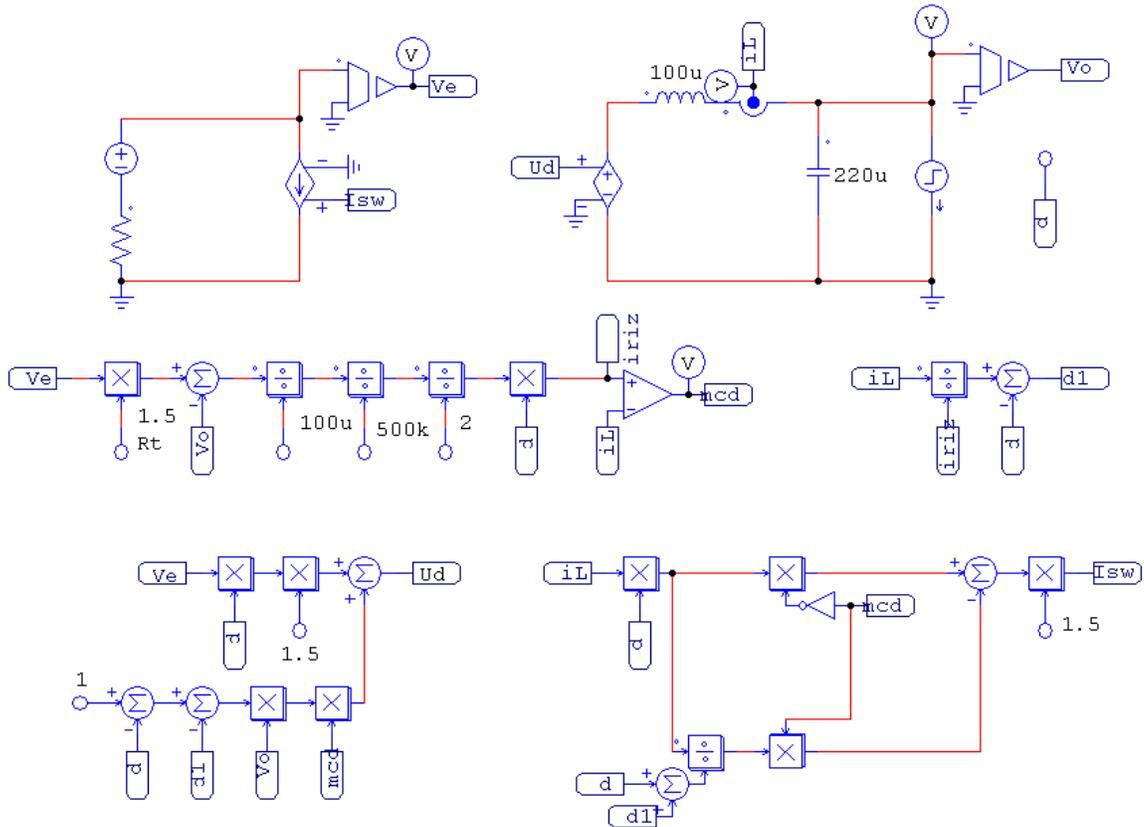


Figura 101 Modelo promediado del Forward en PSIM

Para detectar cuándo el convertidor promediado funciona en modo de conducción discontinuo, se comparan el rizado de la corriente en la bobina (iriz en la Figura 101) y la

corriente media en la bobina (i_L). Si la mitad del incremento que se produce es mayor que la corriente medida el convertidor funciona en modo de conducción discontinuo.

El rizado de corriente se calcula a partir de la ecuación (85).

$$\Delta i = \Delta v \cdot \frac{D}{2Lf} \quad (85)$$

El valor de D_1 puede obtenerse a partir del cálculo de la corriente promediada en la bobina (83), mediante (86)

$$D_1 = \left(i_L \cdot \frac{2}{\Delta i_L} \right) - D \quad (86)$$

5.1.3 Resultados de simulación con PSIM

En la se muestran superpuestos los resultados de simulación obtenidos con el modelo conmutado y el modelo promediado para la corriente en la bobina (Figura 102) y la tensión de salida (Figura 103). Puede observarse como se consigue una correspondencia perfecta entre los dos modelos, incluso cuando hay cambios entre el modo de conducción continuo y el discontinuo.

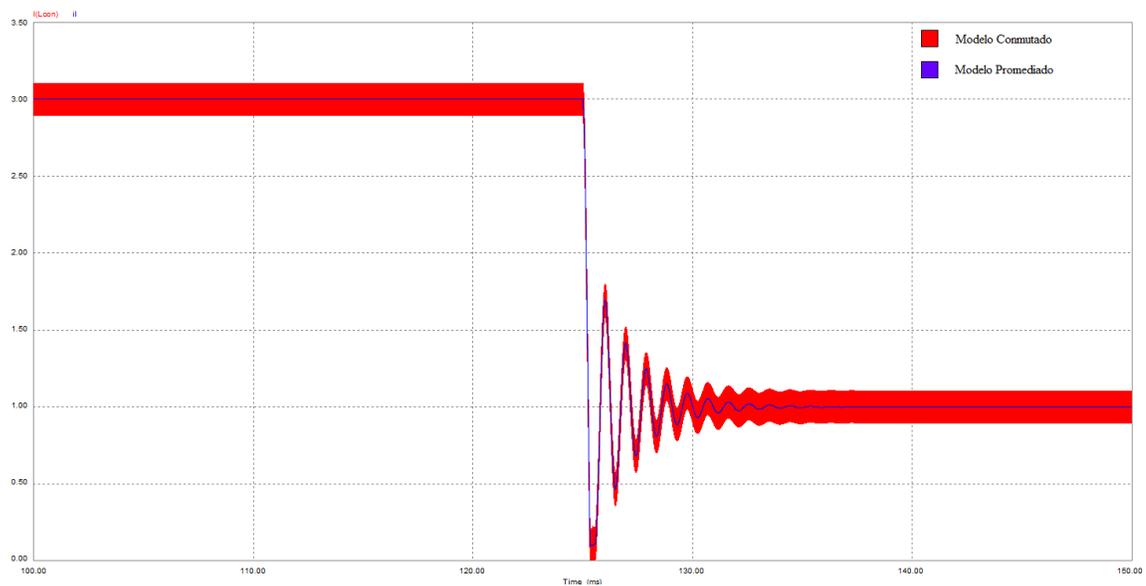


Figura 102 Comparación corriente por la bobina modelo conmutado y promediado

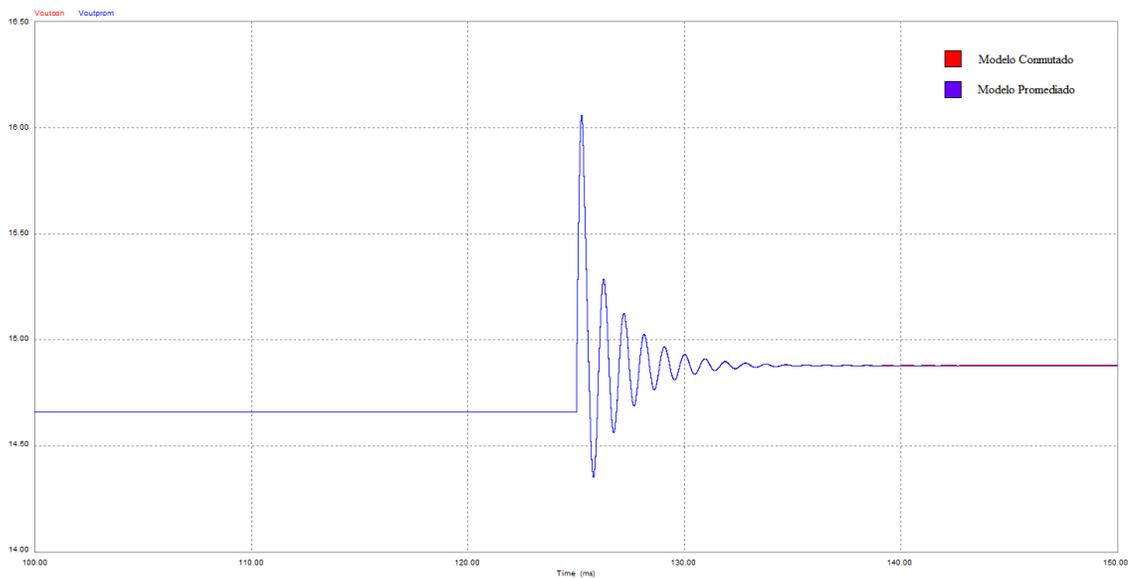


Figura 103 Comparación tensión de salida modelo conmutado y promediado

5.2. Matlab

Realizar el modelo del convertidor en MATLAB presenta interés porque es una herramienta muy utilizada para la simulación de sistemas y además dispone de modelos propios de pilas de combustible.

La realización del modelo conmutado y promediado en Matlab se ha realizado bajo los mismos supuestos que fue obtenido en PSIM.

La originalidad de los modelos propuestos es que utilizan bloques genéricos para la simulación de los distintos elementos del convertidor. Otra alternativa habría sido emplear elementos de la biblioteca SimPowerSystems, pero es una biblioteca de pago y además le restaría generalidad al conjunto. En el modelo propuesto sólo se computan la corriente por la bobina y la tensión de salida. Sin embargo sería muy sencillo extender el modelo para calcular otras magnitudes de interés como la corriente de entrada.

5.2.1 Modelo Conmutado

El modelo conmutado tiene como variables de entrada la tensión de entrada del convertidor (U_e), la relación de transformación del convertidor (N), el ciclo de trabajo, la inductancia (L), la capacidad del condensador de salida (C), la carga (R) o corriente de salida (I_o) y la frecuencia de conmutación.



A partir de la tensión de entrada y la relación de transformación se calcula el valor máximo de tensión que será expuesto al lado del devanado secundario del circuito. Con el ciclo de trabajo y con una señal triangular cuya frecuencia es la frecuencia de conmutación del convertidor se genera la onda de tensión en el diodo de libre circulación. En el otro borne se tiene la tensión de salida del convertidor, (que es una variable de salida) U_s por este motivo se realiza la diferencia de ambas señales.

La ecuación de la bobina en el dominio de la frecuencia es (87).

$$i_L = \frac{V_L}{L s} \quad (87)$$

Como se conoce la tensión que se aplica en bornes de la bobina y el valor de la inductancia se puede calcular la corriente que atraviesa la bobina.

El cálculo de la tensión de salida se hace a partir de la ecuación general del condensador en el dominio de la frecuencia (88).

$$I_C = C s V_C \rightarrow V_C = \frac{I_C}{C s} \quad (88)$$

Donde I_c es la corriente que atraviesa el condensador. Esta corriente se puede calcular como es la diferencia entre la corriente que atraviesa la bobina y la que atraviesa la carga. En este caso particular se ha considerado que la carga podría tener un comportamiento resistivo o de fuente de corriente (I_1). Por lo tanto la carga se puede calcular a partir del valor de la tensión de salida y de la R o de la I_o .

Cuando el convertidor funciona en modo de conducción discontinuo la tensión en la bobina ya no toma dos valores ($U_e - U_o$ y $-U_o$), sino tres. En este tercer caso la tensión aplicada en bornes de la bobina es 0. Se producen estas condiciones cuando la corriente en la bobina toma valor 0 y cuando la señal de disparo del MOSFET no está a nivel alto, y para ello se ha añadido un elemento de comparación en el modelo (OR) que es capaz de reconstruir esta situación.

La representación del esquema de Matlab está en la Figura 104 en el que las variables de salida son la corriente y tensión en la bobina y la tensión de salida del convertidor.

5.3. Comparación resultados PSIM y Matlab

Como era de esperar los resultados obtenidos mediante la simulación de los modelos descritos son los mismos independientemente de la plataforma de simulación. Para ello en la Figura 106 se muestra una comparación de la corriente en la bobina en las mismas condiciones de simulación y en la Figura 107 se muestra la tensión de salida del convertidor.

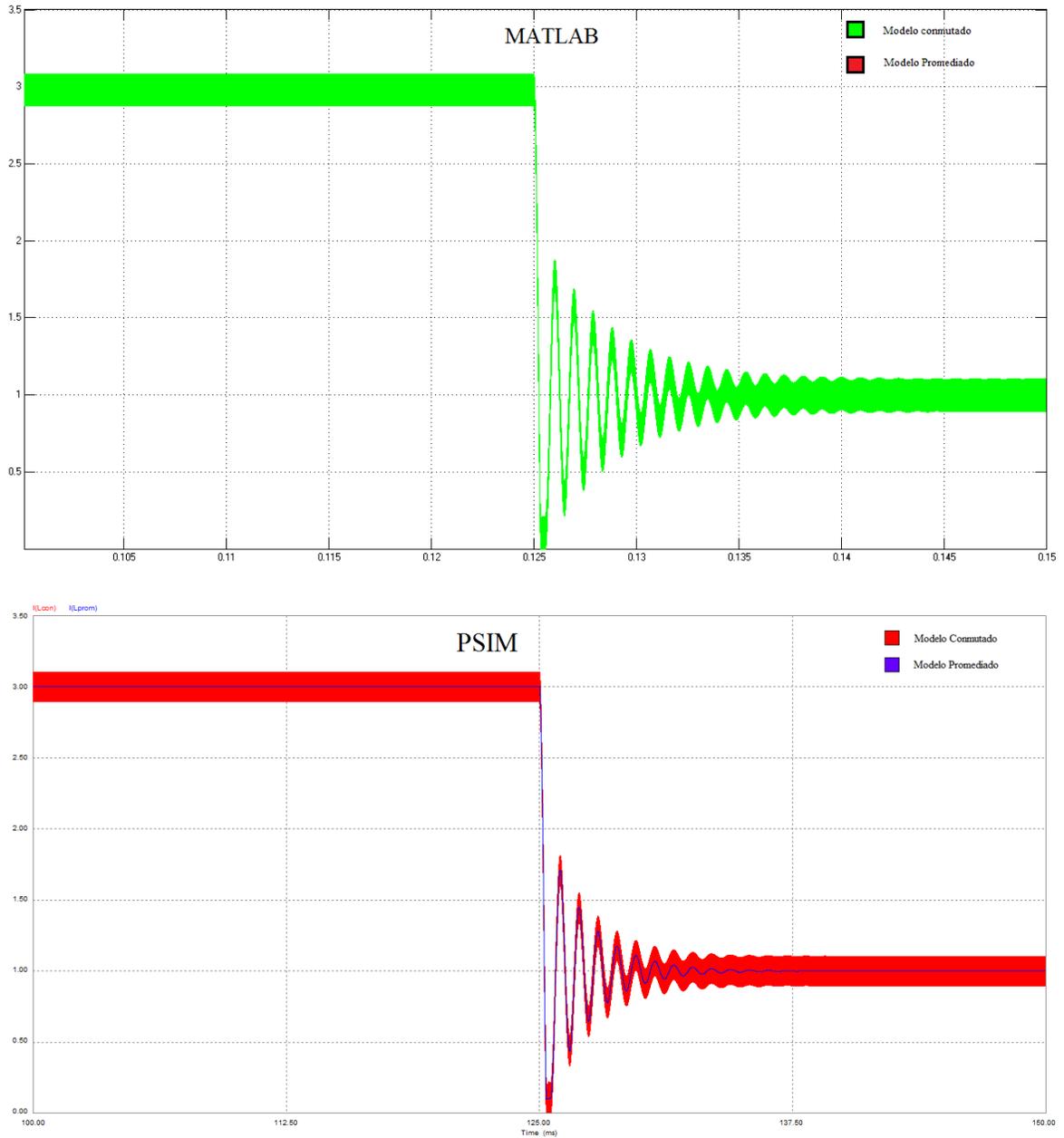


Figura 106 Comparación de corriente de salida de la bobina

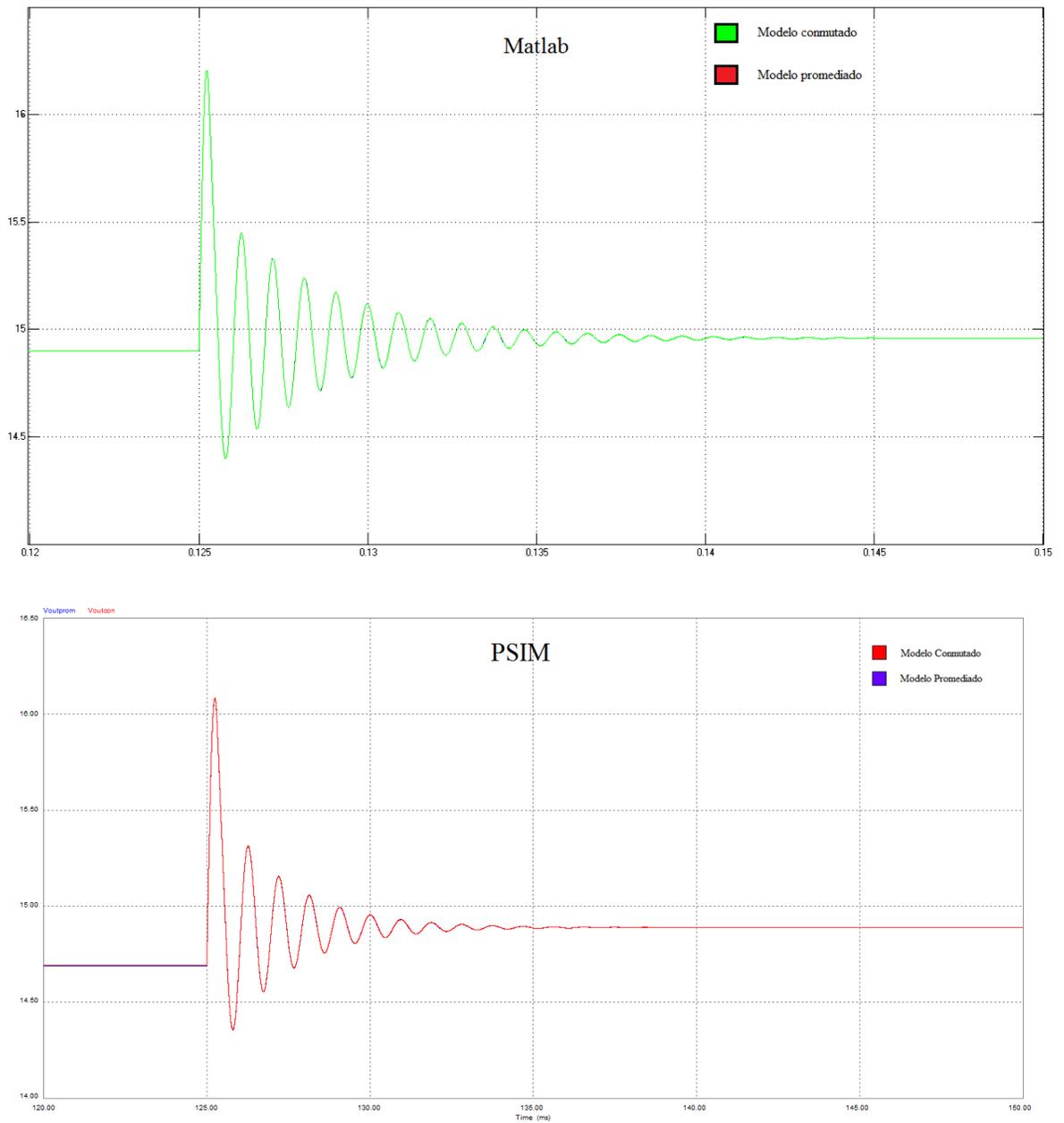


Figura 107 Comparación de tensión de salida del convertidor

6. Medidas experimentales

Una vez diseñado y modelado el convertidor, el último objetivo era construir un prototipo. Las medidas que aparecen en este apartado se han realizado con fuentes de tensión en lugar de las pilas XX25 de Ultracell, por no disponer de las mismas

6.1. Medidas preliminares

Se construyó un primero prototipo que permitió realizar medidas de rendimiento y determinar el diseño final. Este primer prototipo fue construido en el laboratorio del Departamento de Tecnología Electrónica, y su esquemático y su layout se recogen en el Anexo I.

También se prototipó el circuito de control de los interruptores, con el objetivo de determinar el esquema más simple que permitiese disparar los MOSFET del forward con enclavamiento activo. El esquemático y el layout de este prototipo se recogen en el Anexo I. El circuito construido está representado en la Figura 108.

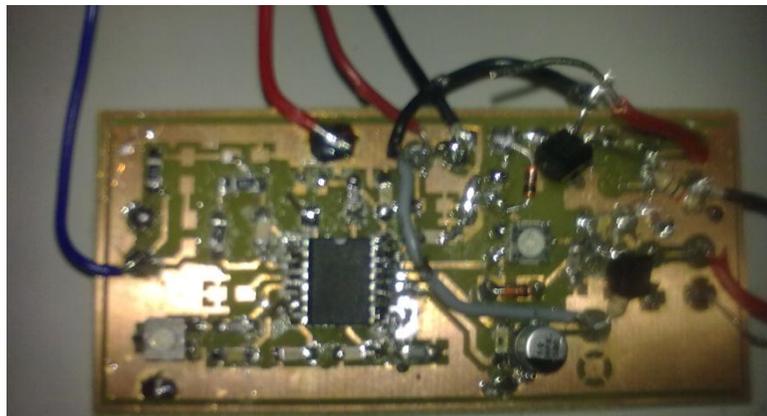


Figura 108 Fotografía del control del prototipo inicial

Se ha realizado un primer estudio para evaluar el rendimiento del diseño 4 en función de la frecuencia de conmutación, con los componentes que han sido seleccionados. Las pruebas se han realizado a potencia nominal (30 W), tensión de entrada (33,6) y tensión de salida (14,8 V) nominales.

En la Figura 109 se representa el rendimiento de la etapa de potencia. Puede observarse que el rendimiento máximo se alcanza en el intervalo de 200 kHz a 350 kHz con valores del 90 %.

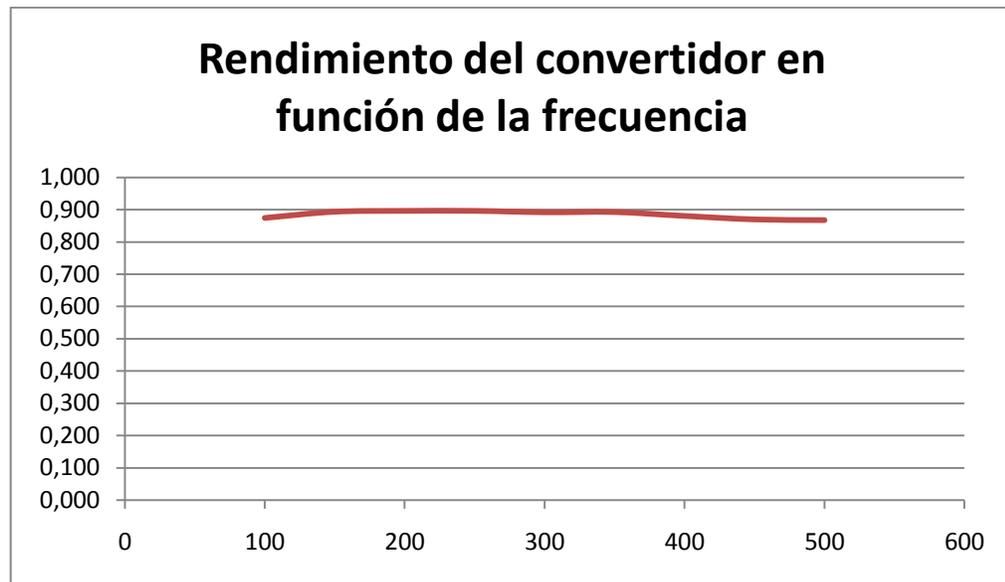


Figura 109 Rendimiento del convertidor en función de la frecuencia de conmutación

Conociendo el margen de frecuencia en el que va a trabajar el convertidor se va a estudiar el rendimiento en función del filtro de salida, de la frecuencia de conmutación, de la carga y de la tensión de entrada. Las frecuencias estudiadas son 300 kHz, 350 kHz y 400 kHz. Se han considerado todos los diseños de filtro de salida enumerados en el apartado 4, salvo el diseño 7, que fue descartado por su tamaño y peso. Los puntos de funcionamiento estudiados son los recogidos en la Tabla 18.

	V_e (V)	P_o (W)	V_o (V)
Fallo de una pila	16,8	25	15
Condiciones nominales	33,6	30	15
Máxima potencia	33,6	50	15

Tabla 18 Puntos de funcionamiento analizados

Los datos analizados están representados en la Tabla 19. Para poder distinguir cuales son los casos con mejores rendimientos se ha representado la tabla con formato condicional. Los casos que tienen mejores rendimientos tienen un color de fondo que tiende al azul y los de menores rendimientos su color de fondo tiende al rojo.

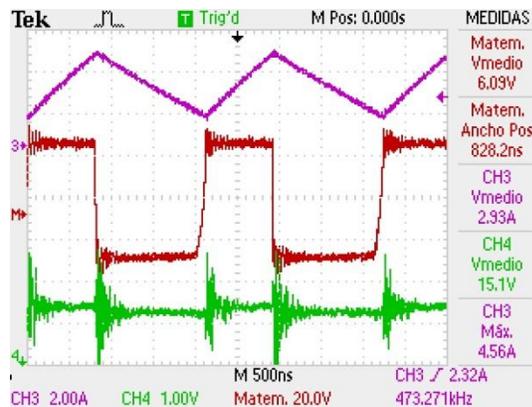
En todos los casos los rendimientos obtenidos son bastante parecidos. Puesto que ya se comprobó en el apartado 4.3 (Figura 92) que las especificaciones se cumplían holgadamente para el caso de máxima potencia, se va a elegir el diseño que maximiza el rendimiento, y por tanto la autonomía, a potencia nominal. El diseño elegido por tanto es el 5, y la frecuencia de conmutación se ha fijado en 350 kHz.



Diseño	Bobina	Co (μ F)	Fsw (khz)	25 W Ve 16,8 V	N a 30 w	N a 50 w
6	PCV015405L	100	350	0,914	0,911	0,902
6	PCV015405L	100	400	0,917	0,899	0,894
6	PCV015405L	100	300	0,919	0,882	0,900
5	PCV210405L	220	300	0,922	0,920	0,905
5	PCV210405L	220	350	0,920	0,917	0,904
5	PCV210405L	220	400	0,918	0,928	0,902
4	PCV010405L	220	400	0,917	0,912	0,897
4	PCV010405L	220	350	0,918	0,913	0,899
4	PCV010405L	220	300	0,916	0,916	0,901
3	PCV147305L	330	300		0,917	0,903
3	PCV147305L	330	350		0,917	0,902
3	PCV147305L	330	400		0,906	0,905
2	PCV147303L	470	450	0,911	0,906	0,891
2	PCV147303L	470	400	0,915	0,908	0,894
2	PCV147303L	470	350	0,915	0,909	0,894
1	PCV122303L	560	350	0,913	0,896	0,887
1	PCV122303L	560	400	0,914	0,898	0,884
1	PCV122303L	560	450	0,909	0,894	0,879

Tabla 19 Rendimientos del convertidor en función del filtro de salida escogido

La Figura 110 representa un conjunto de formas de onda obtenidas en función del filtro de salida elegido. El color magenta representa la corriente que atraviesa la bobina, el color rojo representa la tensión drenador-fuente y el color verde representa la tensión de salida del convertidor.



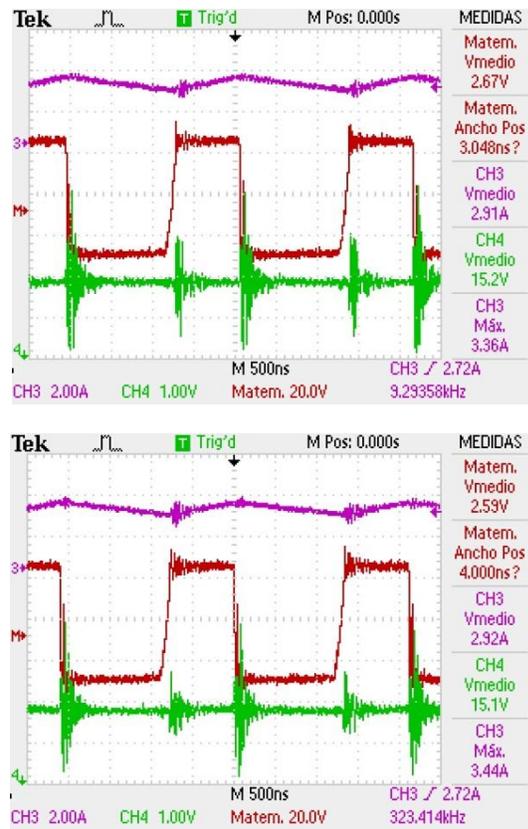


Figura 110 Formas de onda obtenidas en funci3n del filtro de salida

6.2. Medidas prototipo final

Conocido el diseño que se va utilizar se ha construido un prototipo final en una tarjeta impresa de cuatro capas, cuyo aspecto es el de la Figura 111.

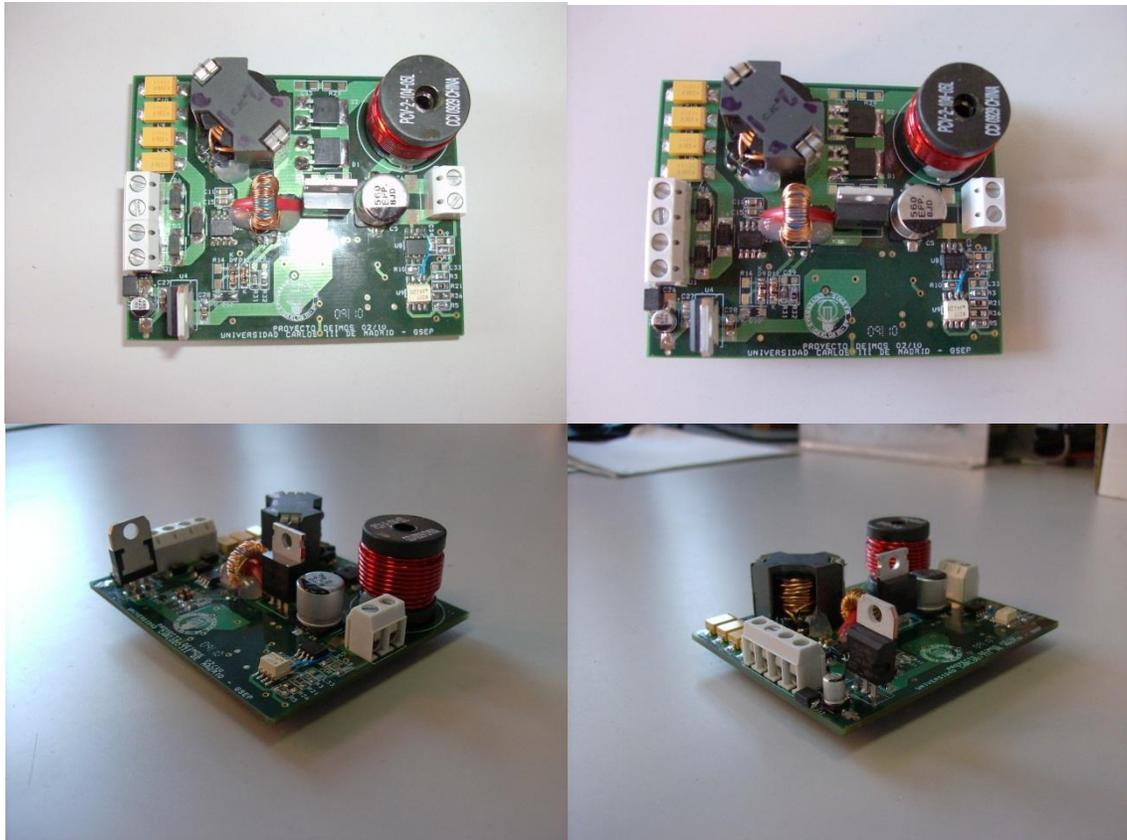


Figura 111 Aspecto del prototipo final

En este prototipo se han realizado medidas a diferentes cargas (desde vacío hasta plena carga, 50 W) para caracterizar su rendimiento. En la Figura 112 se muestra el rendimiento de la etapa de potencia comparado con el rendimiento que se había estimado según los cálculos del apartado 4. Puede observarse que el rendimiento máximo está en torno a 90 % y corresponde a la potencia nominal de 30 W. A esa potencia el rendimiento estimado está en torno al 93 %.

Esta diferencia entre los valores estimados y los medidos se debe a tres razones:

- En las hojas de características de las bobinas se proporcionan datos sobre la resistencia serie parásita, pero no se relaciona esta resistencia con la frecuencia de

operación. Por tanto el comportamiento real de la bobina a alta frecuencia no se puede predecir.

- Las pérdidas del transformador han sido estimadas mediante unas ecuaciones muy sencillas. Deberían haberse considerado los datos de pérdidas directamente proporcionados por la herramienta PExper.
- En el esquemático final del circuito (Anexo II) se añadió un diodo (D4) como protección para evitar que pudiera circular corriente hacia la pila de combustible. Las pérdidas en este diodo son aproximadamente de 0,6 W lo que representa dos puntos de diferencia que no se consideraron en los cálculos iniciales.

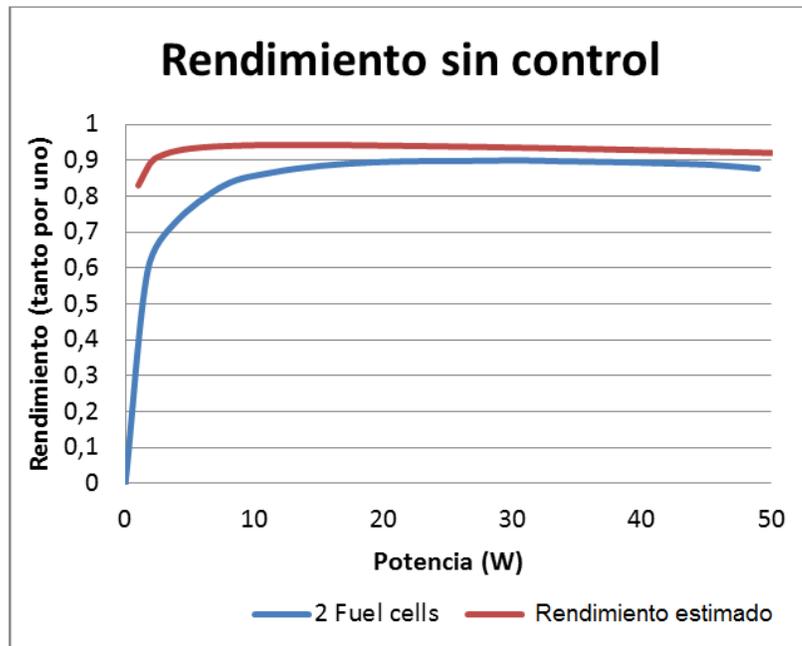


Figura 112 Rendimiento de la etapa de potencia en función de la potencia suministrada sin considerar el consumo del control

En la Figura 113 se ha representado el rendimiento del prototipo en función de la potencia suministrada. Cuando hay dos pilas de combustible funcionando y cuando solo hay una pila de combustible. Puede observarse que el rendimiento medio del convertidor es igual al 85 %. Es menor que en la Figura 112 porque en este caso se incluye el consumo de toda la circuitería adicional a la etapa de potencia.

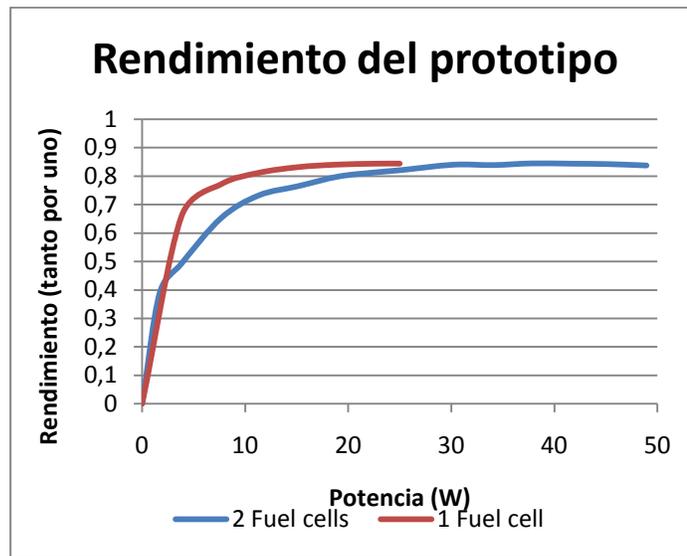


Figura 113 Rendimiento del prototipo final en función de la potencia suministrada

6.2.1 Funcionamiento en régimen permanente

La Figura 114 y Figura 115 muestran algunas de las formas de onda más significativas del convertidor. En la Figura 114 se representa cuando el convertidor opera a plena carga (50 W) y en la Figura 115 se representa cuando el convertidor opera a carga nominal (30 W). Pueden observarse la tensión y corriente de salida, la tensión de disparo del MOSFET y la tensión drenador fuente.



Figura 114 Formas de onda representativas del convertidor a carga nominal (30 W)

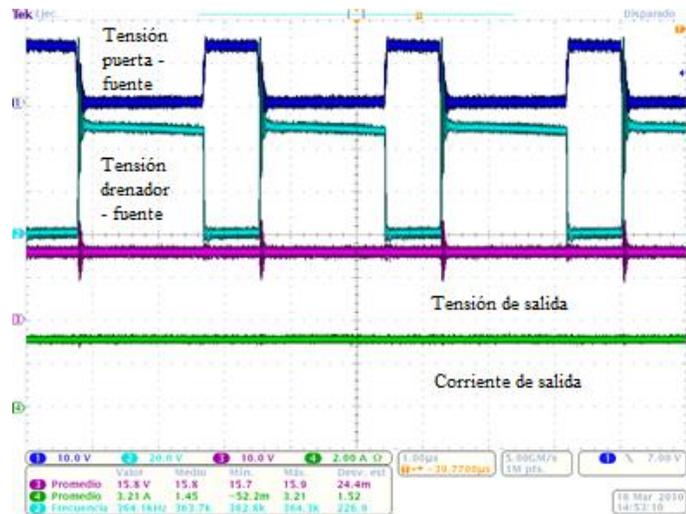


Figura 115 Formas de onda representativas del convertidor operando a carga máxima (50 W)

6.2.2 Funcionamiento dinámico

El diseño final del prototipo incluía el control de la tensión de salida, la generación de la tensión auxiliar para alimentar la circuitería adicional, protecciones y circuitos de sensado. Aunque estos circuitos no son parte de este proyecto fin de carrera, se quiere mostrar los resultados que validan el comportamiento dinámico del equipo.

La Figura 116 representa la tensión de entrada y la tensión y corriente de salida al aplicar un escalón de carga de 10 W a 50 W. Puede observarse cómo la tensión de salida sufre una pequeña variación pero el convertidor es capaz de reaccionar perfectamente ante este transitorio.

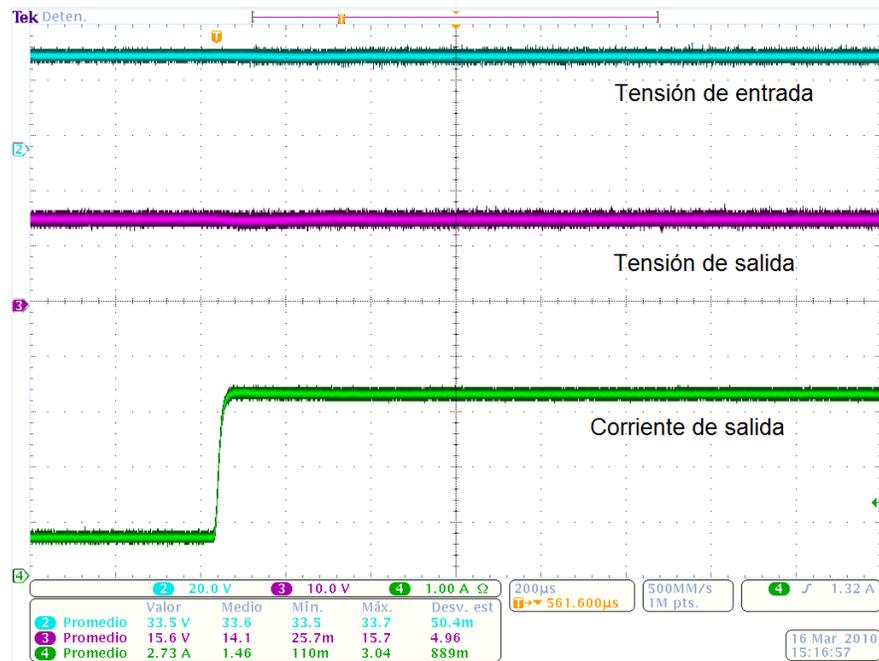


Figura 116 Escalón de carga de 10 W a 50 W

La Figura 117 representa un escalón de corriente similar, pero que supone un escalón de carga de 50 W a 10 W.

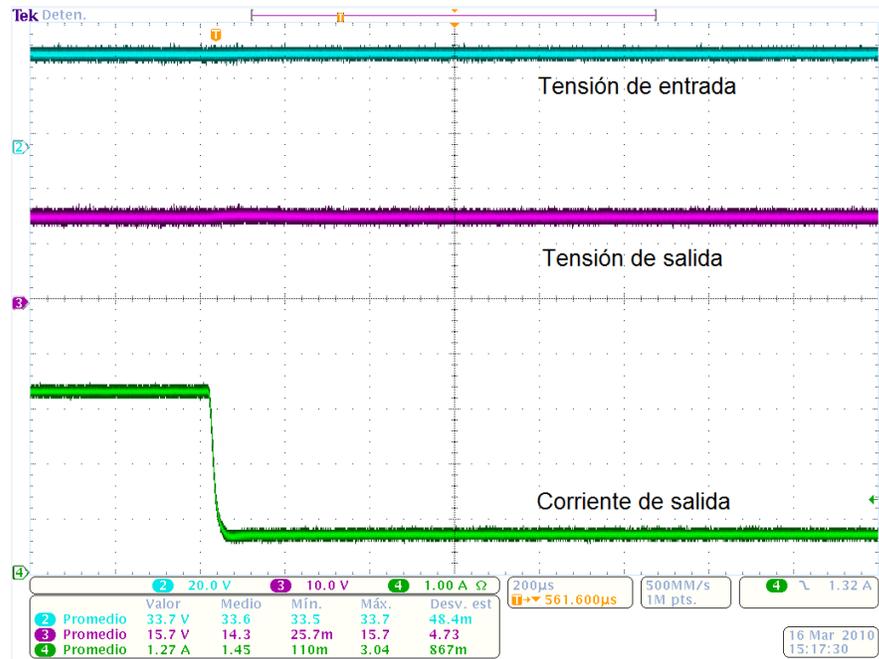


Figura 117 Escalón de carga de 50 W a 10 W

6.3. Funcionamiento frente a desconexiones y fallos

El diseño del convertidor se ha realizado con el objetivo de obtener un prototipo fiable y robusto ante posibles incidencias de operación del sistema como es la desconexión en funcionamiento de cualquiera de las dos pilas de combustible o la desconexión en funcionamiento de la batería.

La Figura 118 representa el caso en el que una de las dos pilas de combustible deja de operar y además no hay batería a la salida cuando se está entregando una potencia de 25 W. Se puede observar la tensión de entrada del convertidor, la tensión de salida y la corriente de salida. Como se produce la desconexión de una de las pilas la tensión de entrada cambia de 33,6 V a 16,8 V, pero las magnitudes de salida permanecen prácticamente inalterables y en ningún momento se interrumpe la entrega de 25 W de potencia a la carga.

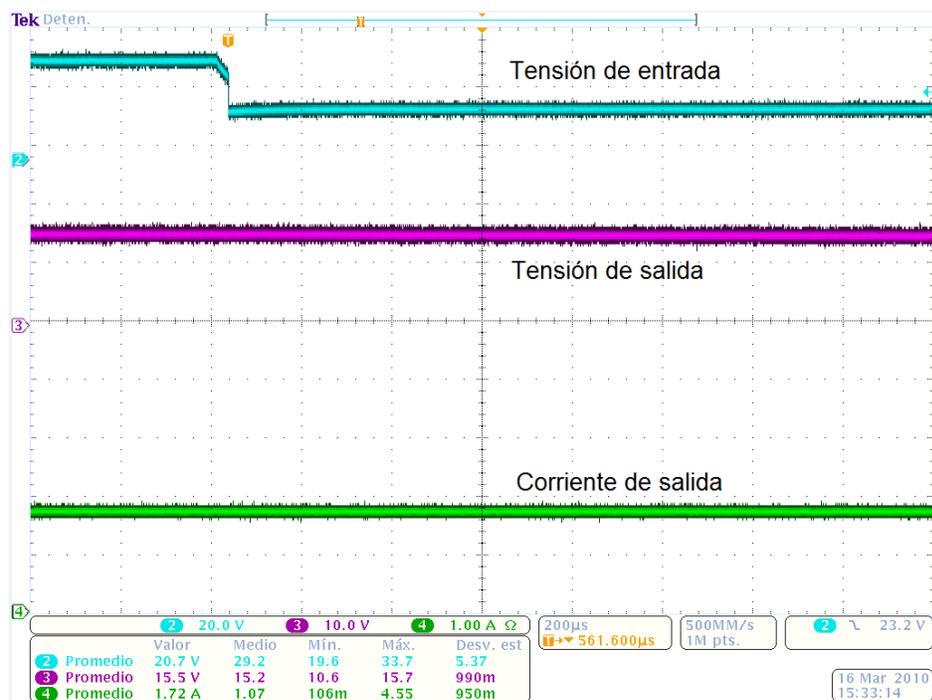


Figura 118 Desconexión de una pila de combustible con 25 W de carga

La Figura 119 representa la conexión de una de las pilas de combustible. En este caso la tensión de entrada pasa de 16,8 V a 33,6 V, y la tensión de salida permanece en todo momento dentro del margen especificado.

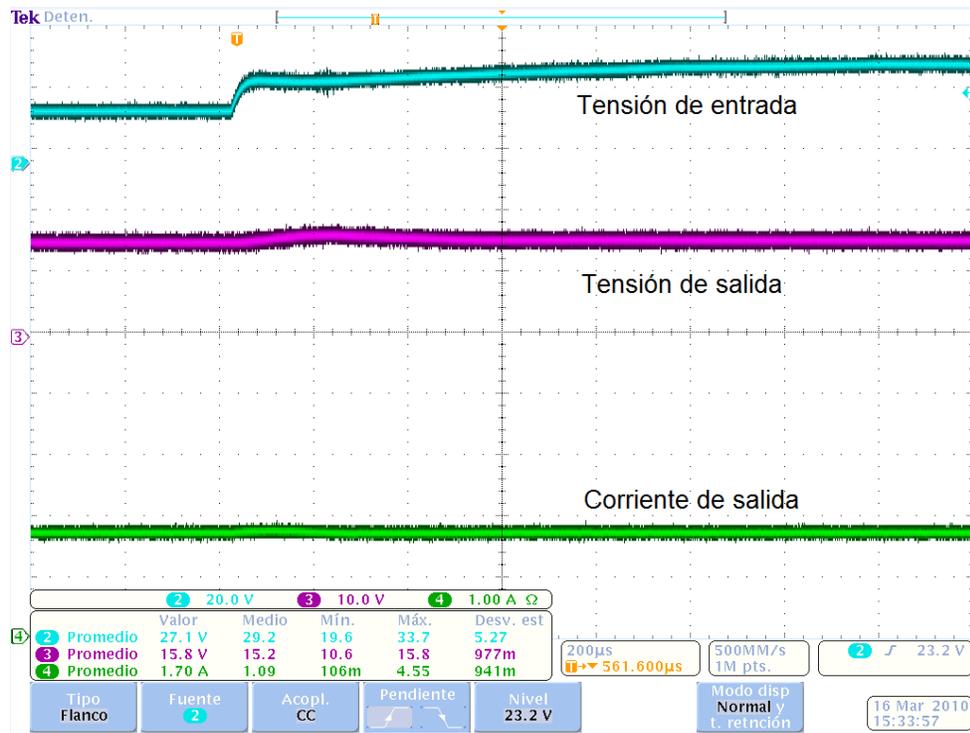


Figura 119 Conexión de una pila de combustible



7. Conclusiones

El objetivo principal de este proyecto fin de carrera es diseñar, modelar e implementar un sistema de alimentación de 50 W basado en dos pilas de combustible de metanol modelo Ultracell XX25 orientado a aplicaciones portátiles. Como resultado de este trabajo se han obtenido las siguientes conclusiones:

- Se ha realizado una comparación de un modelo comercial de pila de combustible (Ultracell XX25) con modelos de baterías de plomo e ión de litio. Se ha demostrado que en aplicaciones en las que no se necesita suministrar una potencia superior a 25 W, a partir de una energía almacenada de 350 Wh es recomendable utilizar pilas de combustible si se tiene en cuenta el peso. Si se tiene en cuenta el volumen, a partir de 1000 Wh es más recomendable utilizar pilas de combustible en vez de baterías de ión de litio. Hay que mencionar que en el mercado están apareciendo nuevos modelos de pilas de combustible que son capaces de entregar más potencia con mejor rendimiento y menor peso.
- Se ha propuesto un diseño de arquitectura y topología que permite alimentar una carga de 50 W agrupando pilas de combustible que de forma individual proporcionan menos potencia (25 W cada una). Esta alternativa se basa en la conexión de las dos pilas de combustible en serie conectadas a un convertidor forward que es el encargado de acondicionar la señal.
- Se ha realizado una herramienta que incluye el cálculo de pérdidas y estreses en los semiconductores del convertidor forward con enclavamiento activo. Esta hoja de cálculo ha permitido comparar un amplio abanico de diseños del convertidor hasta determinar el que proporciona la mejor relación tamaño-rendimiento.
- El rendimiento calculado de la etapa de potencia en condiciones nominales es igual al 94%. La medida de rendimiento de la etapa de potencia del prototipo final es 90%. Estos puntos de diferencia entre la estimación y la realidad se deben fundamentalmente a la inclusión de un diodo de protección en el prototipo que no estaba incluido en los cálculos previos. Por tanto se considera que los cálculos realizados se ajustan con bastante precisión a la realidad.
- El consumo medio del control es 1,25 W aproximadamente lo que hace que el rendimiento medio disminuya hasta el 90%. El diseño final obtenido considerando el consumo del controlador y la circuitería adicional no desarrolladas en este proyecto (alimentación auxiliar, protecciones, sensado, etc.) tiene un rendimiento a potencia nominal de un 84% lo que hace que se pueda alimentar una carga nominal un tiempo de 10 horas. El rendimiento a carga máxima obtenido es del 82%. La potencia máxima que se puede entregar es 41 W.





8. Bibliografía

- [1] J. A. Botas, J. A. Calles, J. Dufour*, G. San Miguel, “LA ECONOMÍA DEL HIDRÓGENO – UNA VISIÓN GLOBAL SOBRE LA REVOLUCIÓN ENERGÉTICA DEL SIGLO XXI”
- [2] College of the desert 2001. Modulo 4: “Hydrogen Fuel Cell Engines and Related Technologies: Rev 0, December 2001”
- [3] <http://www.sonnenschein.org/PDF%20files/A500.pdf> (Mayo 2010)
- [4] <http://es.farnell.com/2power/cbi0812a/bateria-compaq-evo-n1000-ion-li/dp/1281147?Ntt=cbi+0812a> (Mayo 2010)
- [5] <http://www.ultracellpower.com/> (Mayo 2010)
- [6] Konrad Geissler, Esmond Newson, Frederic Vogel, Thanh-Binh Truong, Peter Hottinger and Alexander Wokaun. “Autothermal Methanol Reforming for hydrogen production in fuel cell”. Octubre 2000
- [7] <http://www.ulbi.com/datasheet.php?ID=UBBP01> (Mayo 2010)
- [8] “Sistemas electrónicos de alimentación”, Universidad de valencia curso 02/03
- [9] Robert W.Erickson, Dragan Maksimovic. “Fundamental of power electronics”. Segunda edición, enero 2001
- [10] <http://www.coilcraft.com/> (Mayo 2010)
- [11] <http://industrial.panasonic.com/> (Mayo 2010)
- [12] Steve Mappus, “Active Clamp Transformer Reset: High or Low-Side?” SLUA322 – September 2004
- [13] Steve Mappus, “Designing for High Efficiency with the Active Clamp UCC2891 PWM Controller” Abril 2004
- [14] <http://www.foroselectronica.es/f89/baterias-comparativa-litio-nimh-nicd-lipo-729.html> (Mayo 2010)
- [15] <http://docs-europe.origin.electrocomponents.com/webdocs/0066/0900766b80066cb4.pdf> (Mayo 2010)
- [16] <http://www.avx.com/docs/Catalogs/cx7r.pdf> (Mayo 2010)



- [17] <http://www.fairchildsemi.com/ds/FQ%2FFQPF19N10.pdf> (Mayo 2010)
- [18] <http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/50wq06fnpbf.pdf> (Mayo 2010)

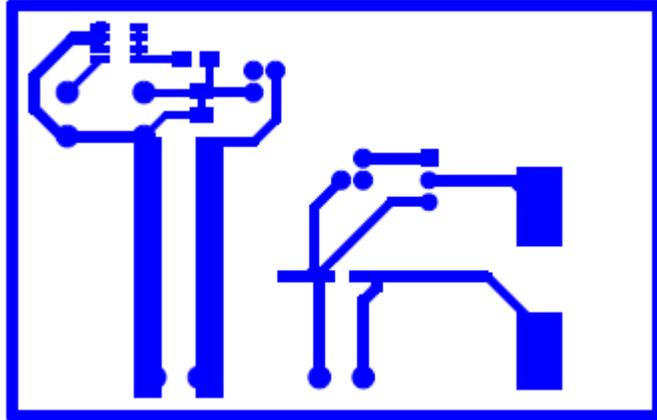


ANEXOS

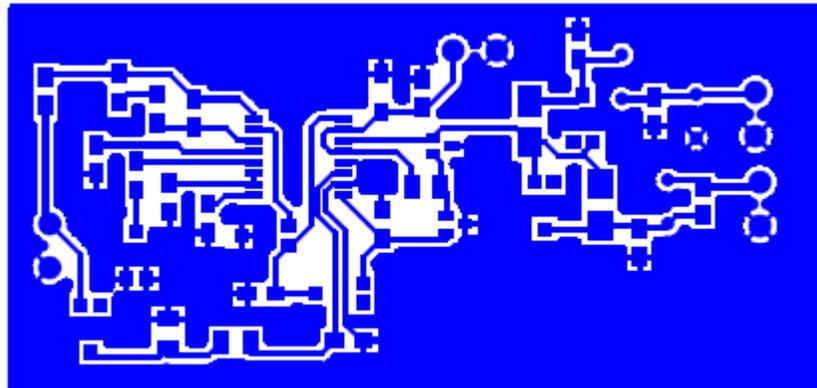
ANEXOS

Anexo I: Esquemáticos y Layout del primer prototipo

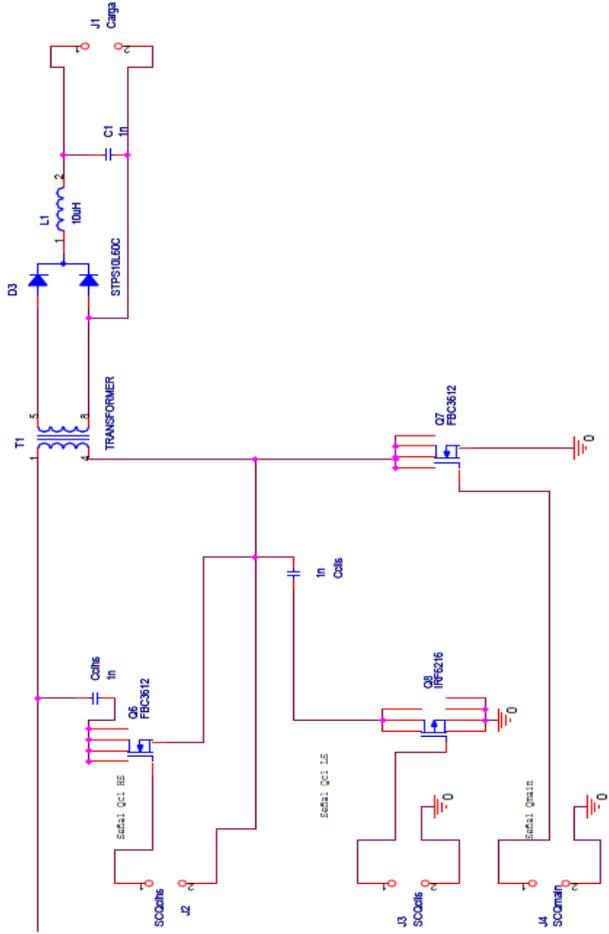
Layout de la etapa de potencia

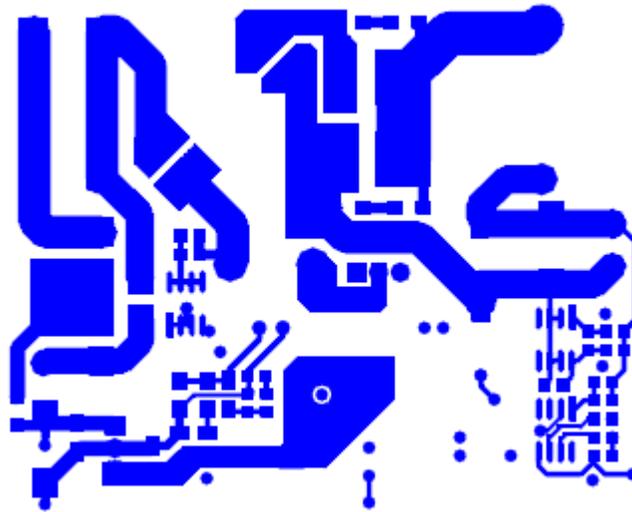


Layout del circuito de control

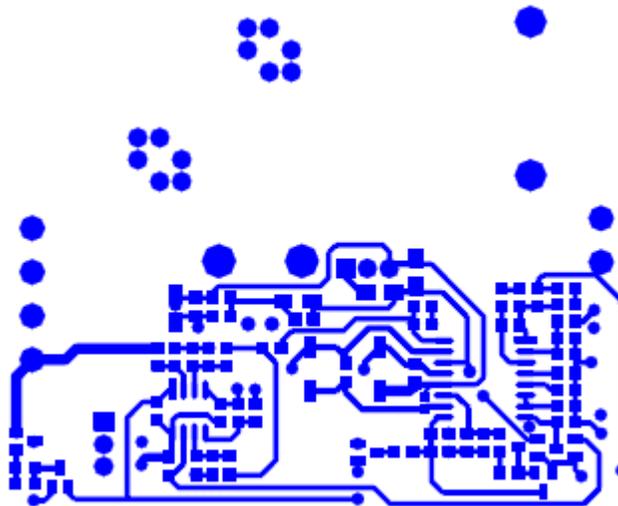


Esquemático etapa de potencia de primer prototipo





Layout de la cara BOTTOM



Esquemático prototipo final

