

TRABAJO FIN DE GRADO

ANALISIS DE UN CONVERTIDOR DC/DC DESTINADO AL ALMACENAMIENTO HÍBRIDO DE ENERGIA

TRABAJO FIN DE GRADO PARA LA
OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE GRADUADO
EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS
INDUSTRIALES

JULIO 2017

Cristina Ramos Flores

DIRECTOR DEL TRABAJO FIN DE GRADO:

Marcos Lafoz Pastor

ÍNDICE

ÍNDICE	1
ÍNDICE DE FIGURAS	3
ÍNDICE DE TABLAS	5
RESUMEN EJECUTIVO	6
1. INTRODUCCIÓN	8
1.1. Objetivos	8
1.2. Marco y justificación del trabajo	10
1.3. Informe de responsabilidad social	11
2. METODOLOGÍA Y DESARROLLO DEL TRABAJO.....	12
2.1. Metodología.....	12
2.2. Estado del arte	13
2.2.1. Generación de energía híbrida	13
2.2.2. Almacenamiento híbrido de energía.....	13
2.3. Convertidores DC/DC	16
2.3.1. Modos de funcionamiento del convertidor reductor (buck)	17
2.3.2. Modos de funcionamiento del convertidor elevador (boost).....	22
2.3.3. Modos de funcionamiento del convertidor reductor-elevador (buck-boost)	24
2.3.4. Cálculo L crítica en un convertidor DC/DC bidireccional.....	27
3. RESULTADOS.....	30
3.1. Aplicación práctica estudiada.....	30
3.2. Reducción del rizado	41
3.3. Análisis de la Transformada de Fourier.....	51
3.4. Búsqueda del módulo convertidor	53
3.5. Cálculo de pérdidas	60
3.5.1. Análisis de las pérdidas del convertidor	65
3.5.2. Variación de las pérdidas con el modo de conducción	68
4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	71
5. PLANIFICACION TEMPORAL Y PRESUPUESTO.....	72
5.1. Estructura de descomposición del proyecto (EDP).....	72
5.2. Planificación temporal. Diagrama de Gantt.....	73
5.3. Presupuesto	75
6. ANEXOS	76
6.1. Cálculo de la L crítica en función de las tensiones.....	76

<i>6.2. Resistencias y capacidades de un lote de supercondensadores Maxwell</i>	79
<i>6.3. Datasheet módulo convertidor SEMIKRON.....</i>	80
<i>6.4. Datasheet disipador convertidor SEMIKRON.....</i>	85
<i>6.5. Código MATLAB para representar la FFT</i>	87
<i>6.6. Datasheet supercondensador MAXWELL.....</i>	89
BIBLIOGRAFÍA	93

ÍNDICE DE FIGURAS

<i>Figura 1 Esquema conexión convertidor</i>	6
<i>Figura 2 Potencia evacuada en un parque y potencia que debería manejar un sistema de almacenamiento</i>	14
<i>Figura 3 Estado de carga de la batería</i>	14
<i>Figura 4 Comparación densidades de energía en sistemas de almacenamiento</i>	15
<i>Figura 5 Configuración en paralelo activa.....</i>	15
<i>Figura 6 Convertidor reductor</i>	17
<i>Figura 7 Estados del convertidor redcutor</i>	18
<i>Figura 8 Corriente en el límite entre el modo continuo y discontinuo</i>	20
<i>Figura 9 Intensidad en función de D en el modo límite de funcionamiento.....</i>	20
<i>Figura 10 Convertidor reductor en modo discontinuo</i>	21
<i>Figura 11 Convertidor elevador</i>	22
<i>Figura 12 Convertidor elevador en modo discontinuo</i>	24
<i>Figura 13 Convertidor reductor-elevador.....</i>	25
<i>Figura 14 Convertidor reductor-elevador en modo discotinuo.....</i>	26
<i>Figura 15 Esquema conexión convertidor.....</i>	30
<i>Figura 16 Modelo Simulink convertidor reductor-elevador</i>	31
<i>Figura 17 Control modelo convertidor</i>	31
<i>Figura 18 Modulación PWM</i>	32
<i>Figura 19 Filtro de primer orden intensidad</i>	33
<i>Figura 20 Pulsos interruptores.....</i>	33
<i>Figura 21 Intesidad por los supercondensadores.....</i>	34
<i>Figura 22 Intensidad tramo 1 por los supercondensadores.....</i>	34
<i>Figura 23 Intensidad tramo 2 por los supercondensadores.....</i>	34
<i>Figura 24 Intensidad tramo 3 por los supercondensadores.....</i>	35
<i>Figura 25 Intensidad por los supercondensadores en modo mixto</i>	35
<i>Figura 26 Intensidad tramo 2 por los supercondensadores en modo mixto</i>	35
<i>Figura 27 Inductancia crítica en función de las tensiones en los supercondensadores</i>	37
<i>Figura 28 Modos de conducción en función de la inductancia crítica y la tensión</i>	38
<i>Figura 29 Comparación intensidad en los supercondensadores con distintas L a 320V.....</i>	39
<i>Figura 30 Comparación intensidad en los supercondensadores con distintas L a 690V.....</i>	40
<i>Figura 31 Rizado de la intensidad modelo original.....</i>	41
<i>Figura 32 Modelo Simulink convertidor con filtro capacitivo</i>	41
<i>Figura 33 Esquema del supercondensador</i>	42
<i>Figura 34 Esquema conexión entre dos celdas de supercondensador.....</i>	42
<i>Figura 35 Parámetros supercondensador</i>	43
<i>Figura 36 Comparación corriente con/sin filtro</i>	43
<i>Figura 37 Modelo Simulink convertidor con interleaving</i>	44
<i>Figura 38 Control modelo convertidor con interleaving</i>	45
<i>Figura 39 Inductancia crítica en función de la tensión de los supercondensadores.....</i>	46
<i>Figura 40 Intensidad y Tensión en los supercondensadores con interleaving.....</i>	47

<i>Figura 41 Corriente por una rama y por los supercondensadores con desfase.....</i>	47
<i>Figura 42 Corriente por una rama y por los supercondensadores sin desfase.....</i>	48
<i>Figura 43 Modelo Simulink convertidor con interleaving y filtro capacitivo.....</i>	48
<i>Figura 44 Comparación corrientes con/sin filtro 150uF</i>	49
<i>Figura 45 Comparación corrientes con/sin filtro 300uF</i>	49
<i>Figura 46 Comparación rizado en distintos casos</i>	50
<i>Figura 47 Comparación FFT con/sin desfase</i>	51
<i>Figura 48 Comparación FFT con/sin filtro capacitivo.....</i>	52
<i>Figura 49 Flujograma elección convertidor</i>	53
<i>Figura 50 Device Proposal.....</i>	54
<i>Figura 51 Parámetros convertidor reductor</i>	54
<i>Figura 52 Esquema convertidor reductor de SemiSel</i>	55
<i>Figura 53 Esquema convertidor elevador de SemiSel</i>	55
<i>Figura 54 Dispositivo elegido.....</i>	60
<i>Figura 55 Step by Step Design.....</i>	60
<i>Figura 56 Parámetros convertidor reductor</i>	60
<i>Figura 57 Selección dispositivo</i>	61
<i>Figura 58 Parámetros refrigeración.....</i>	61
<i>Figura 59 Dimensiones dispositivo</i>	64
<i>Figura 60 Dimensiones disipador.....</i>	64
<i>Figura 61 Reparto de pérdidas convertidor reductor.....</i>	66
<i>Figura 62 Pérdidas en función de la frecuencia de comutación</i>	67
<i>Figura 63 Pérdidas en función de la intensidad de salida</i>	67
<i>Figura 64 Variación parámetro ton</i>	68
<i>Figura 65 Modo continuo de conducción.....</i>	68
<i>Figura 66 Modo discontinuo de conducción</i>	69
<i>Figura 67 Pérdidas en función de ton</i>	70
<i>Figura 68 Estructura de Descomposición del Proyecto (EDP)</i>	72
<i>Figura 69 Diagrama de Gantt</i>	74

ÍNDICE DE TABLAS

<i>Tabla 1 Propuesta convertidor reductor con tensión en los ultras=320V.....</i>	56
<i>Tabla 2 Propuesta convertidor redutor con tensión en los ultras=690V.....</i>	57
<i>Tabla 3 Propuesta convertidor elevador con tensión en los ultras=320V.....</i>	58
<i>Tabla 4 Propuesta convertidor elevador con tensión en los ultras=690V.....</i>	59
<i>Tabla 5 Evaluación y pérdidas 1.....</i>	62
<i>Tabla 6 Evaluación y pérdidas 2.....</i>	63
<i>Tabla 7 Pérdidas en el convertidor.....</i>	65
<i>Tabla 8 Desarrollo de tareas.....</i>	73
<i>Tabla 9 Costes de personal.....</i>	75
<i>Tabla 10 Costes materiales.....</i>	75

RESUMEN EJECUTIVO

En este Trabajo de Fin de Grado se han realizado tareas que suponen el diseño del convertidor electrónico de potencia que será empleado para estudiar la hibridación de sistemas de almacenamiento basados en baterías y supercondensadores para ser utilizados en sistemas de generación renovable híbridos conectados a redes aisladas o débiles. Un esquema de dichos sistemas de almacenamiento y generación se ha representado en la **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**. Se enmarca dentro del código UNESCO 3306.02 Aplicaciones Eléctricas.

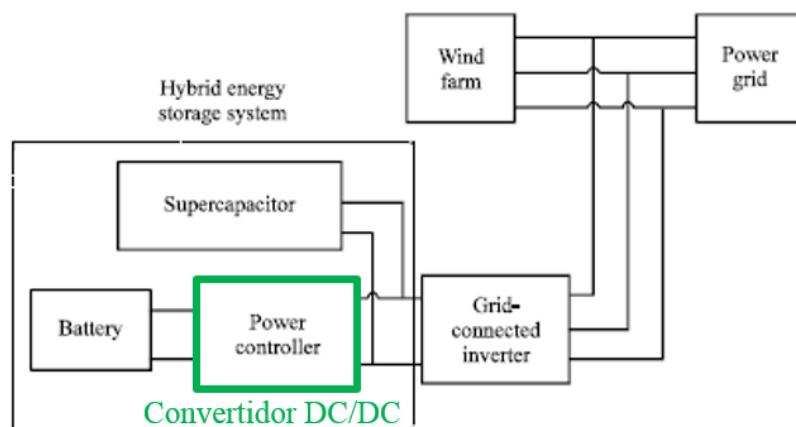


Figura 1 Esquema conexión convertidor

El sistema de almacenamiento híbrido consta de unas baterías y de un conjunto de supercondensadores. La ventaja de este tipo de almacenamiento frente a un almacenamiento convencional basado únicamente en baterías es que los supercondensadores absorben los picos de potencia amortiguando las oscilaciones de potencia generada renovable y alargan la vida de las baterías que no están diseñadas para soportar de manera continuada ciclos de carga y de descarga. Estas oscilaciones de potencia son típicas de las energías renovables, en especial de la energía eólica.

El objetivo o tarea principal de este proyecto es estudiar el modo de funcionamiento óptimo de un convertidor DC/DC bidireccional que permita la descarga/carga del sistema de almacenamiento y, a continuación, estudiar las pérdidas en dicho convertidor en base a un dispositivo real.

Se ha tomado como punto de partida el estudio del convertidor DC/DC. En especial, los diferentes tipos de control del mismo y los distintos tipos de modos de funcionamiento: modo continuo, su límite a modo discontinuo, el modo discontinuo y su relación con el valor de la inductancia crítica. Se ha expuesto el funcionamiento del convertidor DC/DC elevador, el reductor, el reductor-elevador y por último el convertidor DC-DC bidireccional. Centrándose en este último se han estudiado y calculado teóricamente los elementos de potencia del convertidor (inductancia y condensador) para reducir el rizado de la corriente que circula por el sistema de almacenamiento, trabajando el convertidor en un modo de funcionamiento u

otro: continuo o discontinuo.

A continuación, se han estudiado las posibles topologías del convertidor DC/DC bidireccional empleando la herramienta *Simulink* de MATLAB. Dentro de esta tarea se ha desarrollado un modelo que permite la simulación del comportamiento de un convertidor DC/DC bidireccional con interleaving de tres ramas para reducir el rizado de la corriente que circula por los sistemas de almacenamiento. Asimismo, se analizan los resultados de simulación empleando un postprocesado en MATLAB de la configuración de elementos propuesta analizando la transformada de Fourier y comparándose la amplitud y la cantidad de armónicos de la corriente que circula por los sistemas de almacenamiento.

Posteriormente, se ha trabajado en el diseño y cálculo de pérdidas del convertidor. Para ello se ha empleado la herramienta *SemiSel* del fabricante de elementos de potencia SEMIKRON. Dicha herramienta proporciona una lista de módulos que se adaptan a unos parámetros introducidos por el usuario y posteriormente tanto los elementos de potencia (IGBTs) como los disipadores y elementos de refrigeración necesarios para el convertidor. Se ha seguido el proceso de selección y dimensionado del convertidor empleando *SemiSel*, definiendo una solución de elementos comerciales, cumpliendo con las especificaciones técnicas (técnicas, geométricas y eléctricas), para la construcción del convertidor. Se han analizado distintas combinaciones de convertidor y disipador de la lista de dispositivos propuestos hasta hallar una configuración válida.

Por último, se ha concluido el proyecto calculando las pérdidas del convertidor propuesto empleando la herramienta de cálculo de pérdidas que tiene el programa *SemiSel*. Asimismo, se ha realizado un análisis de sensibilidad calculando la evolución de las pérdidas del convertidor propuesto en función de los parámetros de funcionamiento del convertidor. En concreto se ha estudiado las pérdidas en los diodos y en los IGBT en función del ratio de tiempo de conducción del diodo de libre circulación, un parámetro que permite regular el modo de conducción.

La metodología presentada en este trabajo pretende diseñar un convertidor electrónico, seleccionando los semiconductores más adecuados, el modo de operación más conveniente y el cálculo de las pérdidas, todo ello para una aplicación determinada.

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Objetivos

Este Trabajo de Fin de Grado es una pequeña parte de un proyecto mayor que busca desarrollar un sistema de conversión de potencia que permita hibridar sistemas de almacenamiento basados en baterías y supercondensadores para ser utilizados en sistemas de generación renovable híbridos conectados a redes aisladas o débiles. Para ello, es necesario diseñar, fabricar y validar un convertidor electrónico de potencia, así como el controlador de red. El objetivo general de este trabajo se centra en el diseño del convertidor electrónico de potencia.

Los objetivos específicos de este trabajo son: estudiar el modo de funcionamiento óptimo de un convertidor DC/DC bidireccional que permite la descarga/carga del sistema de almacenamiento y estudiar las pérdidas en dicho convertidor en base a un dispositivo real. Para ello, se ha analizado el efecto de los elementos de potencia del convertidor y se han investigado modificaciones en los mismos para reducir el rizado de la corriente que circula por el sistema de almacenamiento.

Como se ha comentado anteriormente, el convertidor se va a emplear como elemento de control de un sistema de almacenamiento híbrido (baterías y supercondensadores) y su uso en una planta de generación renovable, en este caso eólica y solar. El convertidor se encargará de la carga/descarga de los sistemas de almacenamiento según las necesidades de potencia de la instalación. La necesidad de estos sistemas de almacenamiento se basa en asegurar la estabilidad la red, que se ve comprometida por la intermitencia de las fuentes de generación renovables.

Las tareas en las que se ha dividido este trabajo han sido las siguientes:

Tarea 1: Estudio del estado del arte de los sistemas de almacenamiento híbridos de energía.

Tarea 2: Estudio de las distintas topologías de convertidores DC/DC y de sus modos de funcionamiento. Cálculo teórico de los elementos de potencia del convertidor (inductancia y condensador) para trabajar en un modo de funcionamiento u otro: continuo o discontinuo.

Tarea 3: Análisis de las posibles topologías de los convertidor DC/DC bidireccionales empleando la herramienta *Simulink* de MATLAB. Desarrollo de un modelo de un convertidor DC/DC bidireccional con interleaving de tres ramas para reducir el rizado de la corriente que circula por los sistemas de almacenamiento.

Tarea 4: Búsqueda de un dispositivo semiconductor comercial y el disipador necesario empleando la herramienta *SemiSel* del fabricante de módulos de potencia SEMIKRON.

Tarea 5: Cálculo de las pérdidas del convertidor.

Tarea 6: Elaboración del Diagrama de Gantt, la Estructura de Descomposición del Proyecto (EDP) y la estimación del Presupuesto.

1.2. Marco y justificación del trabajo

Los sistemas híbridos de generación eléctrica se caracterizan por la integración de una fuente de energía no renovable, comúnmente diésel, con otro tipo de fuente de energía, usualmente renovable (eólica, solar), para abastecer un consumo aislado. Los usuarios típicos de estas redes son poblaciones aisladas, islas, polígonos industriales o la industria minera.

Conforme se aumenta la cantidad de energía vertida a la red híbrida procedente de fuentes renovables, más complejo se hace mantener la estabilidad de la red, siendo necesario incorporar sistemas de almacenamiento temporal que permitan amortiguar las oscilaciones de potencia. Usualmente, estos sistemas se componen de elementos de almacenamiento electroquímico (baterías) y convertidores de potencia, que transforman la tensión continua en alterna. Las baterías clásicas, incluso las Li-Ion utilizadas en automoción, no están capacitadas para absorber los ciclos de carga/descarga propios de los sistemas híbrido de generación, que se mueven en el rango de los 1-3 segundos. Es necesario, por tanto, añadir un elemento de almacenamiento que absorba las diferencias de generación y consumo.

Otra de las dificultades de este tipo de redes aisladas es la aparición de armónicos de tensión. Así, además de estabilizar la tensión y la frecuencia, se deben filtrar los armónicos.

El prometedor mercado potencial de los sistemas de generación híbrida y el reto tecnológico supone la solución de los problemas actuales ha empujado a tener una metodología de diseño y control de convertidores de potencia que permitan desarrollar un sistema de conversión de potencia que permita hibridar sistemas de almacenamiento basados en baterías y supercondensadores.

1.3. Informe de responsabilidad social

Las condiciones climáticas se caracterizan por la alta contaminación y el calentamiento global. Esta situación se agrava con la creciente población y como consecuencia con una creciente demanda de energía. La electricidad se produce generalmente a partir de combustibles fósiles, sin embargo, su escasez conlleva un aumento gradual de los costes energéticos. Por ello, la combinación de diferentes fuentes de energía se presenta como una alternativa interesante para lograr un ahorro energético, reducir costes energéticos y reducir la contaminación atmosférica. A través de esta hibridación, el ratio de energía renovable en la producción de electricidad puede ser aumentado.

Las energías renovables cada vez están adquiriendo un papel más importante gracias a la concienciación de la sociedad y de los gobiernos de la necesidad de buscar fuentes de generación alternativas. La reciente Cumbre de París y el objetivo 20-20-20 de la Unión Europea para 2020 son evidencia de la creciente importancia de las energías limpias. (Comisión Europea, 2016) [1]. Los objetivos fundamentales de esta medida son tres:

- Reducir en un 20% de las emisiones de gases de efecto invernadero (en relación a los niveles de 1990).
- Ahorrar un 20% del consumo de energía a través de una mayor eficiencia energética.
- Promover las energías renovables hasta el 20%.

Estos objetivos están incluidos en la legislación de la UE desde 2009, y son apoyadas con múltiples programas de financiación como NER 300 y Horizonte 2020.

No obstante, la integración de la energía renovable en la generación de energía es objeto de varias restricciones tales como: altos costes de inversión, intermitencias en los recursos renovables que no son predecibles, y la necesidad de una producción de energía descentralizada para las redes aisladas.

Para afrontar el problema de las intermitencias en los recursos renovables se están investigando nuevos métodos de almacenamiento de energía que permitan una menor dependencia de la disponibilidad del recurso en cada instante. El objetivo es conseguir aprovechar toda la energía generada sobrante durante períodos en los que la demanda es inferior a la producción para poder cubrir los picos demanda o la falta de generación. En definitiva, lo que se busca con estos nuevos métodos de almacenamiento de energía es una mejora en la gestión energética.

2. METODOLOGÍA Y DESARROLLO DEL TRABAJO

2.1. Metodología

El trabajo se ha dividido en los siguientes capítulos:

1. Introducción. Se sitúa y enmarca el trabajo exponiendo los objetivos del proyecto, el marco de actuación y su justificación. También se incluye un informe de responsabilidad social.

2. Metodología y desarrollo del trabajo. Se explica la metodología empleada en la elaboración del trabajo junto con su estructura y el estudio del estado del arte de los sistemas incluidos en el marco del proyecto. También se desarrollan los modelos haciendo uso de la herramienta *Simulink* de MATLAB y se expone la metodología empleada para el diseño de un convertidor.

3. Resultados. Se hallan resultados numéricos de las simulaciones realizadas y se representan gráficamente para posteriormente extraer unas conclusiones.

4. Conclusiones. Se analiza la validez de los resultados obtenidos y si se ajustan a las necesidades requeridas.

5. Presupuesto y Planificación. Se realiza un diagrama de Gantt y se incluye un presupuesto es una estructura de descomposición del proyecto.

Anexo: Anexos y bibliografía.

La metodología empleada en la elaboración de este trabajo inicialmente se ha centrado en la documentación teórica sobre la base de trabajo. Posteriormente, se ha llevado a la práctica para diseñar y estudiar los modelos correspondientes y comprobar que lo obtenido es coherente con la teoría estudiada. Finalmente, se ha buscado acercar a la realidad el modelo para realizar un análisis de las pérdidas y validar el modelo diseñado.

2.2. Estado del arte

2.2.1. Generación de energía híbrida

Los sistemas híbridos de generación eléctrica constan de una fuente de energía no renovable, generalmente diésel, con una fuente de energía habitualmente renovable como puede ser solar o eólica, para abastecer un consumo aislado. Este tipo de redes son comunes en poblaciones asiladas, islas, polígonos industriales o en la industria minera.

Los primeros sistemas híbridos estaban caracterizados por integrar una baja proporción de energía renovable asegurando la estabilidad de la red híbrida. Esto se debe a que a medida que aumenta la cantidad de energía renovable en la red híbrida, más complejo resulta mantener la estabilidad de la red. El elemento activo que controla la red híbrida es el controlador del grupo diésel. Este controlador se encarga de regular la frecuencia, mediante la inyección o absorción de potencia activa (desarrollo de más potencia por parte del generador/dispersión de potencia en resistencias externas), y la tensión, mediante el consumo o inyección de potencia reactiva, (variación de la excitación del generador diésel). Los tiempos de respuesta de este controlador del grupo diésel son del orden de centenas de milisegundos, suficientes cuando la aportación de energía renovable no es elevada. Sin embargo, si se pretende reducir el consumo del grupo diésel, éste debe trabajar en unos rangos mínimos que dificultan su capacidad de estabilizar la red híbrida.

Por lo tanto, mientras la producción renovable sea mayor que las cargas que alimenta se podría conseguir una generación 100% renovable puesto que se podrían apagar los grupos diésel.

2.2.2. Almacenamiento híbrido de energía

Debido al comportamiento variable de la energía renovable, es necesaria la incorporación de unos sistemas de almacenamiento temporal que sirvan para amortiguar las oscilaciones de la potencia generada renovable. Generalmente, estos sistemas de almacenamiento son baterías, que permiten una autonomía de varias horas ante una bajada rápida del recurso renovable. Por lo tanto, el rol que cubren estos sistemas de almacenamiento, que comprenden una batería y un convertidor de potencia que transforma la tensión continua en tensión alterna, es el de ser la unidad que genera la red híbrida y se encarga además de mantener su estabilidad. Es decir, realizan la función del grupo diésel.

Para mantener estable la red híbrida se deben absorber todos los desajustes entre la potencia demandada por las cargas (población, industria, minería, etc.) y la generación renovable. Consecuentemente, el sistema de almacenamiento debe realizar de manera continuada ciclos de carga y descarga para los cuales no está diseñado cuando se trata de baterías. Las baterías clásicas de tecnología de plomo están diseñadas para operar de manera puntual en ciclos de carga y descarga no muy profundas. Si se las somete de manera continuada a pequeños ciclos

su tiempo de vida se ve recortado puesto que se superan los límites térmicos. Incluso las recientes baterías de Li-Ion utilizadas en automoción, diseñadas para soportar un mayor número de ciclos de carga/descarga, no están capacitadas para poder cubrir esa demanda continua de ciclos en el rango de 1-3 segundos. Por lo tanto, para poder conseguir una red eléctrica de generación híbrida con “cero emisiones” y utilizar tecnología de almacenamiento contrastada como las baterías, es necesario añadir un elemento de almacenamiento que alargue su ciclo de vida absorbiendo las diferencias entre generación y consumo con frecuencias de operación de pocos segundos y permitiendo así un comportamiento térmico más favorable a la batería.

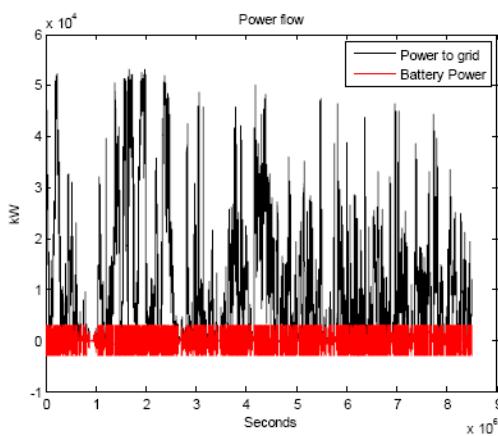


Figura 2 Potencia evacuada en un parque y potencia que debería manejar un sistema de almacenamiento

La figura 2 representa el detalle en el tiempo de la potencia evacuada en un parque eólico y en rojo la potencia que debería manejar un sistema de almacenamiento para poder estabilizar la potencia de salida del parque. En la figura 3 se representa el estado de carga de la batería al estar sometida a dichos ciclos de carga y descarga. Se observa claramente la elevada frecuencia de actuación a la que está sometida por lo que un sistema basado únicamente en baterías no podría asegurar un tiempo de vida de años.

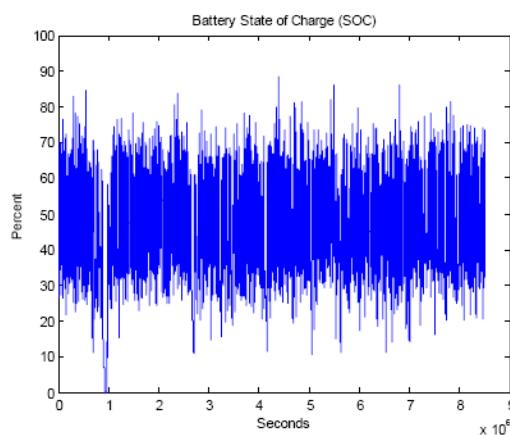


Figura 3 Estado de carga de la batería

Como respuesta a este problema, se está estudiando integrar un sistema de almacenamiento

basado en supercondensadores que, operando en paralelo con una batería permita cubrir las necesidades de regulación de la red híbrida, a la vez que alargar la vida de las baterías.

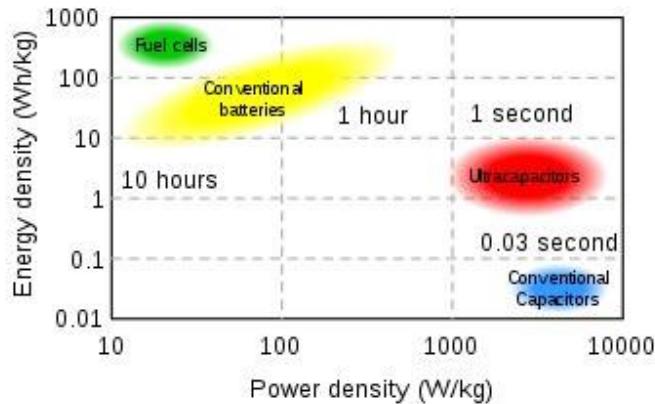


Figura 4 Comparación densidades de energía en sistemas de almacenamiento

Un supercondensador o ultracondensador, en términos simples, es la combinación en serie de dos capacitancias de doble capa que forman un condensador. Usualmente, almacenan entre 10 y 100 veces más energía por unidad de volumen o masa que los condensadores electrolíticos. Esto es debido a que las baterías almacenan y ceden energía mediante reacciones reducción-oxidación y por ello tienen una potencial constante hasta que la masa del reactivo se consume. Sin embargo, los supercondensadores son acumuladores de energía y requieren una variación de potencial para absorber o ceder potencia. Gracias a este diferente comportamiento, la combinación directa en paralelo de estos dos elementos almacenadores de energía no es tan eficiente como una configuración en paralelo activa. Este tipo de configuración implica usar un convertidor DC/DC que conecta el supercondensador con las baterías.

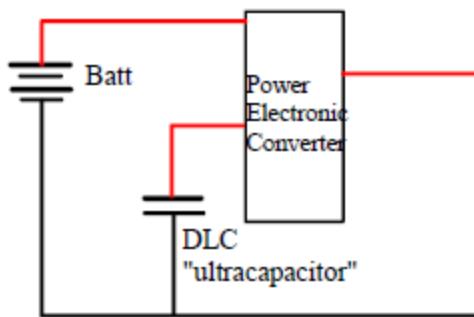


Figura 5 Configuración en paralelo activa

Asimismo, pueden cargarse y descargarse con mayor rapidez que las baterías y no se ven tan afectados por los ciclos de carga y de descarga. Las capacidades de los supercondensadores son del orden de Faradios y pueden llegar hasta los miles de Faradios. En la aplicación estudiada en este trabajo se han empleado supercondensadores de 3000 F del fabricante Maxwell conectados en serie.

2.3. Convertidores DC/DC

Los convertidores DC-DC se emplean para, partiendo de una fuente de tensión continua, ya sea fija o variable, conseguir un valor de tensión estable a la salida sin que ésta se vea afectada por posibles fluctuaciones en la tensión de entrada o en la carga conectada en la salida. Los convertidores estudiados se componen de semiconductores que, aplicando una serie de señales de control, actúan como interruptores que se abren y se cierran para convertir un nivel de tensión determinado en otro diferente. La tensión media de salida se regula controlando el tiempo en el que los semiconductores están abiertos (t_{off}) o cerrados. (t_{on}).

Entre los diferentes métodos de control existentes, uno de ellos consiste en la modulación por ancho de pulsos (PWM) de control de tensión de salida que se basa en la conmutación de los interruptores a frecuencia constante y en el ajuste de la duración del tiempo de conducción. En este método el ciclo de trabajo D , definido como la relación entre el tiempo de conducción de los semiconductores y el período, es variable.

Otro método de control más general consiste en variar la frecuencia de conmutación y el tiempo de conducción. El efecto de la variación de la frecuencia de conmutación dificulta el filtrado de las componentes de rizado en las ondas de entrada y de salida del convertidor, ya que una de las variables de las que depende este rizado es la frecuencia de conmutación.

En el estudio realizado se ha empleado el primer método, PWM. En este método, la señal de control de los interruptores que controla el estado del mismo (encendido ON o apagado OFF), se genera comparando una señal moduladora de tensión con una señal periódica o de control cuya amplitud y frecuencia se mantienen constantes. La señal moduladora se obtiene amplificando el error o diferencia entre la tensión medida de salida y el valor deseado. Por otro lado, la señal de control es una señal tipo dientes de sierra cuya frecuencia determina la frecuencia de conmutación de los semiconductores. La comparación del nivel de ambas señales es lo que va a determinar la generación de las señales de activación de los IGBTs. Cuando la señal moduladora es mayor que la señal de control se activará el IGBT, de manera que permitirá el paso de corriente. Por el contrario, cuando la señal moduladora sea menor que la señal de control el IGBT permanecerá abierto y no habrá circulación de corriente.

El ciclo de trabajo se puede expresar en función de la tensión de pico de la señal moduladora (V_s) y de la tensión de la señal moduladora ($v_{control}$). Por tanto, siendo T el período se tiene que:

$$D = \frac{t_{on}}{T} = \frac{v_{control}}{V_s} \quad (1)$$

Los convertidores DC-DC tienen dos modos de funcionamiento: modo continuo y modo discontinuo de conducción. Estos modos tienen características considerablemente distintas, por ello, a continuación se analizan por separado el control del convertidor en ambos modos de funcionamiento.

2.3.1. Modos de funcionamiento del convertidor reductor (buck)

El convertidor reductor genera una tensión media de salida inferior a la tensión continua de entrada V_d . Se estudiará el convertidor con una carga puramente resistiva, se considerará que el interruptor es ideal y se supondrá constante la tensión instantánea de entrada V_d .

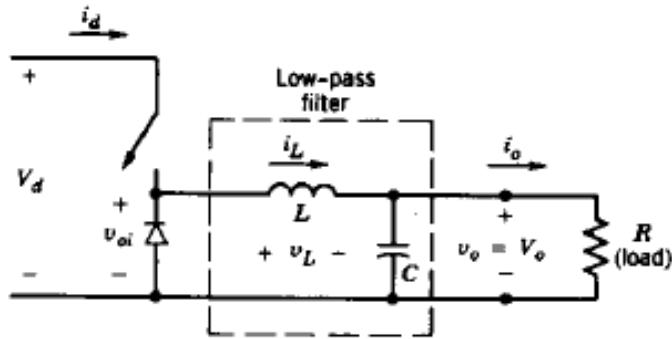


Figura 6 Convertidor reductor

La tensión media de salida, V_o se puede calcular en función del ciclo de trabajo según la expresión:

$$V_o = DV_d \quad (2)$$

Se observa que se puede controlar la tensión V_o variando la relación $\frac{t_{on}}{T}$ del interruptor, y esta variación es lineal.

Mientras el interruptor está cerrado, el diodo queda inversamente polarizado y circula corriente por la bobina. En esta situación se transfiere potencia de la entrada a la salida. Por el contrario, cuando el interruptor está abierto, el diodo queda polarizado en directa y la corriente como consecuencia de la energía almacenada en la bobina pasa por el diodo cediendo parte de esta energía almacenada a la carga.

Se considera que el filtro capacitivo en la salida es lo suficientemente grande como para que la tensión de salida sea constante. Se puede apreciar que en un convertidor reductor la corriente media inductiva (la que circula por la bobina) es igual a la corriente media de salida I_o puesto que en régimen permanente la corriente media por el condensador es nula.

A continuación, se analizan los distintos modos de funcionamiento para el caso de un convertidor reductor.

Modo Continuo

Este modo se denomina así por el hecho de que la corriente por la inductancia nunca se anula, es decir, durante el tiempo en el que el interruptor está abierto no da tiempo a que la inductancia se descargue. A continuación se explica qué ocurre con la corriente cuando el interruptor está cerrado (t_{on}) y cuando está abierto (t_{off}).

Durante el tiempo t_{on} el interruptor permite el paso de corriente a la bobina y el diodo se polariza inversamente. Asimismo, aparece una tensión positiva en la inductancia igual a la ecuación (3)

$$V_L = V_d - V_o \quad (3)$$

Donde V_L es la tensión en la bobina. Esta diferencia de potencial causa un aumento lineal en la corriente inductiva i_L . Cuando el interruptor se abre sigue circulando i_L , debido a la energía almacenada en la inductancia. Esta corriente circula por el diodo y la tensión en la inductancia pasa a ser:

$$V_L = -V_o \quad (4)$$

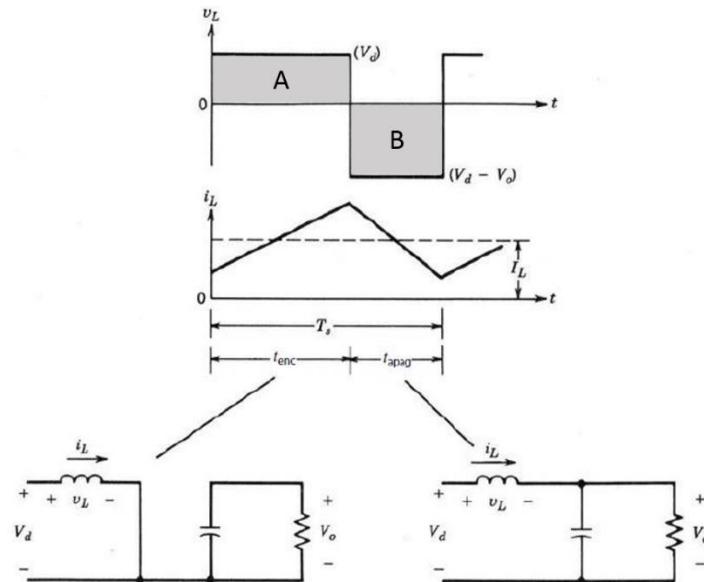


Figura 7 Estados del convertidor reductor

La tensión en la inductancia también se puede escribir en función de la variación de la intensidad como indica la ecuación (5)

$$V_L = L \frac{dI_L}{dt} \quad (5)$$

Despejando la variación de intensidad de la ecuación (5) y sustituyendo las ecuaciones (3) y (4) de la tensión V_L durante los tiempos t_{on} y t_{off} respectivamente, se obtiene las siguientes

variaciones de intensidad:

$$\Delta I_{L_{on}} = \int_0^{t_{on}} dI_L = \int_0^{t_{on}} \frac{V_L}{L} dt = \frac{(V_d - V_o) \cdot t_{on}}{L} \quad (6)$$

$$\Delta I_{L_{off}} = \int_0^{t_{off}} dI_L = \int_0^{t_{off}} \frac{V_L}{L} dt = -\frac{V_o \cdot t_{off}}{L} \quad (7)$$

Puesto que se está considerando régimen permanente, la integral de la tensión media en la inductancia, V_L , en un periodo debe ser nula. Esto implica que:

$$\int_0^T V_L = \int_0^{t_{on}} V_L + \int_{t_{on}}^T V_L = 0 \quad (8)$$

Se deduce de la ecuación (8) que las áreas A y B de la figura 7 deben ser iguales. Por lo tanto:

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T - t_{on}) \quad (9)$$

La ecuación (9) se puede escribir en función del ciclo de trabajo como:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T} = D. \quad (10)$$

Se observa que, en este modo de funcionamiento, la tensión de salida varía linealmente con el ciclo de trabajo dada una tensión de entrada y no depende de ningún otro parámetro.

Por último, si se desprecian la potencia de pérdidas de todos los elementos del circuito (inductancias, condensadores y pérdidas de conducción y conmutación en los semiconductores) y, por tanto, la potencia de entrada es igual a la de salida, se obtiene la relación entre las intensidades de entrada y de salida en función del ciclo de trabajo:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1}{D} \quad (11)$$

Donde I_d es la intensidad de entrada e I_o es la intensidad de salida del convertidor.

Límite entre modo continuo y discontinuo

Por definición, en el límite entre el modo continuo y el discontinuo la corriente inductiva es nula al final del periodo (tras el tiempo t_{off}) como se ve en la figura 8.

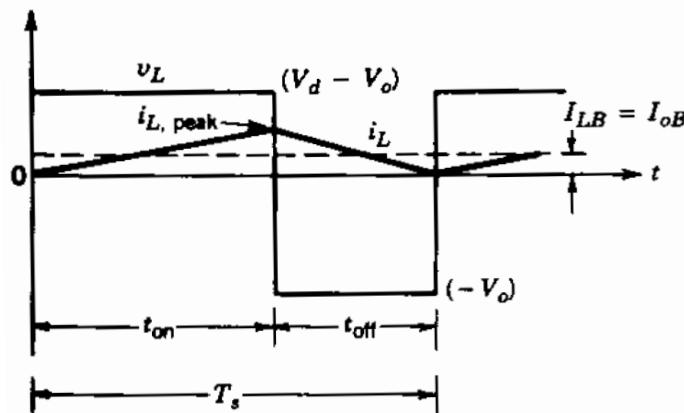


Figura 8 Corriente en el límite entre el modo continuo y discontinuo

La corriente inductiva media en este límite $I_{L,limite}$, es:

$$I_{L,limite} = \frac{1}{2} I_{L,pico} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT}{2L} (V_d - V_o) \quad (12)$$

Por lo tanto, dados unos valores T, V_d, V_o, L y D , si la corriente media de salida baja por debajo de $I_{L,limite}$, la corriente por la inductancia I_L se hará discontinua.

Modo Discontinuo

Existen dos modos de operación, dependiendo de la aplicación del convertidor se puede considerar que se mantiene constante o la tensión de entrada V_d o la tensión de salida V_o .

- Modo Discontinuo con V_d constante

Partiendo de que $V_o = DV_d$ y sustituyéndolo en la ecuación (12), la intensidad media por la bobina en el límite del modo de funcionamiento continuo es:

$$I_{L,limite} = \frac{TV_d}{2L} D(1 - D) \quad (13)$$

Representando gráficamente esta intensidad en función del ciclo de trabajo D y manteniendo el resto de parámetros constantes se obtiene la figura 9:

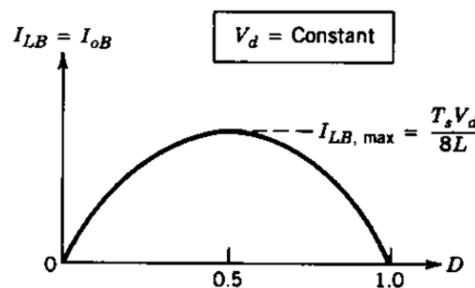


Figura 9 Intensidad en función de D en el modo límite de funcionamiento

Se observa que la corriente de salida requerida para un modo de conducción continuo es máxima para $D = 0.5$. Por lo tanto la relación entre la corriente máxima en el límite $I_{lim,máx}$ y la corriente límite es:

$$I_{lim,máx} = \frac{TV_d}{8L} \quad (14)$$

$$I_{límite} = 4I_{lim,máx}D(1 - D) \quad (15)$$

Con un razonamiento similar se obtiene la relación entre las tensiones. Se asume que el convertidor está funcionando inicialmente al límite del modo continuo. Si los parámetros T, L, V_d y D se mantienen constantes y se reduce la carga en la salida, la corriente media por la bobina disminuirá. Esto implica un mayor aumento en V_o que resulta en una corriente inductiva discontinua.

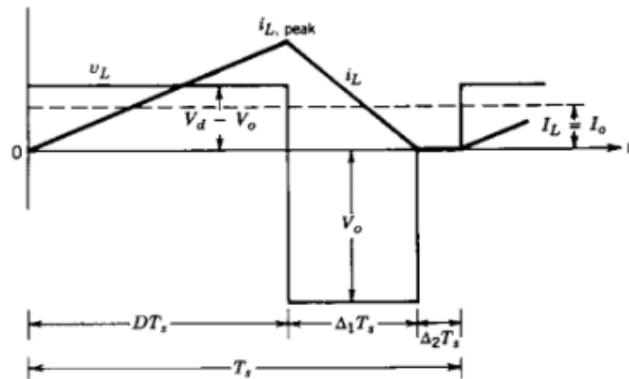


Figura 10 Convertidor reductor en modo discontinuo

En el intervalo en el que la corriente inductiva es nula, la potencia suministrada a la carga resistiva proviene únicamente del condensador del filtro. La tensión en la bobina en este intervalo también es nula.

Igualando la integral de la tensión en la bobina durante un periodo a cero y tras varia operaciones [2]se obtiene:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_{lim}}{I_{lim,máx}} \right)} \quad (16)$$

- Modo Discontinuo con V_o constante

En algunas aplicaciones puede que V_d varíe, sin embargo, V_o se mantiene constante ajustando el ciclo de trabajo.

Expresando las ecuaciones de las intensidades límite y máxima en función de la tensión V_o se obtiene:

$$I_{límite} = \frac{TV_o}{2L}(1 - D) \quad (17)$$

$$I_{lim,máx} = \frac{TV_o}{2L} \quad (18)$$

Siendo la relación entre ambas intensidades:

$$I_{límite} = I_{lim,máx}(1 - D) \quad (19)$$

En este modo de funcionamiento interesa mantener V_o constante por lo que es interesante obtener la ecuación del ciclo de trabajo D en función de las intensidades.

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{\frac{I_{lim}}{I_{lim,máx}}}{1 - \frac{V_o}{V_d}} \right)^{1/2} \quad (20)$$

2.3.2. Modos de funcionamiento del convertidor elevador (boost)

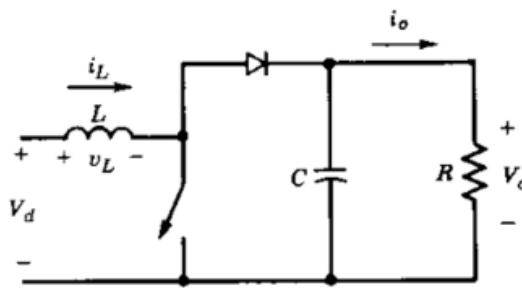


Figura 11 Convertidor elevador

En un convertidor elevador la tensión de salida es mayor que la tensión de entrada. Cuando el interruptor está activado, el diodo está inversamente polarizado y de esta manera se aísla la etapa de entrada de la de salida. Durante este tiempo la bobina almacena energía con una tensión en bornes igual a la tensión de entrada. Cuando se abre el interruptor la tensión en la bobina es la diferencia entre la tensión de entrada y la tensión de salida. Teniendo en cuenta que la tensión de salida es mayor que la de entrada, la bobina comienza a descargarse. Hay que tener en cuenta que en este tipo de convertidores siempre se está transfiriendo potencia a la carga. La capacidad del filtro de salida es muy alta para poder asumir la que la tensión de salida es constante V_o .

Modo Continuo

Realizando un razonamiento análogo al caso del convertidor reductor en modo continuo (anulando la integral de la tensión en la bobina en régimen permanente) se obtienen las siguientes ecuaciones de tensiones e intensidades:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 - D} \quad (21)$$

$$\frac{I_o}{I_d} = (1 - D) \quad (22)$$

Límite entre modo continuo y discontinuo

La corriente inductiva media en el límite es:

$$I_{limite} = \frac{1}{2} I_{L,pico} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on} = \frac{TV_o}{2L} D(1 - D) \quad (23)$$

En un convertidor elevador, la corriente inductiva y es igual a la corriente de entrada, por lo tanto la corriente media de salida en el límite $I_{limite,o}$ del modo continuo es:

$$I_{limite,o} = \frac{TV_o}{2L} D(1 - D)^2 \quad (24)$$

La gran mayoría de las aplicaciones que utilizan convertidores elevadores requieren que V_o se mantenga constante. Para ello, se varía el ciclo de trabajo, que a su vez implica una variación en la tensión de entrada.

Al igual que en el reductor, la intensidad límite expresada en función de su máximo ($I_{lim,máx}$) (obtenido con $D = 0.5$) es:

$$I_{limite} = 4I_{lim,máx}D(1 - D) \quad (25)$$

$$I_{lim,máx} = \frac{TV_o}{8L} \quad (26)$$

El modo de funcionamiento pasará a ser discontinuo si para un determinado D con V_o constante, la corriente media por la carga disminuye por debajo de $I_{limite,o}$ (y consecuentemente, la corriente media inductiva por debajo de I_{limite}).

Modo Discontinuo

Para estudiar el modo de conducción discontinuo se asume que a medida que la carga en la salida disminuye, D y V_d se mantienen constantes (a pesar de que en la práctica se varía D para mantener V_o constante).

Aparece la corriente discontinua como se muestra en la figura 12 debido a una reducción en la potencia en la salida (igual a la de la entrada), y por tanto, una menor corriente inductiva ya

que V_d es constante.

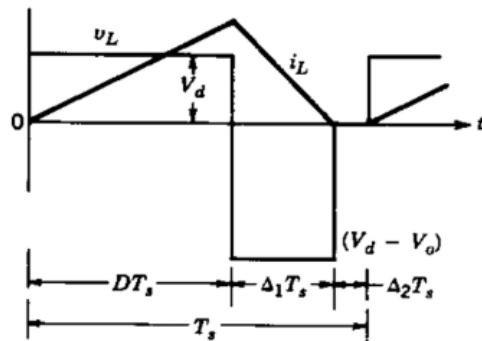


Figura 12 Convertidor elevador en modo discontinuo

Es interesante obtener la ecuación del ciclo de trabajo en función de las intensidades y las tensiones ya que es el parámetro que tenemos que variar para mantener V_o constante.

$$D = \left[\frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{o,lim,máx}} \right]^{1/2} \quad (27)$$

Donde I_o es la intensidad de salida e $I_{o,lim,máx}$ es la intensidad de salida máxima en el límite.

2.3.3. Modos de funcionamiento del convertidor reductor-elevador (buck-boost)

Este tipo de convertidores se emplea cuando se quiere conseguir una tensión de salida que puede ser tanto mayor como menor que la tensión continua de entrada.

Dicho convertidor se obtiene a partir de la conexión en cascada de un convertidor reductor y un convertidor elevador como aparece en la figura 13. En régimen permanente, la relación entre las tensiones de entrada y salida es el producto de las relaciones de ambos convertidores (suponiendo que tienen el mismo ciclo de trabajo).

$$\frac{V_o}{V_d} = D \frac{1}{1 - D} \quad (28)$$

El circuito del convertidor reductor-elevador aparece en la figura 13

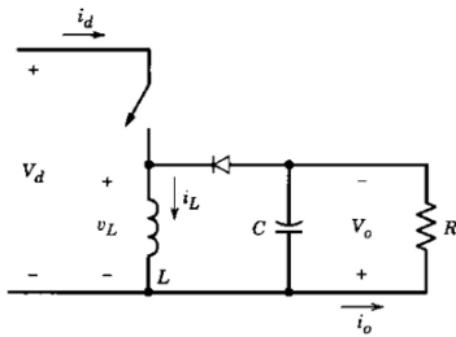


Figura 13 Convertidor reductor-elevador

Cuando el interruptor se encuentra cerrado, la entrada proporciona energía a la inductancia y el diodo queda inversamente polarizado. Cuando se abre el interruptor, la energía almacenada en la inductancia se transfiere a la salida, mientras que la entrada no proporciona energía a la carga. Como en los casos anteriores, en régimen permanente la capacidad del condensador de salida se considera lo suficientemente grande para poder considerar que la tensión de salida, V_o es constante.

Modo Continuo

Anulando la integral de la tensión en la inductancia en un periodo se obtiene la relación entre tensiones.

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (29)$$

Se observa en la ecuación (29) que en función del ciclo de trabajo, la tensión de salida puede ser mayor o menor que la tensión de entrada dependiendo del valor de éste.

Por otro lado, suponiendo que el rendimiento en el convertidor es del 100%, de manera que la potencia en la salida se mantiene igual a la potencia en la entrada se obtiene la relación entre intensidades.

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (30)$$

Límite entre modo continuo y discontinuo

Al igual que los convertidores estudiados anteriormente se cumple que la intensidad por la bobina en el límite de conducción continuo es:

$$I_{L,limite} = \frac{1}{2} I_{L,pico} = \frac{TV_d}{2L} D \quad (31)$$

Dicha intensidad se puede escribir también en función de la tensión de salida.

$$I_{L,limite} = \frac{TV_o}{2L} (1 - D) \quad (32)$$

Puesto que la corriente media por el condensador es nula la intensidad de salida es:

$$I_o = I_L - I_d \quad (33)$$

Por lo tanto, la corriente de salida en el límite es la siguiente:

$$I_{o,limite} = \frac{TV_o}{2L} (1 - D)^2 \quad (34)$$

A partir de las ecuaciones (32) y (34) de las intensidades en el límite se observa que sus valores máximos se obtienen para $D = 0$, siendo la relación entre las intensidades y sus máximos:

$$I_{L,limite} = I_{L,lim,max} (1 - D) \quad (35)$$

$$I_{o,limite} = I_{o,lim,max} (1 - D)^2 \quad (36)$$

Modo Discontinuo

Anulando la integral de la tensión en la inductancia durante un periodo se obtiene la relación entre tensiones.

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (37)$$

Donde Δ_1 representa el tiempo durante el que conduce el diodo.

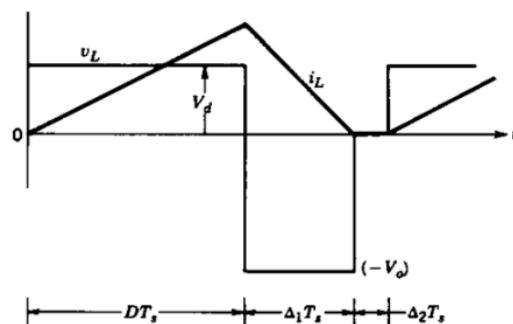


Figura 14 Convertidor reductor-elevador en modo discontinuo

Y suponiendo potencias constantes se obtiene la relación entre intensidades a partir de la ecuación (37)

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (38)$$

Por lo que la intensidad por la bobina queda de la siguiente forma:

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT(D + \Delta_1) \quad (39)$$

Generalmente, se busca mantener la tensión de salida constante mediante la variación del ciclo de trabajo. Por lo tanto, es interesante obtener la ecuación del ciclo de trabajo en función de las intensidades.

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{o,\lim,max}}} \quad (40)$$

2.3.4. Cálculo L crítica en un convertidor DC/DC bidireccional

Los convertidores bidireccionales se emplean en aplicaciones en las que se quiera enviar potencia de la entrada a la salida y viceversa. Este es el caso de las aplicaciones en los que hay sistemas de almacenamiento involucrados, como baterías y supercondensadores. Estos sistemas permiten tanto el almacenamiento como la cesión de energía. La dirección del flujo de potencia dependerá de las necesidades de la instalación. Normalmente este tipo de sistemas de almacenamiento suelen ir conectados a un bus de continua a través de un convertidor DC/DC que controla la potencia de carga/descarga de los mismos.

El modo de conducción de este tipo de convertidores (continuo o discontinuo) se elige en función de las necesidades de la aplicación. Éste depende del valor de la inductancia, de la potencia, de la tensión de entrada y salida y de la frecuencia de conmutación. Generalmente y dependiendo de la aplicación se conoce el rango de la tensión de entrada V_d , el rango en que varía la tensión de salida V_o y el rango de la potencia intercambiada entre la entrada y la salida P. Por otro lado, la frecuencia de conmutación se fija en función de las necesidades del control. Por tanto, el valor de la inductancia es la que delimita el modo conducción del convertidor. Variando dicho valor se determina el punto de trabajo del convertidor. En las aplicaciones en las que el rizado de la corriente de salida no es importante se prefiere trabajar en modo discontinuo para reducir las pérdidas en el convertidor. Esto se consigue porque se reduce el tiempo de conducción de los semiconductores (reducción de las pérdidas por conducción) y se minimizan las pérdidas por conmutación en los semiconductores. Teniendo en cuenta que la corriente por los semiconductores es nula en estos al final del período de conmutación, y que este tipo de pérdidas dependen del producto tensión por corriente, este

tipo de pérdidas se reducen considerablemente. El valor de la inductancia a partir del cual el convertidor empieza a trabajar en modo discontinuo se denomina inductancia crítica $L_{crítica}$.

Para deducir la ecuación de dicha inductancia se partió de las ecuaciones (10), (11), (21) y (22) de relaciones de intensidades y tensiones con el ciclo de trabajo, obtenidas en los apartados anteriores para el convertidor reductor y elevador:

$$\text{Reductor: } \frac{V_o}{V_d} = D \quad (10) \quad \frac{I_o}{I_d} = \frac{1}{D} \quad (11)$$

$$\text{Elevador: } \frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D} \quad (21) \quad \frac{I_o}{I_d} = (1-D) \quad (22)$$

Tanto en el convertidor como en el elevador se cumple que la corriente inductiva media es:

$$I_{L, límite} = \frac{1}{2} I_{L, pico} \quad (41)$$

Especificando la intensidad de pico en función de los parámetros conocidos, en el caso del reductor.

$$I_{L, límite} = \frac{1}{2} \frac{DT}{L_{crítica}} (V_d - V_o) \quad (42)$$

Sustituyendo la ecuación (11) de relación de las intensidades.

$$\frac{I_d}{D} = \frac{1}{2} \frac{D}{L_{crítica} \cdot f} (V_d - V_o) \quad (43)$$

Se introduce la potencia.

$$\frac{P}{V_d} = \frac{1}{2} \frac{D^2}{L_{crítica} \cdot f} (V_d - V_o) \quad (44)$$

Sustituyendo la ecuación (44) en la (43)

$$\frac{P}{V_d} = \frac{V_o^2}{V_d^2} \frac{1}{2L_{crítica} \cdot f} (V_d - V_o) \quad (45)$$

Finalmente, despejando la inductancia:

$$L_{crítica} = \frac{V_o^2}{V_d \cdot 2f \cdot P} (V_d - V_o) \quad (46)$$

Realizando el procedimiento análogo en el caso del elevador se obtiene la misma ecuación.

$$I_{límite,o} = \frac{TV_o}{2L} D(1 - D)^2 \quad (47)$$

$$\frac{P}{V_d} = \frac{V_o^2}{V_d^2} \frac{(V_d - V_o)}{V_d} \frac{TV_d}{2L_{crítica}} \quad (48)$$

$$L_{crítica} = \frac{V_o^2}{V_d \cdot 2f \cdot P} (V_d - V_o) \quad (49)$$

Consecuentemente, para unos determinados valores de tensiones de entrada y de salida, si la inductancia coincide con la inductancia crítica el convertidor estará funcionando en el límite del modo continuo y empezando a funcionar en modo discontinuo.

Si lo que se busca es funcionar en modo discontinuo, generalmente se elige un valor de $L_{crítica}$ un 10% menor que el valor obtenido con la ecuación (46) para garantizar el funcionamiento en modo discontinuo.

3. RESULTADOS

3.1. Aplicación práctica estudiada

Los resultados teóricos obtenidos en el apartado anterior se han validado mediante simulación. La aplicación para la que se ha hecho el estudio representada en la figura 15 es un sistema formado por un convertidor DC/DC conectado, por un lado, a una etapa de continua y, por el otro, a un módulo de supercondensadores. A ese mismo bus de continua se conectan una serie de baterías a través de otro convertidor DC/DC que se encarga de mantener la tensión de continua en un valor fijo. Como se ha comentado, las baterías mantienen la tensión continua constante y los supercondensadores amortiguan las oscilaciones de potencia generada para alargar la vida de las baterías. En función de los flujos de potencia el convertidor controlará la carga y descarga de las baterías y de los supercondensadores. El presente trabajo se centra en el convertidor DC/DC que se encarga de controlar la corriente de car/descarga de los supercondensadores.

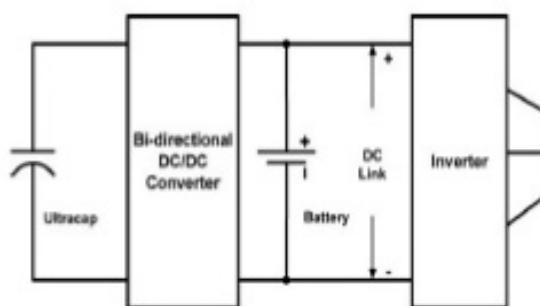


Figura 15 Esquema conexión convertidor

El lado de alta tensión del convertidor corresponde a la tensión del bus de continua y el lado de baja tensión corresponde a los supercondensadores. La tensión en los supercondensadores es variable dentro del intervalo 320V-690V.

Modelo y control del convertidor

Se comenzó analizando el funcionamiento de un convertidor bidireccional con IGBTs como interruptores. Se empleó el siguiente modelo de la figura 16 utilizando la herramienta *Simulink* de MATLAB.

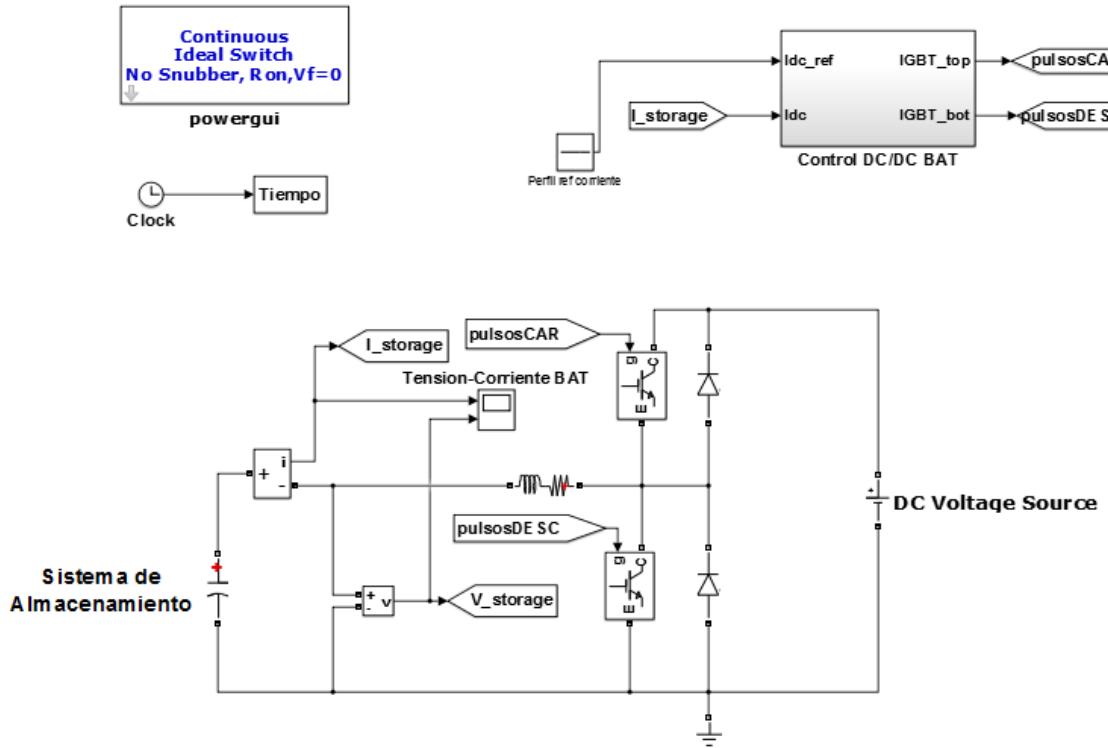


Figura 16 Modelo Simulink convertidor reductor-elevador

El convertidor está controlado mediante el modelo de la figura 17:

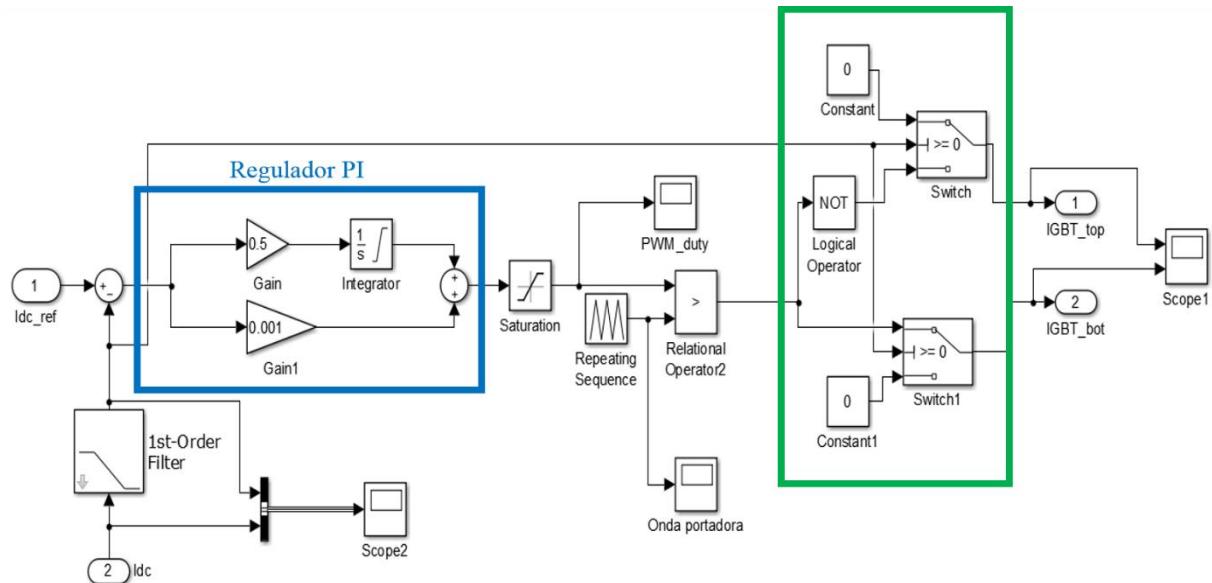


Figura 17 Control modelo convertidor

El convertidor diseñado para esta aplicación concreta está controlado en intensidad, es decir entrega o consume potencia en función de las necesidades de la instalación.

Se busca que la intensidad de carga/descarga de los supercondensadores siga un valor de referencia por lo que se comparan ambas señales, el valor medido y el valor de referencia. Se

corrige el error con un regulador PI, cuya salida es el ciclo de trabajo del interruptor correspondiente. Este valor se compara con la señal de control (modulación PWM) para obtener el ciclo de trabajo correspondiente del IGBT. Dichos pulsos permiten la apertura/cierre de los IGBTs, de manera que la corriente medida en los supercondensadores se acerque al valor de referencia en forma de una serie de pulsos de carga o descarga que indican cuando debe activarse y desactivarse el interruptor para que la corriente se corrija y se aproxime a la de referencia. En la figura 18 se muestran los pulsos de modulación obtenidos a partir de las ondas portadora y moduladora.

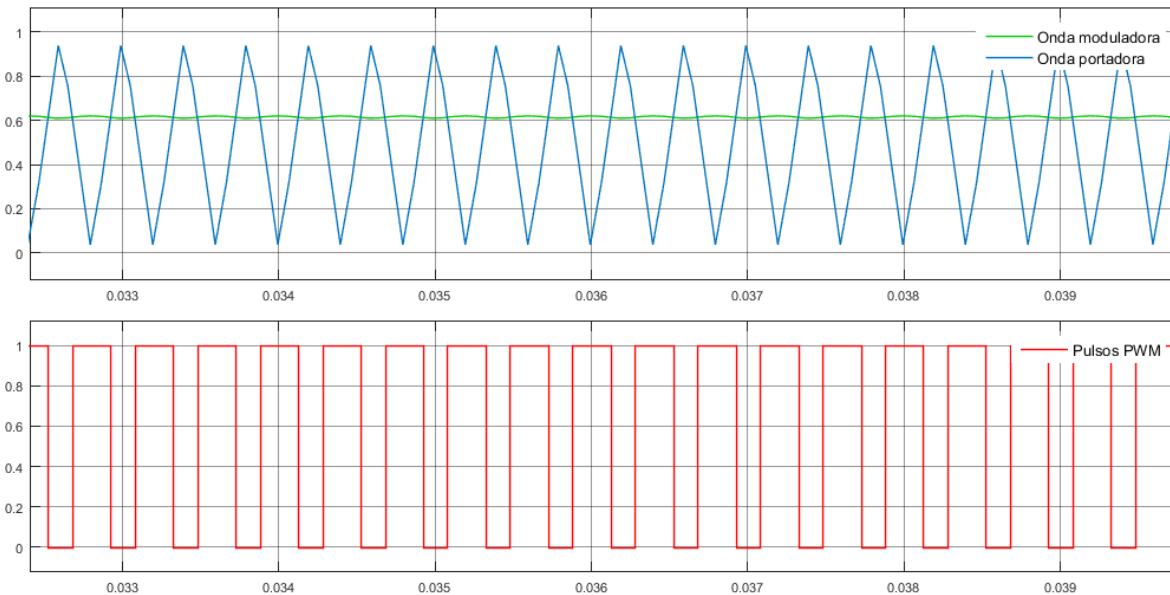


Figura 18 Modulación PWM

Cuando la onda moduladora es mayor que la onda portadora la señal de control del interruptor toma un valor alto (1) que hace que el interruptor se active. De lo contrario, el interruptor se mantiene apagado.

Antes de comparar la intensidad de referencia I_{dc_ref} con la intensidad en el convertidor I_c se filtra la intensidad del convertidor con un filtro de primer orden para eliminar las fluctuaciones y mejorar el rendimiento del regulador PI. En la figura 19 se muestran la señal intensidad del convertidor, I_c , y la señal filtrada que se compara realmente con la referencia.

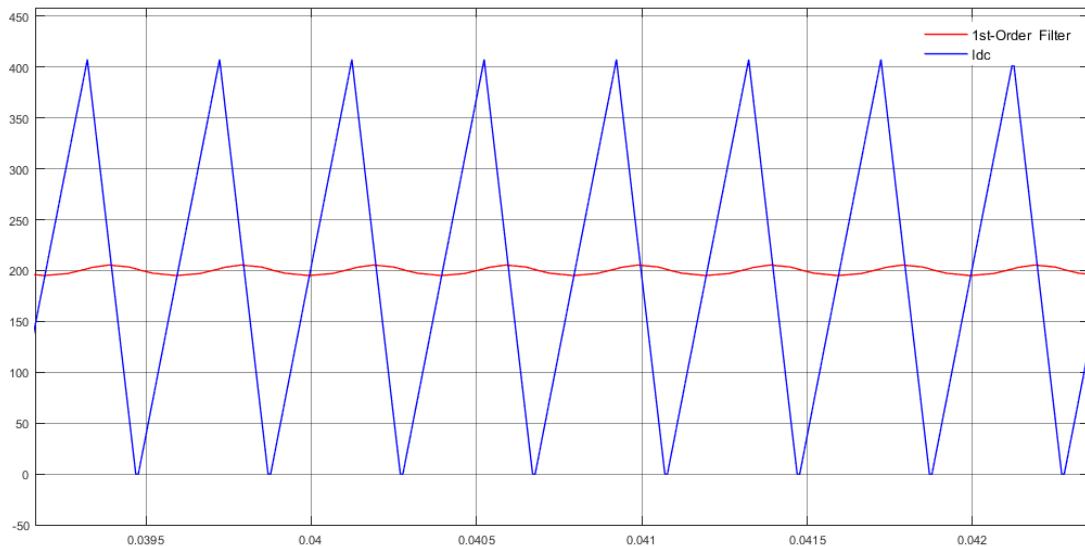


Figura 19 Filtro de primer orden intensidad

La última parte del control (recuadrado en verde en la figura 17 del modelo), se ha añadido al control para evitar que circulen corrientes negativas y a positivas alternativamente por los supercondensadores. Es decir, se quiere evitar el modo de conducción mixto en el que la intensidad al llegar a cero en lugar de anularse, como en el modo de conducción discontinuo, pasa a ser negativa.

Para evitar el modo de conducción mixto se ha añadido dos bloques *Switch*. Con el bloque superior se consigue que sólo se transmitan pulsos de carga al IGBT del convertidor si la intensidad que circula por los supercondensadores es negativa. Con el bloque inferior se consigue que sólo se transmitan pulsos de descarga al IGBT inferior si la intensidad es positiva. Los pulsos de carga y descarga transmitidos a los IGBTs se pueden observar en la figura 20.

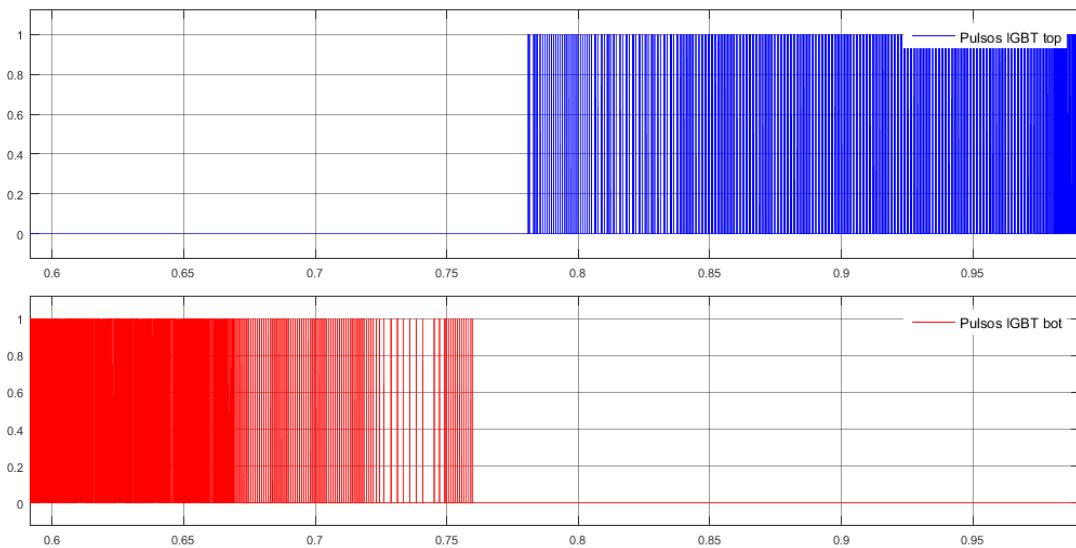


Figura 20 Pulsos interruptores

Se ha introducido una intensidad de referencia inicialmente constante igual a $200A$, seguida una rampa de $0.5s$ hasta llegar a una intensidad constante de $-200A$, para poder comprobar que no se produce el modo de conducción mixto.

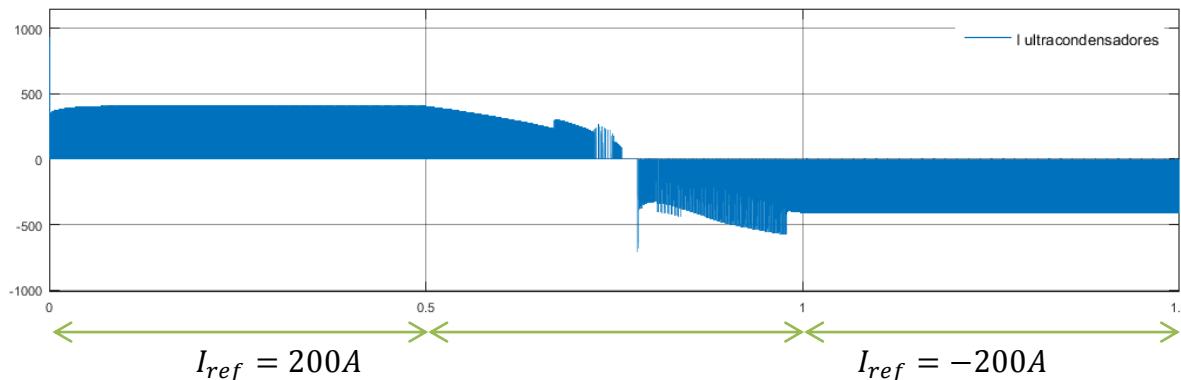


Figura 21 Intensidad por los supercondensadores

En la figura 21 se muestra la evolución de la corriente por los supercondensadores. Se han ampliado los tres tramos de intensidades para ver claramente el modo de conducción.

Tramo $I_{ref} = 200A$ constante

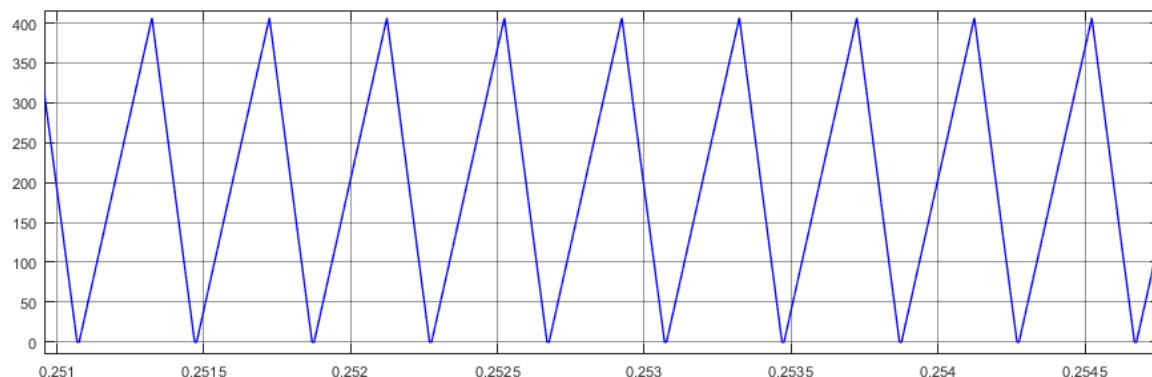


Figura 22 Intensidad tramo 1 por los supercondensadores

Tramo rampa de $0.5s$

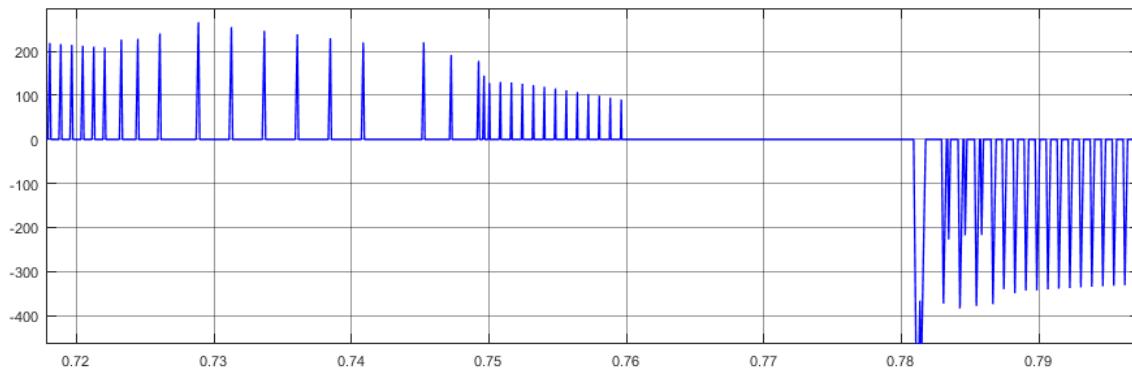


Figura 23 Intensidad tramo 2 por los supercondensadores

Tramo $I_{ref} = -200A$ constante

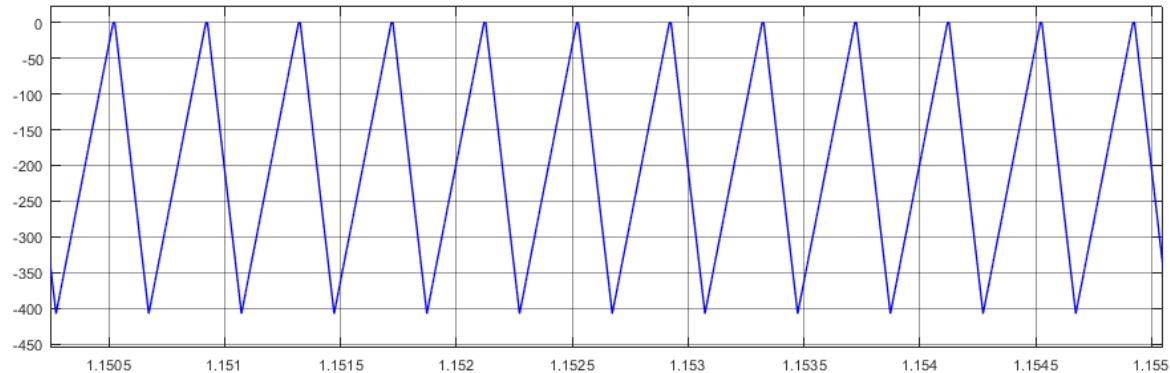


Figura 24 Intensidad tramo 3 por los supercondensadores

Observando las tres figuras (figura 22, figura 23 y figura 24) se verifica que no se produce el modo de conducción mixto. En el primer tramo y en el último tramo está funcionando en el límite del modo continuo, entrando ligeramente en el modo discontinuo. En el tramo central de la rampa el modo de funcionamiento se va haciendo más discontinuo con intensidades positivas hasta que durante $0.02s$ se anula la intensidad y tras ese instante vuelve a funcionar en modo discontinuo acercándose progresivamente al límite del modo discontinuo.

Si no se hubiese añadido los bloques “Switch” al modelo habría funcionado en modo mixto durante todos los tramos y se habría obtenido la siguiente evolución de corriente.

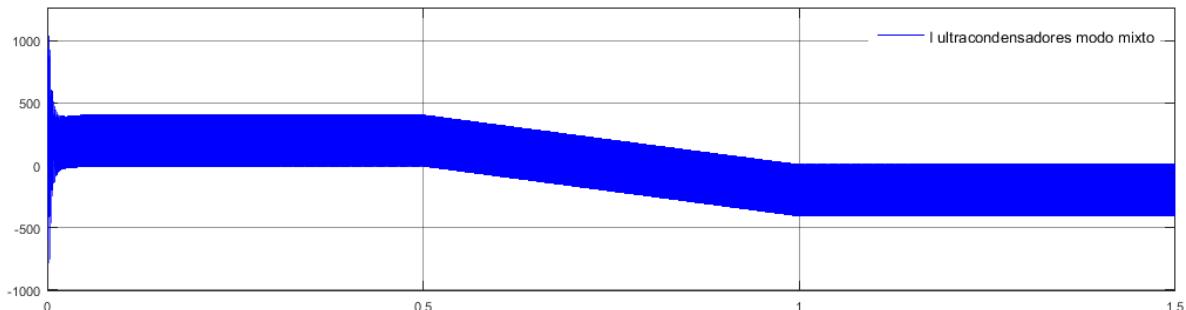


Figura 25 Intensidad por los supercondensadores en modo mixto

En la figura 26, se muestra el tramo de la rampa ampliado y se observa claramente que funciona en modo mixto ya que la corriente oscila entre $200A$ y $-200A$.

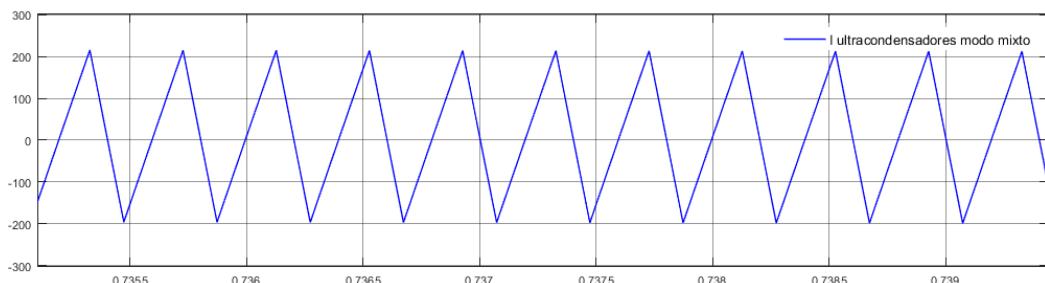


Figura 26 Intensidad tramo 2 por los supercondensadores en modo mixto

Cálculo de parámetros del convertidor

Se han considerado los siguientes valores para los parámetros del convertidor:

$$U_{DC} = 850V; U_{ultras,min} = 320V; U_{ultras,max} = 690V; f = 5kHz$$

La intensidad de referencia introducida en el control del convertidor es positiva y constante igual a 200A puesto que ya se ha comprobado que el convertidor no funcionará en modo mixto.

Se ha comenzado estudiando el convertidor con la tensión en los supercondensadores de 320V.

Cada celda de supercondensador tiene una capacidad de 3200F y 2.7V. Por lo tanto, se ha calculado el número de celdas necesarias para cubrir todo el intervalo de tensiones.

$$\text{Número de celdas} = \frac{690V}{2.7V/celda} = 255.5 \approx 256 \text{ celdas}$$

Dichos supercondensadores están conectados en serie, por lo tanto, la capacitancia total es:

$$\frac{1}{C_T} = \sum \frac{1}{C_i} = \frac{256}{3200}; \quad C_T = 12.5 F$$

Cálculo de la inductancia

En esta aplicación en concreto no interesa calcular la inductancia crítica para un punto de funcionamiento en particular ya que el convertidor que se ha diseñado se va a emplear para un sistema de almacenamiento de energía híbrida. La energía generada proviene de generación renovable por lo que la potencia generada no es constante si no que se producen ciclos de carga y descarga (especialmente en generación eólica). Por esta razón no existe un punto o un rango de valores de funcionamiento más frecuente y por lo tanto no interesa un cálculo para un punto preciso de la inductancia.

Se aprecia en la ecuación de la inductancia crítica hallada que su valor depende de la tensión en los supercondensadores. Dicha tensión es variable dentro de un intervalo por lo que se ha hallado el valor de la inductancia para distintos valores de tensiones para posteriormente elegir un valor único. La fórmula utilizada es la ecuación (46) deducida anteriormente. A modo de ejemplo se muestra el cálculo realizado para los dos valores extremos de la tensión. La potencia se ha calculado a partir de la intensidad de referencia 200A y la tensión de los supercondensadores.

$$L_{crítica,Umin} = \frac{U_{ultras}^2}{U_{DC} \cdot 2f \cdot P} (U_{DC} - U_{ultras}) = \frac{320^2}{850 \cdot 2 \cdot 5000 \cdot 200 \cdot 320} (850 - 320) = 99.76 \mu H.$$

$$L_{crítica,Umáx} = \frac{U_{ultras}^2}{U_{DC} \cdot 2f \cdot P} (U_{DC} - U_{ultras}) = \frac{690^2}{850 \cdot 2 \cdot 5000 \cdot 200 \cdot 690} (850 - 690) = 64.94 \mu H.$$

A continuación, se representa gráficamente la evolución de la inductancia crítica en función de las tensiones para todo el intervalo. Se puede observar que la inductancia no tiene una evolución lineal con la tensión puesto que dicho término aparece elevado al cuadrado en la fórmula. La inductancia crece con la tensión desde un mínimo hasta un máximo a partir del cual empieza a decrecer. El máximo valor de la inductancia $L_{crítica} = 106.24 \mu H$, se obtiene para la tensión $U_{ultras} = 420V$ y el valor mínimo $L_{crítica} = 64.94 \mu H$, se obtiene para $U_{ultras} = 690V$.

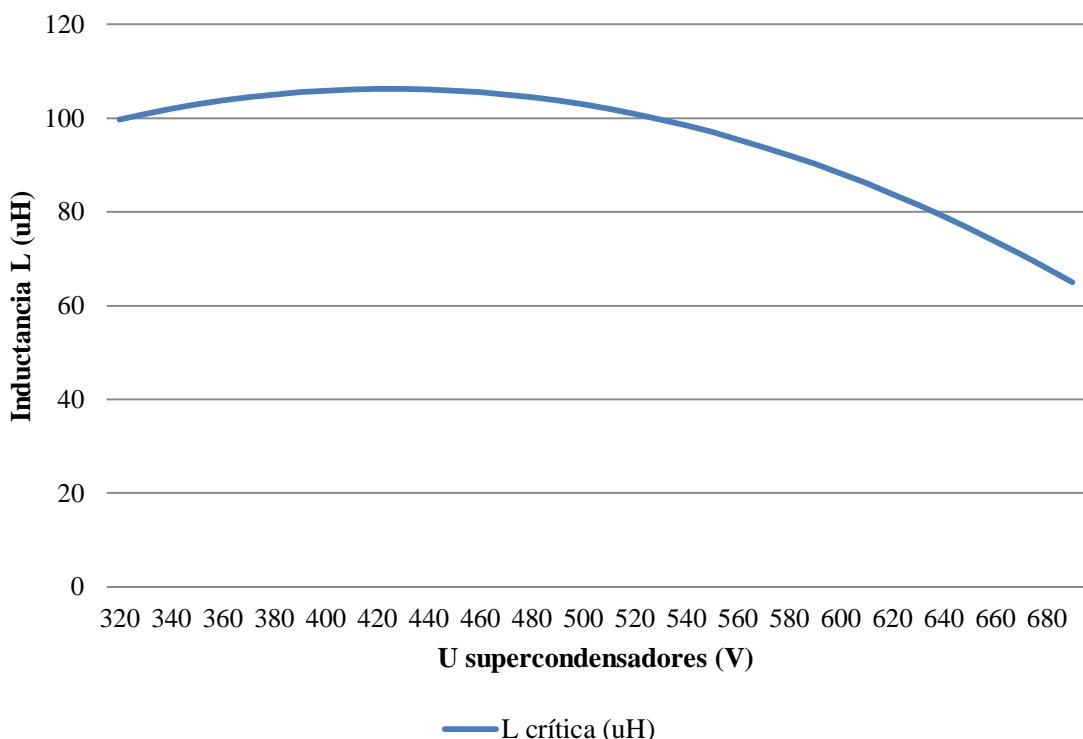


Figura 27 Inductancia crítica en función de las tensiones en los supercondensadores

Como se ha explicado anteriormente, la inductancia crítica delimita el modo de conducción continuo. Si para una determinada diferencia de tensiones (tensiones de entrada y de salida) se eligen una inductancia de valor menor que la crítica, el convertidor estará funcionando en modo discontinuo. Sin embargo, si se elige una inductancia de valor mayor, el convertidor funcionará en modo continuo. De manera que todos los valores de inductancia que se encuentran por debajo de la curva de la inductancia crítica implican un modo de conducción discontinuo, mientras que los valores por encima de la curva están asociados el modo continuo. En la figura 28 se han coloreado las dos zonas diferentes.

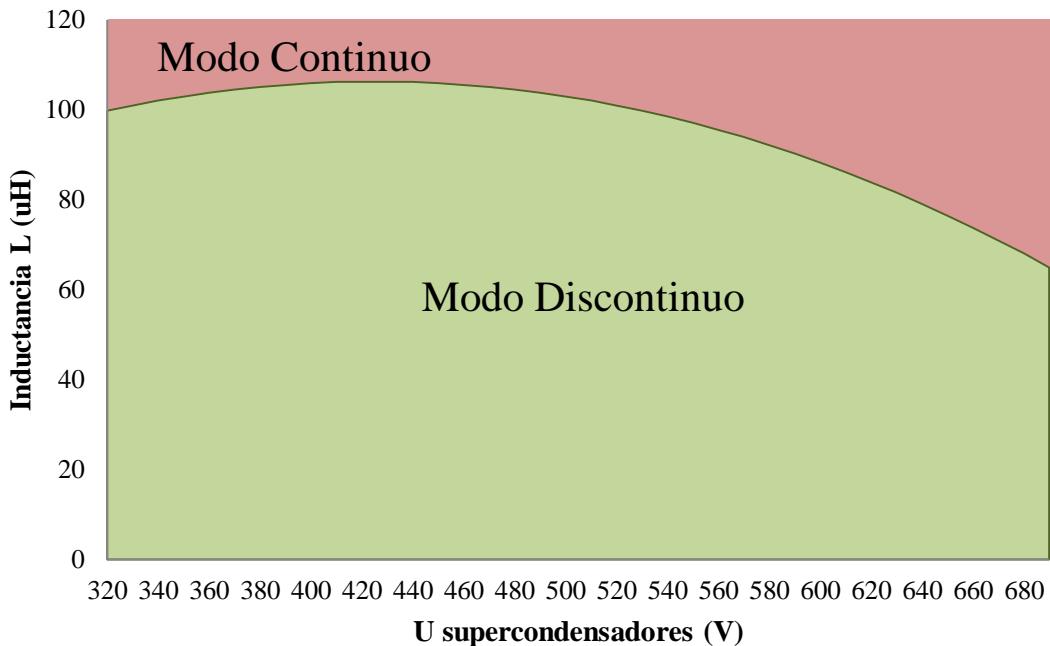


Figura 28 Modos de conducción en función de la inductancia crítica y la tensión

De acuerdo con la figura 28 se observa que si se elige como valor de inductancia la inductancia crítica correspondiente a $U_{ultras} = 690\text{V}$ (inductancia crítica mínima), el convertidor estará funcionando en modo discontinuo en todo el intervalo de tensiones. Por otro lado, si se elige la inductancia correspondiente a cualquier otra tensión del intervalo, por ejemplo la inductancia crítica correspondiente a $U_{ultras} = 320\text{V}$, a partir de una cierta tensión (aproximadamente 530V), el convertidor pasará de funcionar en modo discontinuo a funcionar en modo continuo.

Se ha empleado el modelo del convertidor de *Simulink* mencionado anteriormente para hallar un valor de inductancia para una determinada tensión en los supercondensadores que corresponda al modo de conducción continuo y otro valor que corresponda al modo de conducción discontinuo.

Se han hecho las primeras simulaciones con la tensión mínima de los supercondensadores 320V A continuación se muestran las gráficas de la intensidad ampliadas obtenidas con las tres simulaciones realizadas. La primera con una inductancia mayor que la crítica, 150 μH ; la segunda con la inductancia crítica, 99.76 μH y por último, con una inductancia menor que la crítica, 50 μH .

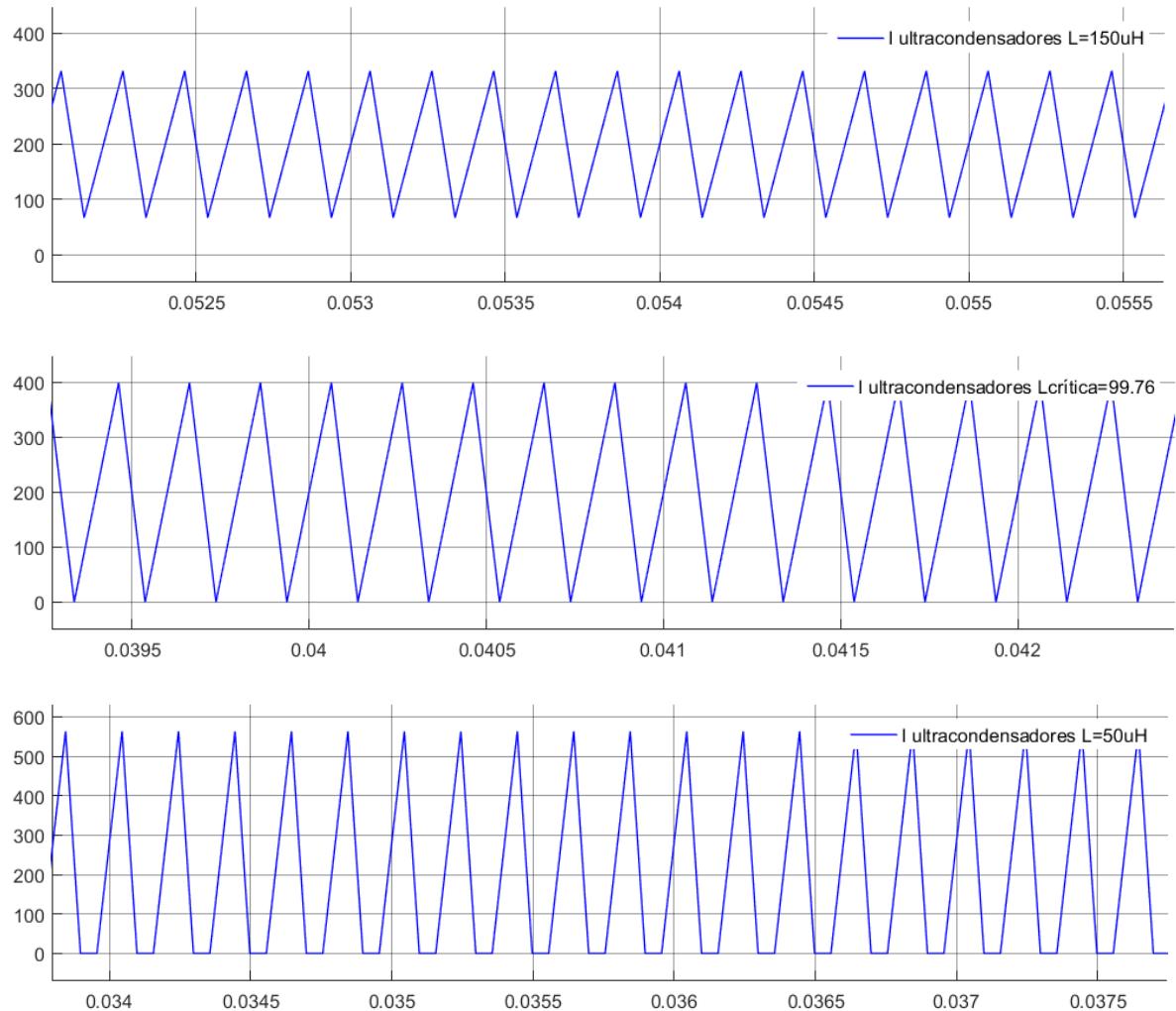


Figura 29 Comparación intensidad en los supercondensadores con distintas L a 320V

Se ha demostrado que efectivamente, las simulaciones coinciden con la teoría razonada anteriormente. Para valores de inductancia superiores a la inductancia crítica el modo de conducción es continuo. Para valores de inductancia inferiores el modo es discontinuo, mientras que, para el valor crítico, el convertidor funciona en el límite entre ambos modos.

Se han realizado tres simulaciones análogas con una tensión distinta en los supercondensadores, en este caso 690V. Las simulaciones se han realizado con la inductancia crítica, $64.94 \mu H$ y con un valor inferior y superior a ella, $40 \mu H$ y $150 \mu H$ respectivamente.

Según lo obtenido en las segundas simulaciones, la realidad sigue siendo coherente con la teoría. Se deduce de las gráficas de la figura 30 que si se elige un valor de inductancia para el circuito mayor que la inductancia crítica, como por ejemplo es la inductancia crítica correspondiente a la tensión mínima, el convertidor estará funcionando en todo el intervalo de tensiones en modo continuo como en modo discontinuo. Sin embargo, si se elige el valor de inductancia crítica mínimo, el convertidor estará funcionando en todo el rango de tensiones en modo discontinuo.

RESULTADOS

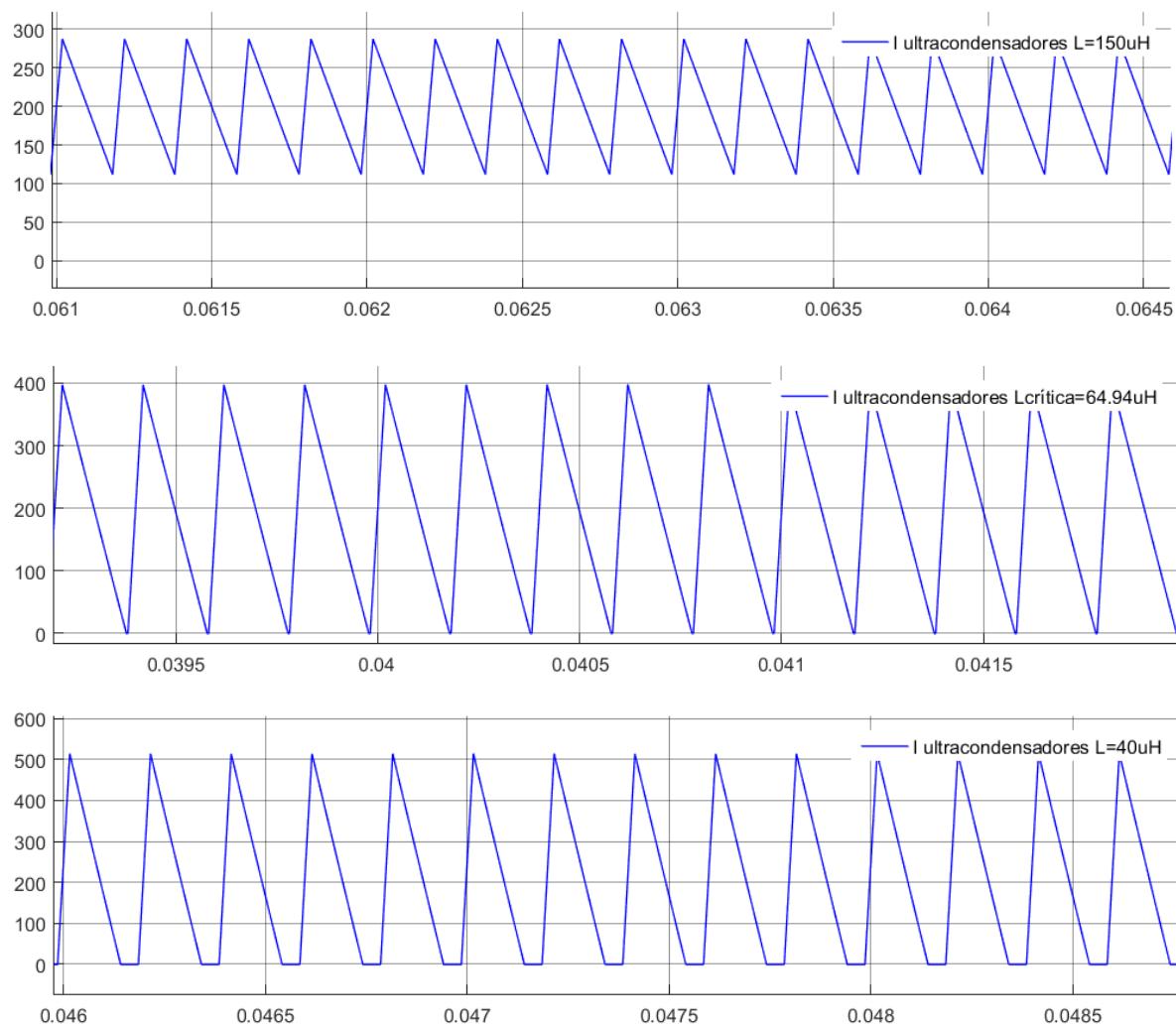


Figura 30 Comparación intensidad en los supercondensadores con distintas L a 690V

Tras el análisis realizado se ha optado por elegir para el convertidor de la aplicación la inductancia crítica correspondiente a la tensión máxima del intervalo, $L_{crítica} = 64.94 \mu H$ que garantiza un modo de funcionamiento discontinuo para todo el rango de aplicación. Se ha preferido trabajar en modo discontinuo puesto que como se explicará y demostrará más adelante, es el modo de funcionamiento que tiene menores pérdidas debido a que no hay corriente circulando constantemente por la inductancia.

Para asegurar el funcionamiento en modo discontinuo en tensiones próximas al valor límite se escogió una inductancia un 10% menor.

$$L_{crítica} = 64.94 \times 0.9 = \mathbf{58.446 \mu H}$$

3.2. Reducción del rizado

Un aspecto importante a la hora de diseñar un convertidor es el rizado en la tensión o la corriente de salida. Se busca reducir el rizado lo máximo posible, en este caso de la intensidad, para que no se produzca calentamiento en los supercondensadores y se alargue su vida útil. En la figura 31 se muestra de nuevo la intensidad obtenida empleando el modelo de *Simulink* de la figura 16 para observar el rizado.

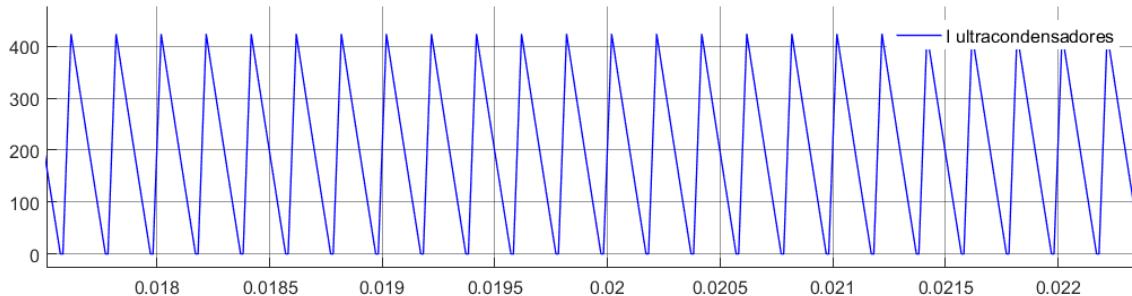


Figura 31 Rizado de la intensidad modelo original

En la gráfica de la intensidad de la figura 31 **¡Error! Marcador no definido.** obtenida con el valor adecuado de la inductancia crítica se puede observar que se obtiene un rizado del 200%. Dicho rizado es inaceptable, por lo tanto, se han buscado alternativas para reducir el rizado.

Primeramente, se ha introducido un condensador de pequeño valor en paralelo con los supercondensadores. Para poder reducir el rizado se tiene que sustituir los condensadores ideales del modelo original por un modelo de supercondensadores, ya que su comportamiento no es el mismo que el de un condensador normal. Se ha utilizado el bloque de supercondensador que proporciona *Simulink*. El valor elegido del condensador que se pone en paralelo con los supercondensadores para reducir el rizado de la corriente es $500 \mu F$.

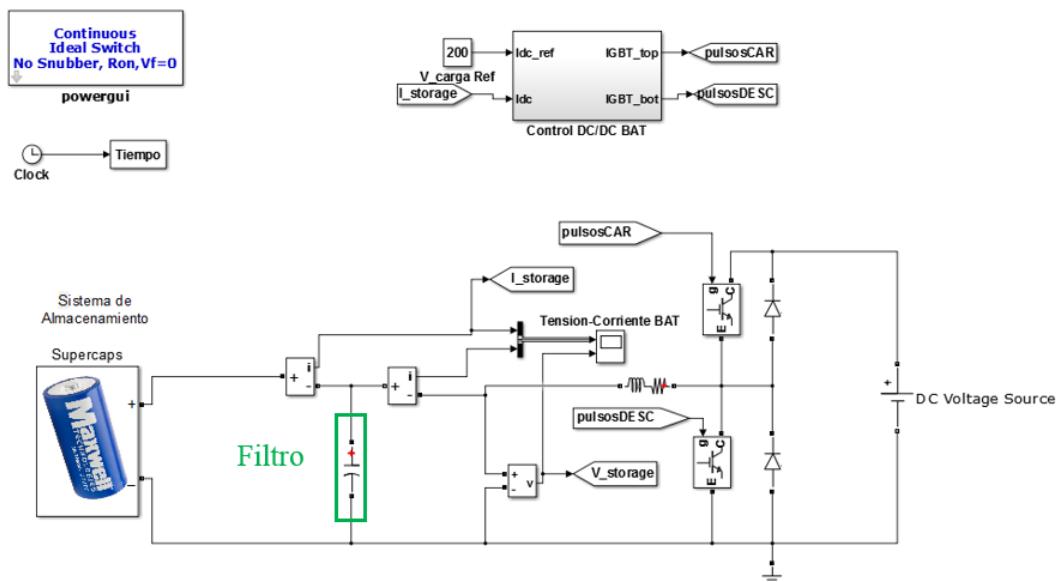


Figura 32 Modelo Simulink convertidor con filtro capacitivo

El esquema eléctrico del supercondensador del bloque que proporciona *Simulink* es el que aparece en la figura 33.

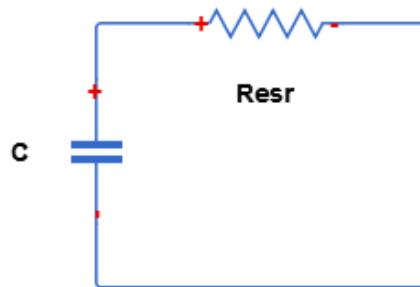


Figura 33 Esquema del supercondensador

Donde C es un condensador con la capacidad del supercondensador y R_{ESR} es la resistencia serie equivalente en continua propia del supercondensador. Dicha resistencia la proporciona el fabricante para cada celda de supercondensador puesto que la resistencia no es perfectamente idéntica en todas las celdas. A partir de los datos proporcionados por el fabricante (ver Anexo) se ha calculado un valor de resistencia media igual a $R_{ESR} = 0.23593 \text{ m}\Omega$ para cada celda. Por lo tanto, el sumatorio de las resistencias conectadas en serie de todas las celdas será:

$$R_{ESR,T} = 0.23593 \times 256 = 60.40576 \text{ m}\Omega$$

Además de la resistencia anterior también se ha considerado la resistencia de conexionado entre cada celda. Dicha resistencia es considerablemente más pequeña que la anterior y se ha tomado un valor igual a $R_{conex} = 0.1 \text{ m}\Omega$. El sumatorio de todas las resistencias de conexionado sería:

$$R_{conex} = 0.1 \times 256 = 25.6 \text{ m}\Omega$$

El modelo completo incluyendo ambas resistencias se muestra a continuación.

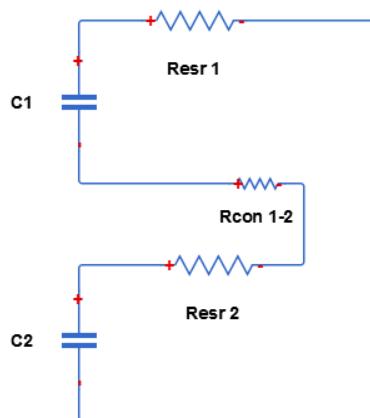


Figura 34 Esquema conexión entre dos celdas de supercondensador

Además de la resistencia en serie se introducen otros parámetros tales como el número de

celdas en serie o paralelo, la capacidad de los supercondensadores, su tensión nominal y la tensión inicial. Los datos introducidos son los siguientes:

Supercapacitor (mask)		
Implements a generic supercapacitor model which allows the simulation of Electric Double Layer Capacitors (EDLCs)		
Parameters Stern Self-discharge		
Rated capacitance (F)	3200/256	
Equivalent DC series resistance (Ohms)	$(0.25693+0.1)*256/1000$	
Rated voltage (V)	690	
Number of series capacitors	256	
Number of parallel capacitors	1	
Initial voltage (V)	690	

Figura 35 Parámetros supercondensador

En la figura 36 se muestra una comparación de la corriente inicial antes de pasar por el filtro con la corriente filtrada que circula por los supercondensadores.

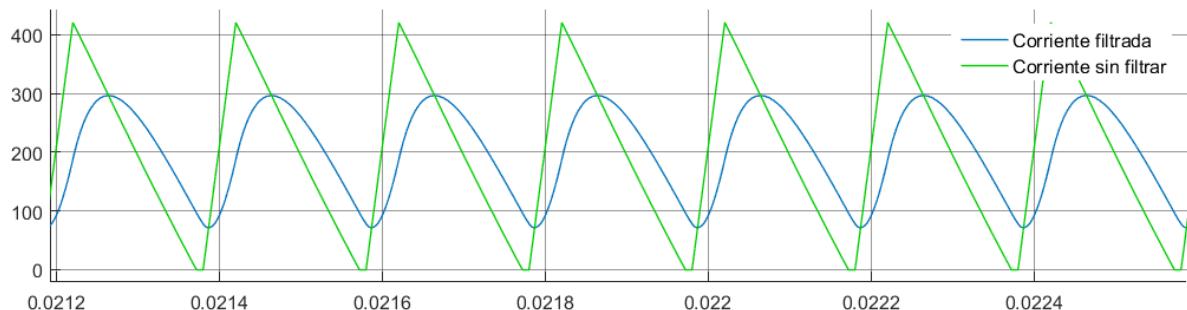


Figura 36 Comparación corriente con/sin filtro

Se puede observar claramente que el rizado se ha reducido considerablemente. Inicialmente en la corriente sin filtrar había un rizado de aproximadamente 200%. Con el filtro capacitivo se ha conseguido reducir el rizado hasta el 100%. Sin embargo, dicho rizado sigue sin ser aceptable por lo que se ha buscado otra alternativa.

Para ello se ha añadido al modelo original un interleaving de tres ramas, quedando el nuevo modelo como el de la figura 37:

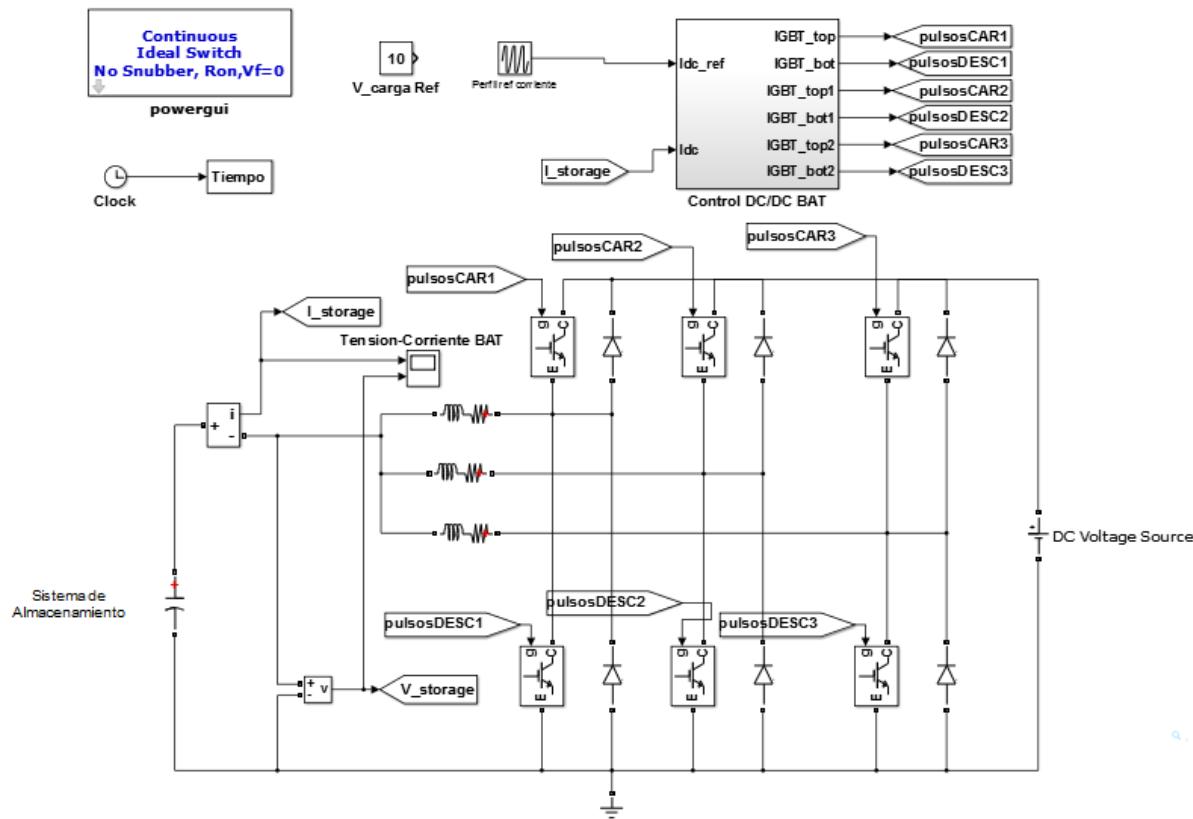


Figura 37 Modelo Simulink convertidor con interleaving

Se han añadido dos ramas en paralelo con la inductancia de la rama original. De esta manera se consigue que la intensidad se reparta por las tres ramas en lugar de circular toda ella por una única bobina. Existen dos formas de controlar un convertidor con interleaving. La primera consiste en conmutar las tres ramas a la vez, se sumaría el rizado de las tres ramas y el rizado sería mayor que en el caso de una única rama. La segunda posibilidad consiste en conmutar las ramas con desfase de manera que en todo momento solo una de ellas esté conduciendo. Esta opción permite reducir el rizado considerablemente.

El interleaving implica añadir dos bobinas más por lo que se podría pensar que esto encarecería el coste del convertidor, sin embargo, al repartirse la corriente por las tres ramas las bobinas que hay de colocar son más pequeñas. Es decir, se cambia una bobina de mayor tamaño por tres más pequeñas. En cuanto a cantidad de material, la cantidad de cobre será prácticamente la misma puesto que en total la intensidad que tiene que circular por ellos es la misma. En cambio, al ser bobinas de núcleo de hierro, la cantidad de hierro necesaria será mayor en el caso de tener tres bobinas.

Al modificar el modelo añadiendo las ramas se ha modificado el control de convertidor quedando como se muestra en la figura 38:

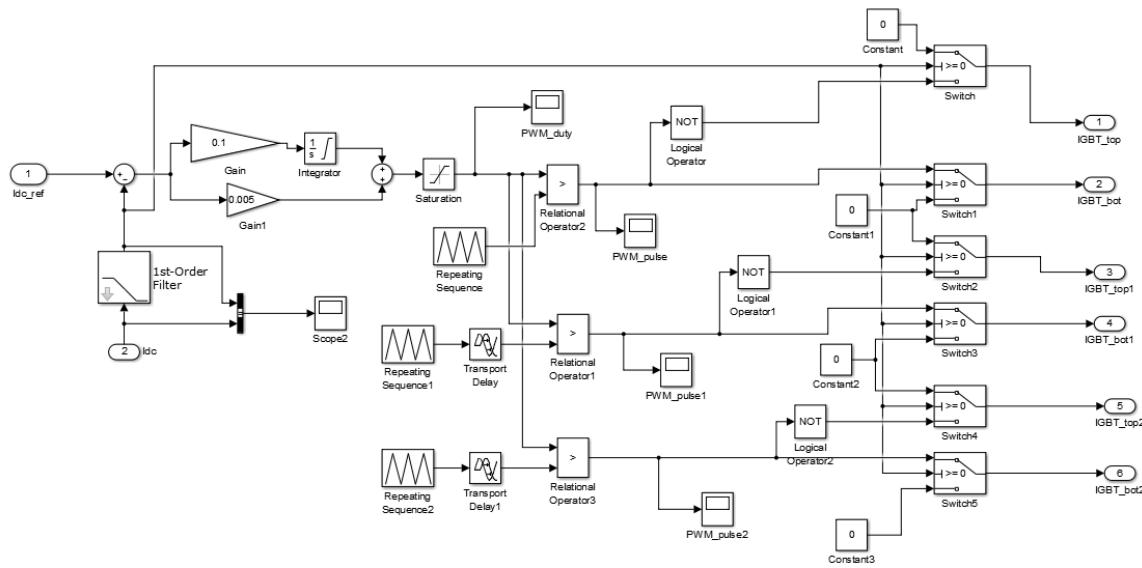


Figura 38 Control modelo convertidor con interleaving

Se puede observar que este nuevo modelo es análogo al anterior de la figura 17 con la excepción de que se ha añadido un desfase en las ondas portadoras. El desfasado de las tres ramas un tercio del periodo entre ellas.

En cuanto al modelo del convertidor, los parámetros se mantienen constantes excepto el valor de la inductancia crítica. La inductancia es la misma en todas las ramas y depende del número de ramas por lo que el valor calculado en el caso del convertidor simple con una rama no es válido en este caso. Por ello es necesario recalcular el valor de $L_{crítica}$.

Cálculo de L crítica con interleaving

Se ha calculado el valor de la inductancia crítica para un convertidor con interleaving de tres ramas. En cada rama hay una bobina, todas idénticas de manera que la corriente y la potencia se reparten equitativamente por las tres ramas. Es decir, hay un único valor de $L_{crítica}$ para todas las bobinas.

Se han empleado los siguientes valores para los parámetros del convertidor:

$$U_{DC} = 850V; U_{ultras,min} = 320V; U_{ultras,max} = 690V;$$

$$f = 5kHz; N_{ramas} = 3$$

Sustituyendo dichos valores en la ecuación de la inductancia crítica (46) se obtiene su valor.

La inductancia depende de la tensión en los supercondensadores. Puesto que dicha tensión es variable existe una inductancia crítica para cada valor de tensión del intervalo. A modo de ejemplo se ha calculado para los dos valores extremos de tensión en los supercondensadores.

$$L_{crítica,min} = \frac{U_{ultras}^2}{U_{DC} \cdot 2f \cdot P \cdot \frac{1}{N}} (U_{DC} - U_{ultras}) = \frac{320^2}{850 \cdot 2 \cdot 5000 \cdot 200 \cdot 320 \cdot \frac{1}{3}} (850 - 320) = 299.29 \mu H.$$

RESULTADOS

$$L_{crítica,máx} = \frac{U_{ultras}^2}{U_{DC} \cdot 2f \cdot P \cdot \frac{1}{N}} (U_{DC} - U_{ultras}) = \frac{690^2}{850 \cdot 2 \cdot 5000 \cdot 200 \cdot 690 \cdot \frac{1}{3}} (850 - 690) = 194.82 \mu H.$$

Se observa que las inductancias son proporcionales a las obtenidas para el modelo de una rama, concretamente son tres veces mayores las del nuevo modelo. Esto es debido a que la corriente (potencia) que antes pasaba por una rama, ahora se reparte por tres ramas.

Al igual que en el modelo original del convertidor con una sola rama, se ha calculado el valor de la inductancia crítica para todas las tensiones en los supercondensadores del intervalo y se ha representado gráficamente.

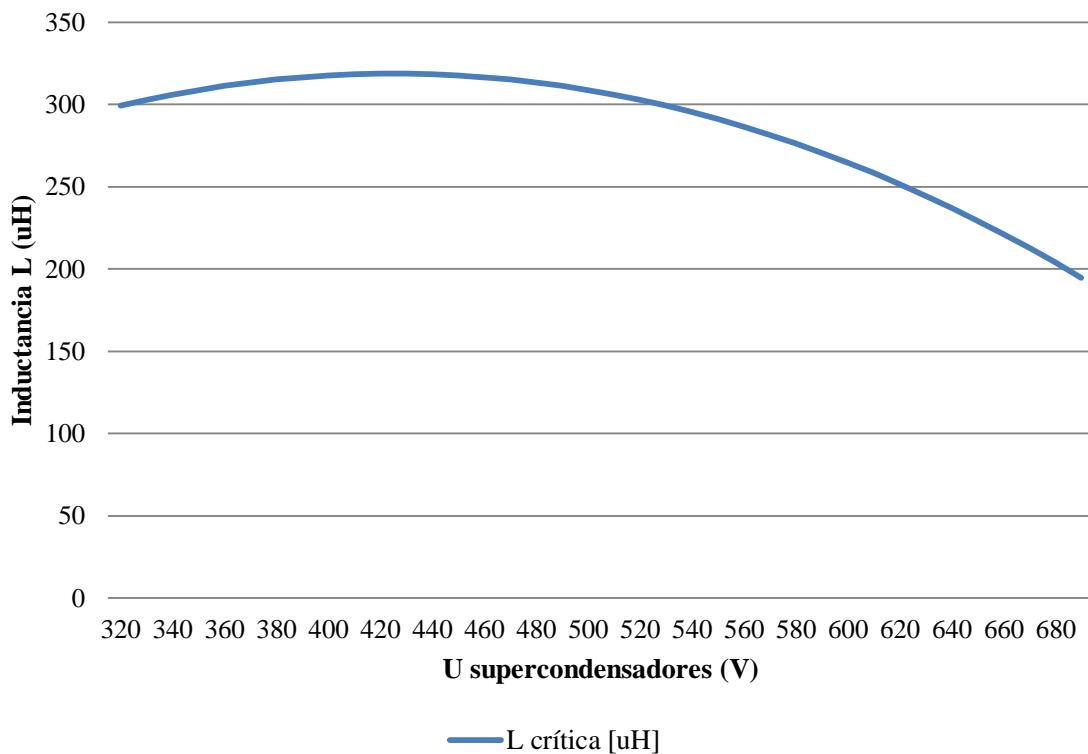


Figura 39 Inductancia crítica en función de la tensión de los supercondensadores

Se observa claramente en la gráfica de la figura 39 que la curva obtenida tiene la misma forma que la gráfica de la figura 27 y es paralela a ella.

De los dos valores posibles se ha elegido el valor de inductancia mínimo, correspondiente a la tensión máxima. Esto es debido a que se busca que el convertidor funcione en todo momento en modo discontinuo para todas las tensiones del intervalo por el mismo razonamiento que el caso anterior con una rama.

Para asegurar el funcionamiento en modo discontinuo en tensiones próximas al valor límite se escogió una inductancia un 10% menor.

$$L_{crítica} = 194.82 \times 0.9 = 175.338 \mu H$$

Introduciendo el nuevo valor de la inductancia en el nuevo modelo se han obtenido las

gráficas de la tensión y corriente en los supercondensadores.

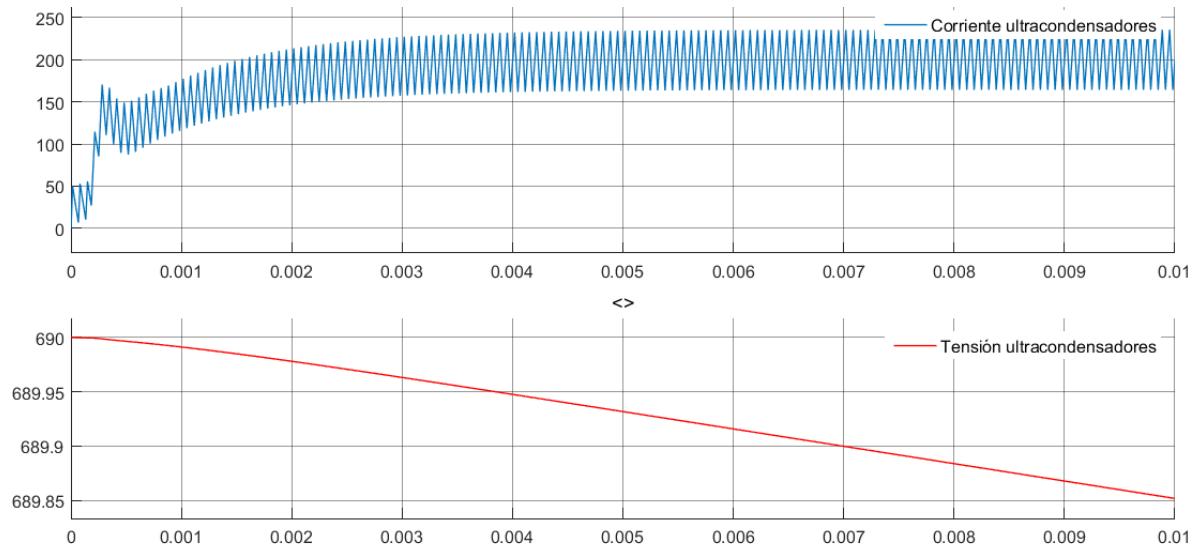


Figura 40 Intensidad y Tensión en los supercondensadores con interleaving

Si aumentamos la gráfica de la intensidad por los supercondensadores de la figura 40 y representamos además la corriente por una de las ramas inductivas para observar el modo de funcionamiento obtenemos la siguiente gráfica de la figura 41.

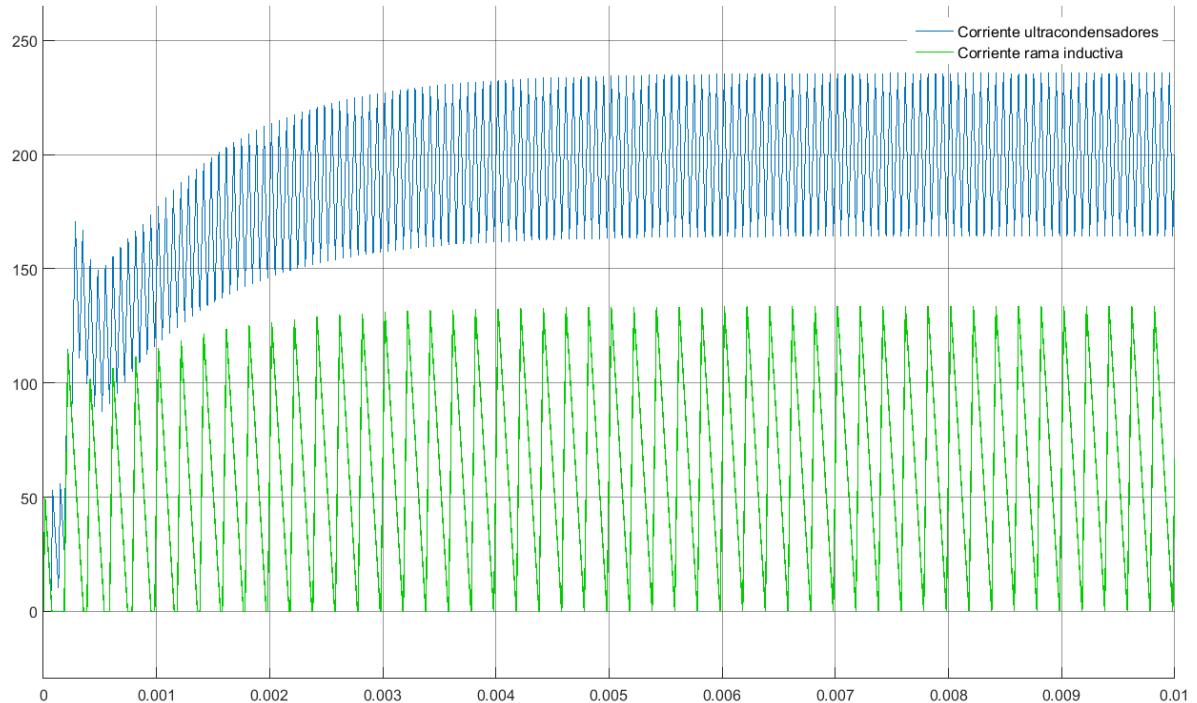


Figura 41 Corriente por una rama y por los supercondensadores con desfase

Se puede comprobar que el convertidor está funcionando en el límite entre el modo continuo y el modo discontinuo y que se ha reducido considerablemente el rizado en la intensidad.

Si en lugar de desfasar las tres ramas no se hubiese aplicado ningún desfase la gráfica de la

intensidad que se obtendría es la siguiente.

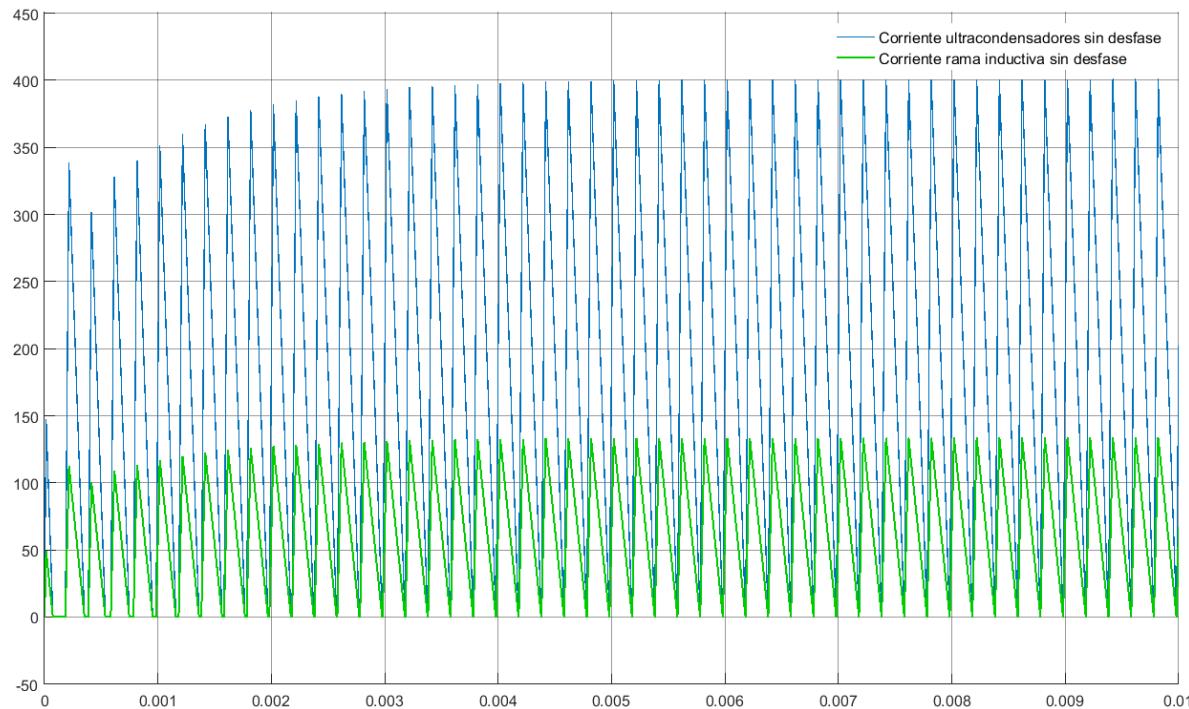


Figura 42 Corriente por una rama y por los supercondensadores sin desfase

Donde se puede observar que el rizado es considerablemente mayor que en el caso anterior.

Por último, se han combinado los dos métodos para reducir al máximo el rizado. Se ha añadido un filtro capacitivo de $150 \mu F$ al modelo con interleaving quedando el nuevo modelo de la forma siguiente:

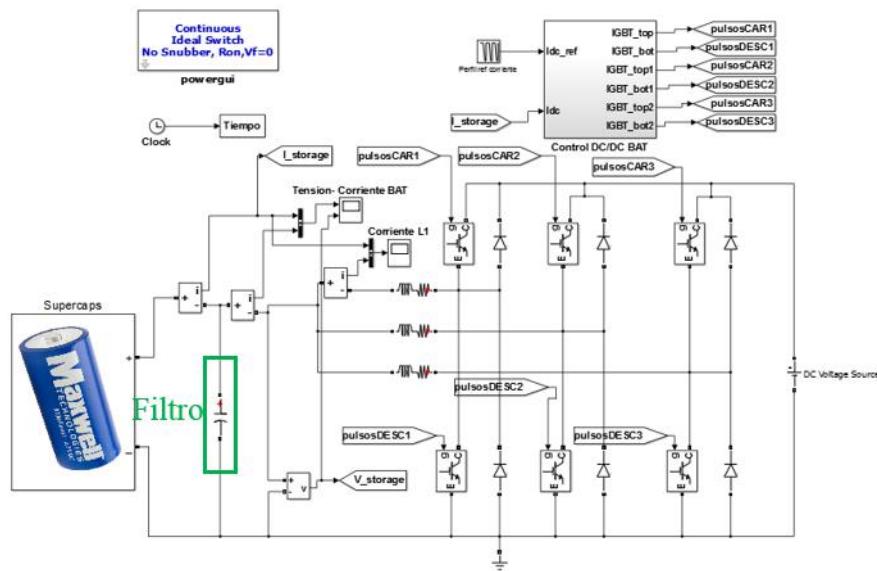


Figura 43 Modelo Simulink convertidor con interleaving y filtro capacitivo

En la figura 44 se representa la comparación de la corriente filtrada que circula por los

supercondensadores con la corriente sin filtrar con interleaving.

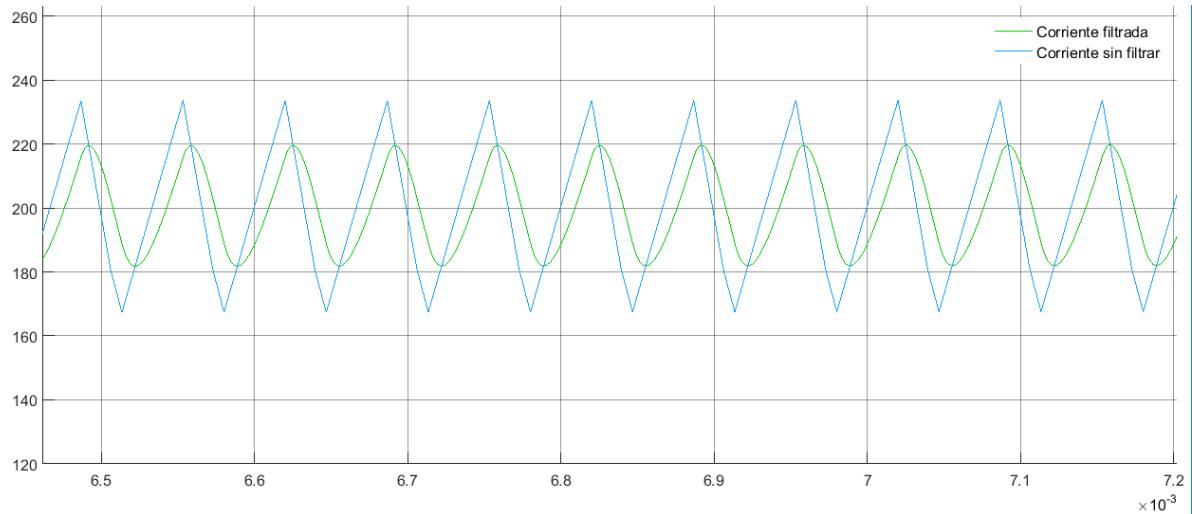


Figura 44 Comparación corrientes con/sin filtro 150uF

Se ha conseguido reducir el rizado hasta un 15%

Si se duplica la capacidad del filtro a $300 \mu F$ se obtiene una rizado aún menor, de aproximadamente el 10% como se puede ver en la figura 45.

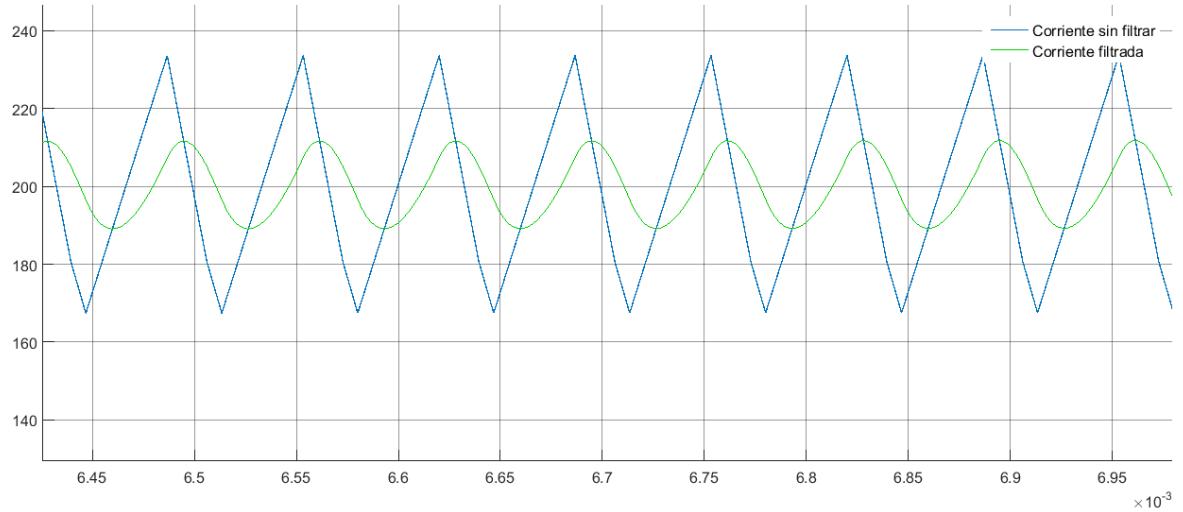


Figura 45 Comparación corrientes con/sin filtro 300uF

Esto nos permite concluir, que variando el filtro capacitivo se puede ajustar con bastante precisión el rizado que se desea permitir en el circuito.

En la figura 46 se puede apreciar con mayor detalle una comparación del rizado en los cuatro casos: sin interleaving y sin filtro capacitivo, sin interleaving y con filtro capacitivo, con interleaving y con interleaving y filtro capacitivo.

Como puede observarse de las gráficas de la figura 46, se ha conseguido la máxima reducción del rizado con el interleaving desfasado y filtro capacitivo.

RESULTADOS

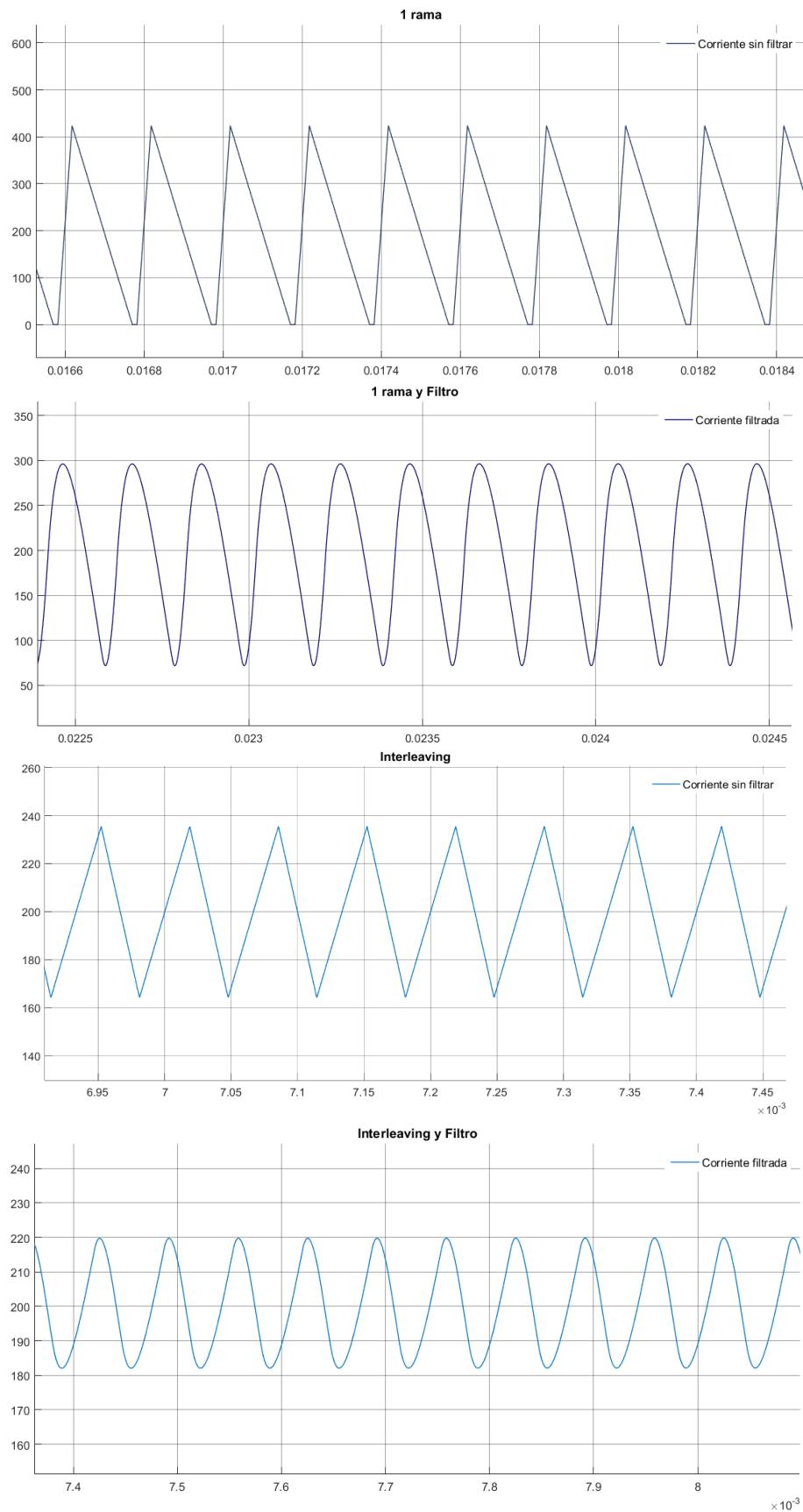


Figura 46 Comparación rizado en distintos casos

3.3. Análisis de la Transformada de Fourier

Se ha analizado la transformada de Fourier de varias corrientes del modelo de convertidor con interleaving. Para ello se ha empleado el comando *fft* de MATLAB que permite calcular la transformada rápida de Fourier (FFT en adelante) de las señales guardadas en el *workspace*.

Primeramente, se han comparado las FFT de la corriente total que circula por los supercondensadores cuando las tres ramas están desfasadas, con la corriente total por los supercondensadores cuando las ramas no están desfasadas.

En la figura 47 se puede observar que cuando las ramas nos están desfasadas la distorsión en la intensidad es mucho mayor que cuando las ramas están desfasadas. Mediante el desfase de las ramas se ha conseguido reducir los tres grandes picos en frecuencia (a 5, 10 y 15kHz) a solamente el menor pico a 15kHz. Por lo tanto, el desfase de las ramas además de reducir el rizado, disminuye la distorsión permitiendo obtener una señal más clara y limpia.

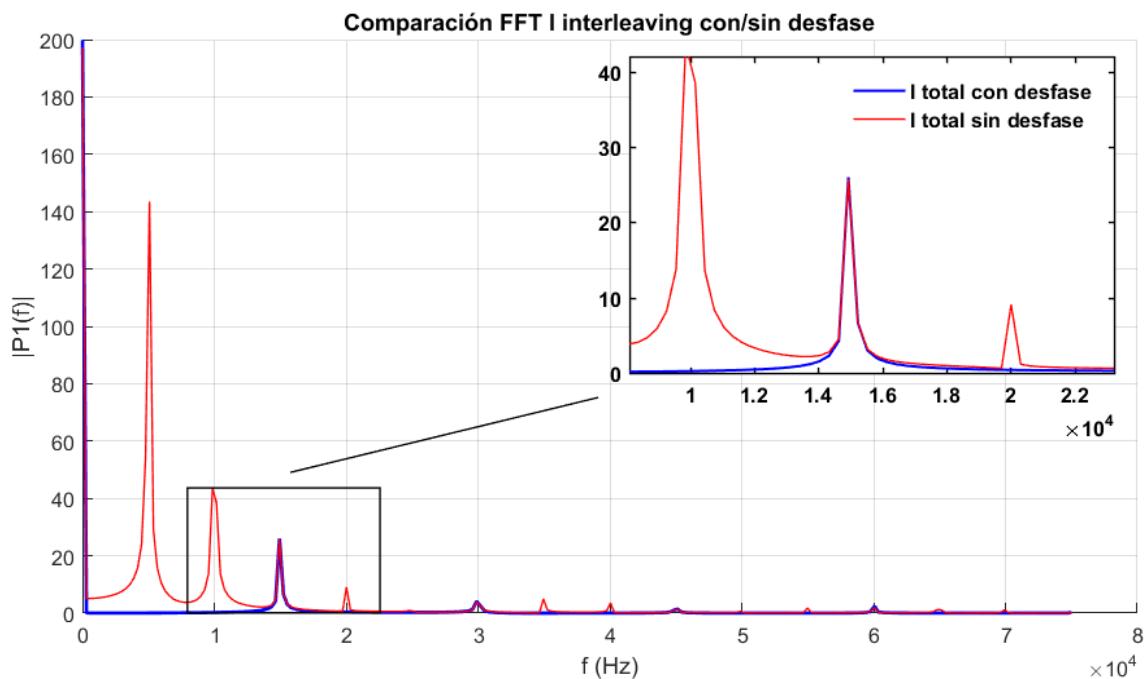


Figura 47 Comparación FFT con/sin desfase

Posteriormente se ha comparado las FFT de intensidad total de las tres ramas antes de pasar por el filtro capacitivo, con la intensidad que circula por los supercondensadores con el filtro. Se ha empleado el condensador de capacidad $300 \mu F$ con el que se obtiene un buen filtrado y una mayor mejora en el rizado. Se observa en la figura 48 que al añadir el filtro capacitivo se consigue de reducir la magnitud del pico a 15kHz en más de la mitad.

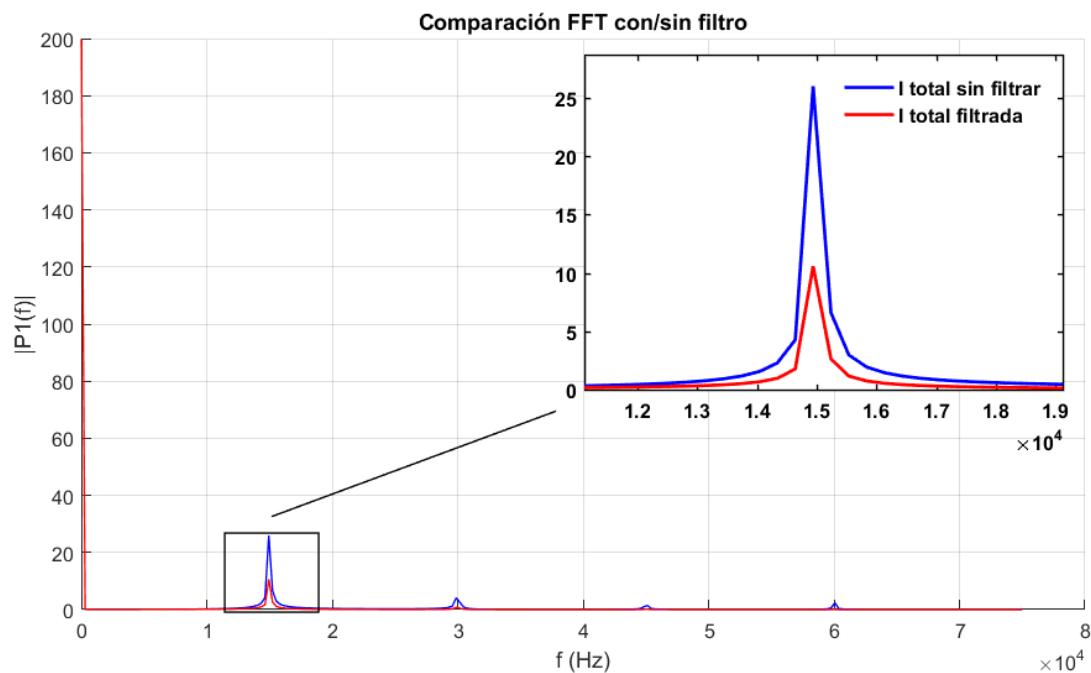


Figura 48 Comparación FFT con/sin filtro capacitivo

3.4. Búsqueda del módulo convertidor

Una vez calculados todos los parámetros del convertidor se han buscado los semiconductores comerciales que mejor se adaptan a las necesidades de la aplicación y con el que se han estudiado las pérdidas.

Para la elección del dispositivo adecuado se ha empleado la herramienta *SemiSel* del fabricante de módulos de potencia Semikron. Esta herramienta permite diseñar un convertidor paso a paso para analizar las pérdidas mediante una simulación. Asimismo, a partir de unas especificaciones que el usuario introduce, propone un dispositivo que cumpla los requisitos especificados y presente las menores pérdidas posibles.

La metodología que se ha seguido para la elección del convertidor empleando la herramienta *SemiSel* ha sido la siguiente:

1. Partiendo de los datos de la aplicación hallar una lista de posibles dispositivos adecuados mediante la función *Device Proposal*.
2. Comprobar si la configuración elegida junto con el sistema de refrigeración es adecuada mediante la función *Step by Step Design*.
3. Si la configuración no es adecuada o las pérdidas son excesivas, elegir otro sistema de refrigeración o en el caso que esto no sea posible repetir el proceso con otro dispositivo distinto de la lista de propuestas. Si el dispositivo es válido, se termina el proceso.

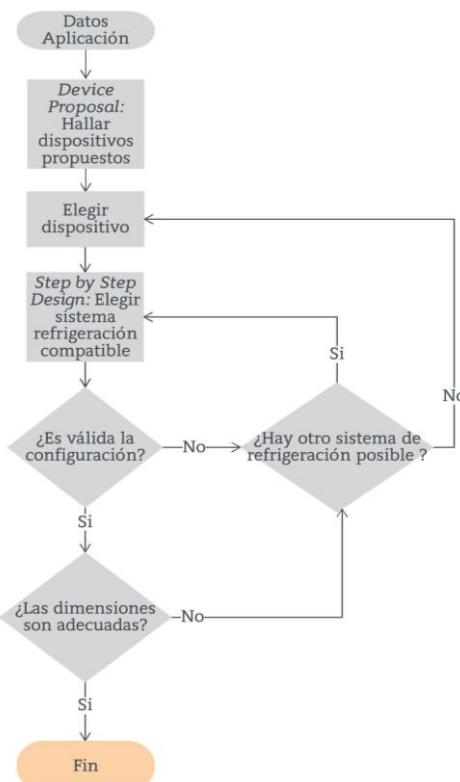


Figura 49 Flujograma elección convertidor

Siguiendo la metodología indicada y representada en el fluograma de la figura 49 se ha utilizado la función *Device Proposal* para hallar un dispositivo que se adapte a las necesidades de la aplicación y del cual se calcularán las pérdidas posteriormente.

SemiSel Applications

SemiSel is the SEMIKRON online calculation and simulation tool for losses, temperatures and optimal choice of power electronic components. The days when a module was purchased solely on the basis of its nominal current are over. Today, increased product diversity in the field of power semiconductors calls for comparisons beyond the information contained in data sheets. Only a comparison under application-oriented conditions, such as voltage level, switching frequency or cooling conditions, can demonstrate differences in the performance of the devices available. Miniaturisation combined with higher power densities makes it essential to get information about device losses and temperatures to specify requirements for a cooling system in a early state of product development.

SemiSel Simulation Links

▶ Step by Step Design

▶ Ready Assembled Stacks

▶ **Device Proposal**

▶ Driver Select Tool

▶ License and guarantee conditions

Figura 50 Device Proposal

Se han introducido las tensiones de entrada y de salida, a partir de las cuales el propio programa calcula el ciclo de trabajo (duty cycle), la intensidad de salida, la frecuencia de conmutación y las temperaturas máximas de junta y del disipador. La temperatura máxima de junta se ha limitado a 135°C mientras que la temperatura máxima del disipador se mantenido en el valor sugerido de 80°C.

Parameter	
Input voltage	V _{in} 850 V
Output voltage	V _{out} 320 V
duty cycle	0.376
for non continuous current give the maximum on ratio of the FWD	t _{on} 0.624
Output current	I _{out} 66.67 A
Switching frequency	f _{sw} 5 kHz
Max. heat sink temperature	T _s 80 °C
Max. junction temperature	T _j 135 °C
Show Results	4 ▾

Figura 51 Parámetros convertidor reductor

La herramienta *SemiSel* sólo permite diseñar un convertidor buck (reductor) o boost (elevador), no permite elegir la opción del convertidor buck-boost por lo que se han analizado los dos tipos de convertidor por separado.

Asimismo, sólo permite diseñar convertidores sencillos de una sola rama por lo que se considerará que la intensidad de salida no será la intensidad que circula por los supercondensadores. En el convertidor reductor (figura 52), la intensidad de salida coincide con la intensidad que circula por cada bobina, es decir, es un tercio de la intensidad de los supercondensadores ($200 \div 3 = 66.67\text{ A}$) puesto que se ha diseñado un convertidor con tres ramas.

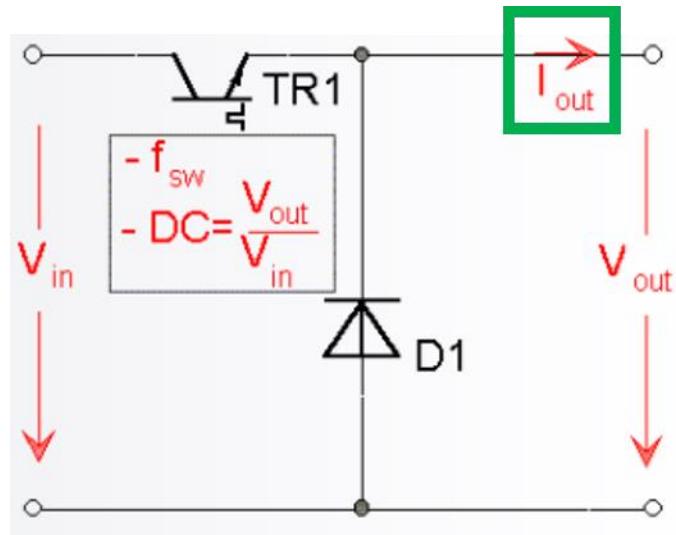


Figura 52 Esquema convertidor reductor de SemiSel

Sin embargo, en el convertidor elevador (figura 52) se considera intensidad de salida a la corriente que circula por el diodo. Es decir, la intensidad de salida es $I_{out} = 66.67 \times \frac{U_{ultras}}{U_{DC}}$.

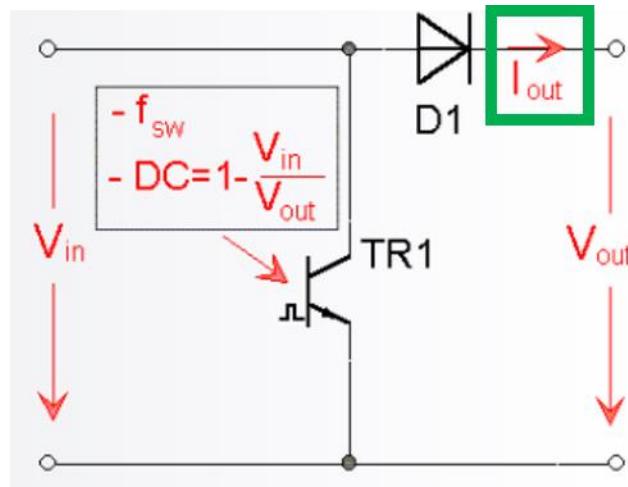


Figura 53 Esquema convertidor elevador de SemiSel

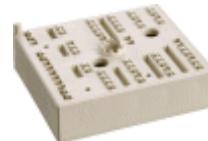
A continuación, se muestra el análisis de las pérdidas realizado a los dos tipos de convertidor y tomando como tensión en los supercondensadores las dos tensiones límites.

Convertidor Reductor con $U_{ultras} = 320\text{ V}$

Una vez, introducidos los datos, el programa propone varios dispositivos que cumplen los requisitos.

MiniSKiiP

Device :	Transistor P_{tr}	Losses Diode P_d	Losses $T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiiP24GB12T4V1_HpTp	119.86 W	103 W	110 °C
SKiiP24GB12T4V1	124.75 W	105 W	123 °C
SKiiP39AC12F4V19 ^{*1)}	101.96 W	74 W	107 °C
SKiiP39AC12T4V1_HpTp ²⁾	154.03 W	107 W	122 °C



SEMITRANS

Device :	Transistor P_{tr}	Losses Diode P_d	Losses $T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKM150GB12V	130.17 W	99 W	122 °C
SKM150GB12VG	125.50 W	106 W	122 °C
SKM150GB12T4G	143.84 W	101 W	122 °C
SKM150GB12T4	152.25 W	114 W	129 °C



SKiM

Device :	Transistor P_{tr}	Losses Diode P_d	Losses $T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiM306GD12E4	114.42 W	99 W	102 °C
SKiM306GD12E4_HpTp ³⁾	113.19 W	98 W	96 °C
SKiM304GD12T4D ^{*4)}	102.29 W	101 W	105 °C
SKiM400GD126DLM ⁵⁾	136.69 W	114 W	102 °C



SKiiP

Device :	Transistor P_{tr}	Losses Diode P_d	Losses $T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiiP1213GB123-2DW_V3 ⁶⁾	207.54 W	97 W	89 °C
SKiiP1213GB123-2DL_V3 ⁷⁾	205.27 W	97 W	88 °C
SKiiP1813GB123-3DW_V3 ⁶⁾	203.89 W	104 W	86 °C
SKiiP1813GB123-3DL_V3 ⁷⁾	203.17 W	104 W	86 °C



SEMiX

Device :	Transistor P_{tr}	Losses Diode P_d	Losses $T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SEMiX252GB126HDs	189.81 W	121 W	123 °C
SEMiX151GD12E4s	144.58 W	100 W	121 °C
SEMiX151GB12E4s	155.10 W	101 W	130 °C
SEMiX151GAL12E4s	155.10 W	101 W	130 °C



Tabla 1 Propuesta convertidor reductor con tensión en los ultras=320V

Como se puede observar en la tabla 1, cualquier dispositivo propuesto es adecuado para la aplicación ya que en ninguno de los dispositivos se supera la temperatura máxima de junta especificada (135°C) en las condiciones más desfavorables posibles: sobrecarga a frecuencia mínima.

Además de proporcionar varias opciones, calcula las pérdidas en los transistores y en los diodos en cada dispositivo.

A continuación, se muestran las restantes combinaciones que se han analizado y los dispositivos propuestos para cada opción.

Convertidor Reductor con $U_{ultras} = 690\text{ V}$

MiniSKiiP

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiiP24GB12T4V1_HpTp	166.44 W	47 W	113 °C
SKiiP39AC12F4V19 ^{*)}	154.55 W	22 W	120 °C
SKiiP39AC12T4V1_HpTp ²⁾	201.22 W	51 W	122 °C
SKiiP26GB12T4V1_HpTp	165.45 W	48 W	105 °C



SEMITRANS

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKM150GB12V	181.63 W	46 W	126 °C
SKM150GB12VG	176.94 W	51 W	124 °C
SKM150GB12T4G	191.64 W	46 W	127 °C
SKM150GB12T4	199.43 W	59 W	131 °C



SKiM

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiM306GD12E4	149.62 W	52 W	97 °C
SKiM306GD12E4_HpTp ³⁾	148.00 W	51 W	93 °C
SKiM304GD12T4D ^{*4)}	137.27 W	50 W	106 °C
SKiM400GD126DLM ⁵⁾	179.31 W	63 W	104 °C



SKiiP

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiiP1213GB123-2DW_V3 ⁶⁾	242.34 W	65 W	90 °C
SKiiP1213GB123-2DL_V3 ⁷⁾	239.78 W	65 W	86 °C
SKiiP1813GB123-3DW_V3 ⁶⁾	237.10 W	73 W	86 °C
SKiiP1813GB123-3DL_V3 ⁷⁾	236.30 W	73 W	84 °C



SEMiX

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SEMiX252GB126HDs	243.31 W	80 W	131 °C
SEMiX151GD12E4s	191.48 W	46 W	126 °C
SEMiX302GB126HD ^{*8)}	231.50 W	70 W	121 °C
SEMiX202GB12Vs	202.00 W	54 W	120 °C

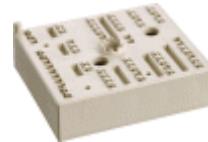


Tabla 2 Propuesta convertidor redutor con tensión en los ultras=690V

Convertidor Elevador con $U_{ultras} = 320\text{ V}$

MiniSKiiP

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiiP24GB07E3V1	137.94 W	54 W	126 °C
SKiiP26GB07E3V1	154.23 W	50 W	123 °C
SKiiP38GB07E3V1	145.89 W	46 W	116 °C
SKiiP38AC12F4V19 ¹⁾	159.91 W	66 W	133 °C



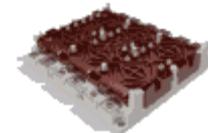
SEMITRANS

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKM200GARL066T	136.50 W	47 W	116 °C
SKM300GARL066T	148.02 W	53 W	110 °C
SKM300GB066D ²⁾	130.88 W	55 W	107 °C
SKM400GB066D ²⁾	122.73 W	57 W	102 °C



SKiM

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKI-M406GD066HD	150.16 W	54 W	100 °C
SKI-M606GD066HD_HpTp ³⁾	185.21 W	61 W	94 °C
SKI-M606GD066HD	187.76 W	62 W	100 °C
SKI-M909GD066HD_HpTp ³⁾	209.84 W	61 W	92 °C



SKiiP

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SKiiP1213GB123-2DW_V3 ⁴⁾	232.22 W	80 W	90 °C
SKiiP1213GB123-2DL_V3 ⁵⁾	229.67 W	80 W	86 °C
SKiiP1813GB123-3DW_V3 ⁴⁾	227.47 W	88 W	85 °C
SKiiP1813GB123-3DL_V3 ⁵⁾	226.67 W	88 W	85 °C



SEMiX

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and f_{min}
SEMiX202GB066HDs	148.57 W	53 W	120 °C
SEMiX302GB066HDs	166.02 W	48 W	116 °C
SEMiX402GB066HDs	197.76 W	50 W	115 °C
SEMiX402GAL066HDs	197.76 W	50 W	115 °C



Tabla 3 Propuesta convertidor elevador con tensión en los ultras=320V

Convertidor Elevador con $U_{ultras} = 690 V$

MiniSKiiP

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and fmin
SKiiP39ANB16V1	171.93 W	127 W	132 °C
SKiiP24GB12T4V1_HpTp	102.27 W	129 W	117 °C
SKiiP24GB12T4V1	106.39 W	131 W	134 °C
SKiiP39AC12F4V19 ¹⁾	81.55 W	101 W	113 °C



SEMITRANS

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and fmin
SKM150GB12V	110.83 W	125 W	130 °C
SKM150GB12VG	106.07 W	132 W	130 °C
SKM150GB12T4G	126.44 W	127 W	130 °C
SKM150GAL12V	110.79 W	123 W	130 °C



SKiM

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and fmin
SKiM306GD12E4	101.45 W	121 W	106 °C
SKiM306GD12E4_HpTp ²⁾	100.34 W	120 W	99 °C
SKiM304GD12T4D ^{*3)}	89.17 W	125 W	111 °C
SKiM400GD126DLM ⁴⁾	120.91 W	138 W	106 °C



SKiiP

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and fmin
SKiiP1213GB123-2DW_V3 ⁵⁾	196.58 W	113 W	90 °C
SKiiP1213GB123-2DL_V3 ⁶⁾	194.35 W	112 W	89 °C
SKiiP1813GB123-3DW_V3 ⁵⁾	193.50 W	120 W	87 °C
SKiiP1813GB123-3DL_V3 ⁶⁾	192.79 W	119 W	87 °C



SEMiX

Device :	Transistor Losses P_{tr}	Diode Losses P_d	$T_j = f(t)$ during overload and fmin
SEMiX252GB126HDs	170.84 W	142 W	128 °C
SEMiX151GD12E4s	127.56 W	125 W	129 °C
SEMiX302GB126HD ^{*7)}	166.87 W	128 W	125 °C
SEMiX202GB12Vs	141.55 W	131 W	126 °C



Tabla 4 Propuesta convertidor elevador con tensión en los ultras=690V

Se puede observar que la lista de dispositivos propuestos difiere en la gran mayoría, en cada caso analizado, sin embargo, hay algunos dispositivos que son válidos para los cuatro casos estudiados. De la lista de dispositivos propuestos se han elegido varios dispositivos para realizar el segundo paso de la metodología expuesta anteriormente, la elección de refrigeración correspondiente y el análisis de pérdidas.

3.5. Cálculo de pérdidas

Tras un exhaustivo proceso de simulación y descarte se ha optado por un dispositivo del tipo SEMITRANS a pesar de ninguno de los modelos aparece propuesto para todos los casos. El criterio utilizado para su elección ha sido que los disipadores asociados a dichos módulos se adecuaban en mayor medida a la refrigeración necesaria. Se ha comenzado probando con la primera propuesta del convertidor reductor con tensión $U_{ultras} = 320V$, el módulo **SKM150GB12V**.



Figura 54 Dispositivo elegido

Una vez elegido el módulo, *SemiSel* permite obtener las pérdidas y analizar el rendimiento del convertidor mediante la función *Step by Step Design*.

SemiSel Applications

SemiSel is the SEMIKRON online calculation and simulation tool for losses, temperatures and optimal choice of power electronic components. The days when a module was purchased solely on the basis of its nominal current are over. Today, increased product diversity in the field of power semiconductors calls for comparisons beyond the information contained in data sheets. Only a comparison under application-oriented conditions, such as voltage level, switching frequency or cooling conditions, can demonstrate differences in the performance of the devices available. Miniaturisation combined with higher power densities makes it essential to get information about device losses and temperatures to specify requirements for a cooling system in a early state of product development.

SemiSel Simulation Links

- ▶ Step by Step Design
- ▶ Ready Assembled Stacks
- ▶ Device Proposal
- ▶ Driver Select Tool
- ▶ License and guarantee conditions

Figura 55 Step by Step Design

Permite diseñar el convertidor fijando las tensiones de entrada y de salida, la corriente de salida y la frecuencia de conmutación de los interruptores. El ciclo de trabajo lo calcula la herramienta directamente a partir de las tensiones indicadas. Se ha comenzado analizando un convertidor reductor con $U_{ultras} = 320 V$.

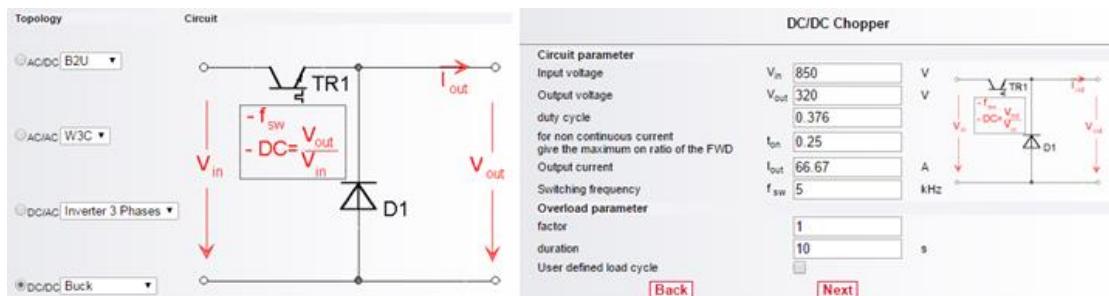


Figura 56 Parámetros convertidor reductor

Posteriormente se elige el dispositivo del cual queremos calcular las pérdidas de entre varias opciones que ofrece el fabricante (Semikron), en primer caso el dispositivo **SKM150GB12V**.

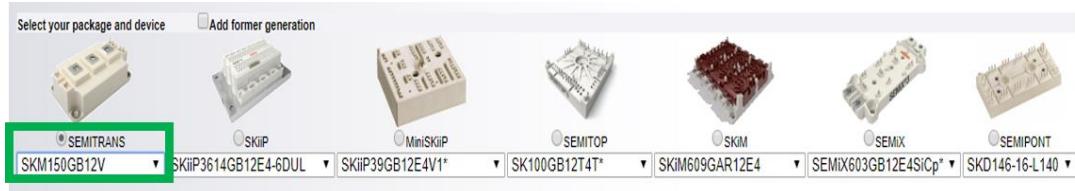


Figura 57 Selección dispositivo

Una vez elegido el dispositivo se introducen los datos de refrigeración del dispositivo. Se puede elegir el método de refrigeración eligiendo de entre 3 opciones (convección natural, convección forzada y refrigeración por agua) y definir la temperatura ambiente. También permite elegir el número de elementos y dispositivos que se van a refrigerar. En el convertidor analizado hay dos interruptores (considerando como un interruptor el conjunto IGBT y diodo) por cada rama por lo que se ha especificado que hay dos interruptores por disipador y tres dispositivos en paralelo en un mismo disipador puesto que el circuito real del convertidor tiene un interleaving de tres ramas.

Ambient temperature	T _a 40 °C
elements mounted	
number of switches per heat sink	2
number of parallel devices on the same heat sink	3
Additional power source at this heat sink	0 W
Cooling:	
<input checked="" type="radio"/> predefined type	Cooling method: forced air cooling SK model: P3_120 Correction factor: 1 flow rate: 80 m ³ /h (air) or l/min (liquid) R _{th(s-a)} : 0.167 K/W R _{th(s-a)*} correction: 0.167 K/W
<input type="radio"/> self defined heat sink	T _{th} R _{th}
1 1	0
2 1	0
3 1	0
4 1	0
5 1	0
6 1	0
<input type="radio"/> fixed heat sink temperature	80 °C

Figura 58 Parámetros refrigeración

Tras introducir todos estos datos se procede a calcular las pérdidas y temperaturas en los diodos y los interruptores. Asimismo, representa gráficamente la evolución de las temperaturas con el tiempo durante un intervalo de 20 segundos, tiempo en el que se considera que se ha alcanzado el régimen permanente.

RESULTADOS

Device :

Product line **SEMITRANS**
 Device **SKM150GB12V**
 Use maximum values No
 Max. junction temperature 175

Transistor

$E_{tr} = 27.7 \text{ mJ (@600V)}$
 $V_{CE0.150} = 0.892 \text{ V}$
 $r_{C.150} = 8.531 \text{ mOhm}$
 $V_{CE,sat} = 2.17 \text{ V}$
 $I_c = 150.00 \text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.19 \text{ K/W}$
 $R_{th(c-s)} = 0.05 \text{ K/W}$

Data set from

Diode

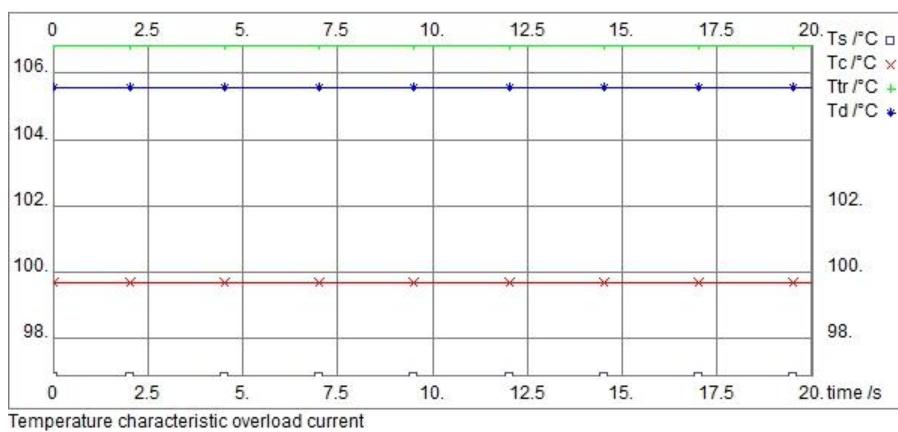
$E_d = 8.9 \text{ mJ}$
 $V_{TO.150} = 0.98 \text{ V}$
 $r_{T.150} = 7.32 \text{ mOhm}$
 $V_f = 2.08 \text{ V}$
 $I_f = 150.00 \text{ A}$
 $R_{th(j-c)} = 0.31 \text{ K/W}$

Cooling:

Ambient temperature	40 °C
Number of switches per heat sink	2
Number of parallel devices on the same heat sink	3
Additional power source at this heat sink	0
Predefined SK-Heat Sink	P3_120
Correction factor	1
Forced Air Cooling, Flow Rate:	80m³/h
$R_{th(s-a)}$	0.167K/W

Calculated losses and temperatures with rated current and at overload:

	Rated Current	Overload
$P_{cond\ tr}$	9.03 W	9.03 W
$P_{sw\ tr}$	29 W	29 W
P_{tr}	38 W	38 W
$P_{cond\ d}$	6.66 W	6.65 W
$P_{sw\ d}$	12 W	12 W
P_d	19 W	19 W
P_{tot}	340 W	340 W
T_s	97 °C	97 °C
T_c	99 °C	100 °C
T_{tr}	106 °C	107 °C
T_d	105 °C	106 °C



Evaluation:

This configuration works fine.

Tabla 5 Evaluación y pérdidas 1

Se observa que además de proporcionar unos resultados numéricos de las pérdidas y

temperaturas alcanzadas, y una representación gráfica de temperatura, también proporciona un comentario acerca de evaluación del dispositivo y la refrigeración elegida. Dicha evaluación depende enteramente de la temperatura máxima de junta. Existen cuatro clasificaciones posibles.

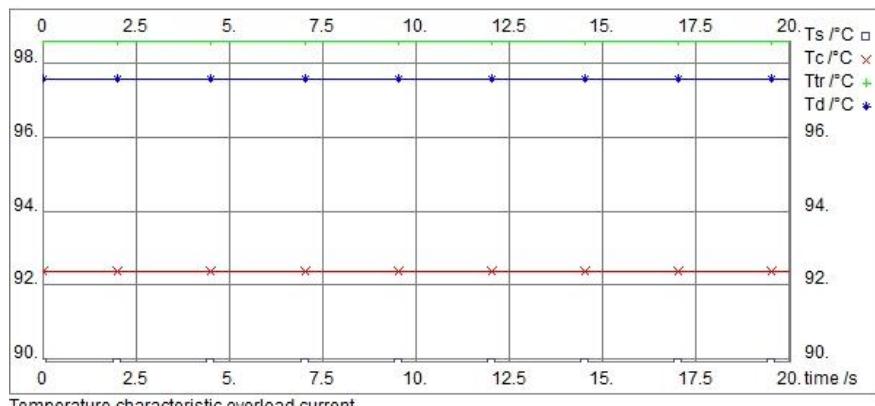
- $T_j < 100^\circ\text{C}$: La configuración elegida está sobredimensionada. Conviene elegir un dispositivo más pequeño.
- $100^\circ\text{C} < T_j < T_{j(\text{máx})} - 25^\circ\text{C}$: La configuración es adecuada.
- $T_{j(\text{máx})} - 25^\circ\text{C} < T_j < T_{j(\text{máx})}$: Recomendación, no usar dispositivos SEMIKRON en el rango de $T_{j(\text{máx})}$. El diseñador/ingeniero debe decidir si asume el riesgo de operar con valores cercanos al límite.
- $T_j > T_{j(\text{máx})}$: La configuración no es adecuada.

Recuadrado en verde en la tabla 5 aparece la evaluación del primer caso analizado. Se observa que la configuración es adecuada. Por lo tanto, se ha pasado a estudiar los tres casos restantes comprobando en todo momento que la evaluación es favorable.

Se ha obtenido en todos los casos una evaluación favorable excepto en el caso del convertidor elevador con $U_{ultras} = 690\text{ V}$. En este caso se ha obtenido lo mostrado en la tabla 6:

Calculated losses and temperatures with rated current and at overload:

	Rated Current	Overload
$P_{cond\ tr}$	4.62 W	4.62 W
$P_{sw\ tr}$	28 W	28 W
P_{tr}	33 W	33 W
$P_{cond\ d}$	5.22 W	5.21 W
$P_{sw\ d}$	12 W	12 W
P_d	17 W	17 W
P_{tot}	298 W	299 W
T_s	90 °C	90 °C
T_c	92 °C	92 °C
T_{tr}	98 °C	99 °C
T_d	97 °C	98 °C



Evaluation:

This configuration seems to be too powerful.

Tabla 6 Evaluación y pérdidas 2

En este caso el dispositivo está sobredimensionado puesto que la temperatura alcanzada en la

junta es menor de 100°C . Por ello, este dispositivo se ha descartado y se ha procedido a realizar el mismo análisis con los siguientes dispositivos propuestos para el convertidor elevador de $U_{ultras} = 320\text{ V}$.

El siguiente dispositivo de la lista es el **SKM150GB12VG**. Con este dispositivo se obtiene lo mismo que el dispositivo anterior, está sobredimensionado para el caso del convertidor elevador con $U_{ultras} = 690\text{ V}$. Con el dispositivo siguiente, **SKM150GB12T4G**, se obtuvieron todas las evaluaciones positivas, por lo tanto, se determinó que dicho dispositivo junto con el disipador **P35_200** era el adecuado para el convertidor estudiado.

Por último, se comprobó que las dimensiones del disipador eran coherentes con las dimensiones del dispositivo. De las hojas de especificaciones de los dos elementos se obtuvieron los datos de las dimensiones.

Las dimensiones del dispositivo **SKM150GB12T4G** aparecen en la Figura 59 Dimensiones dispositivo figura 59.

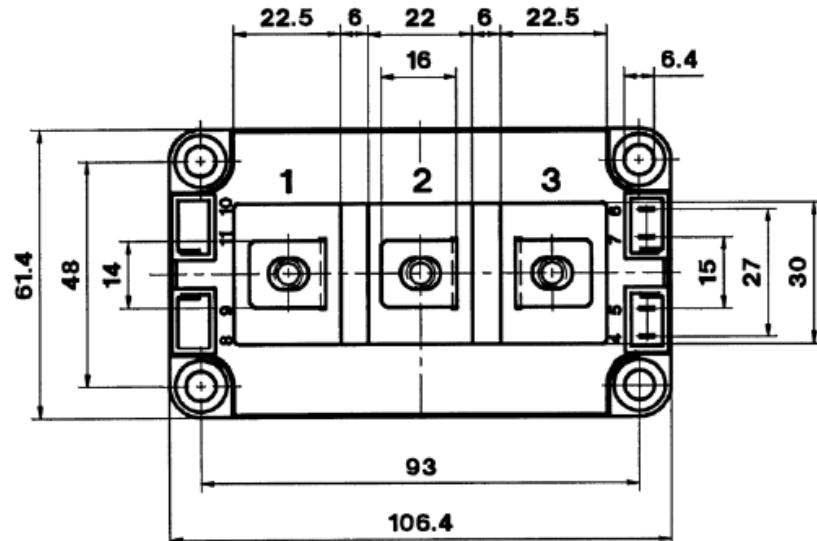


Figura 59 Dimensiones dispositivo

El disipador tiene un sistema de refrigeración por aire forzado y sus dimensiones son las de la figura 60:

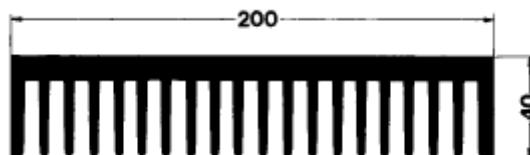


Figura 60 Dimensiones disipador

Como se ha explicado anteriormente, se ha considerado que por cada disipador se colocan tres módulos, cada uno con dos interruptores. Por lo tanto, las dimensiones totales del dispositivo son coherentes con las dimensiones del disipador.

3.5.1. Análisis de las pérdidas del convertidor

Tras la elección del dispositivo y disipador se han analizado detenidamente las pérdidas en los transistores y en los diodos, tanto de conducción como de conmutación y las temperaturas alcanzadas en distintos puntos. La siguiente tabla muestra una comparativa de dichas potencias y temperaturas para las cuatro configuraciones analizadas anteriormente.

	REDUCTOR $U_{ultras} = 320\text{ V}$	REDUCTOR $U_{ultras} = 690\text{ V}$	ELEVADOR $U_{ultras} = 320\text{ V}$	ELEVADOR $U_{ultras} = 690\text{ V}$
$P_{cond\ tr}$ (W)	7.84	17	13	4.02
$P_{sw\ tr}$ (W)	34	36	36	34
P_{tr} (W)	42	53	49	38
$P_{cond\ d}$ (W)	5.07	4.92	5.08	5.23
$P_{sw\ d}$ (W)	12	14	14	12
P_d (W)	17	19	19	17
P_{tot} (W)	355	428	407	332
T_s (°C)	97	108	105	93
T_c (°C)	99	111	107	95
T_{tr} (°C)	107	121	117	102
T_d (°C)	104	117	113	100

Tabla 7 Pérdidas en el convertidor

De la

tabla 7 se puede deducir que las pérdidas máximas totales corresponden al convertidor reductor con. $U_{ultras} = 690\text{ V}$, mientras que las pérdidas mínimas corresponden al elevador con $U_{ultras} = 690\text{ V}$.

En la siguiente gráfica se puede apreciar a simple vista el reparto de pérdidas en el convertidor reductor con $U_{ultras} = 320\text{ V}$. Se observa claramente que más del 50% de las pérdidas se produce en la conmutación del transistor y que el total de las pérdidas en el transistor representa el 70% de las pérdidas totales. Es importante destacar también que las pérdidas por conmutación son siempre superiores a las de conducción.

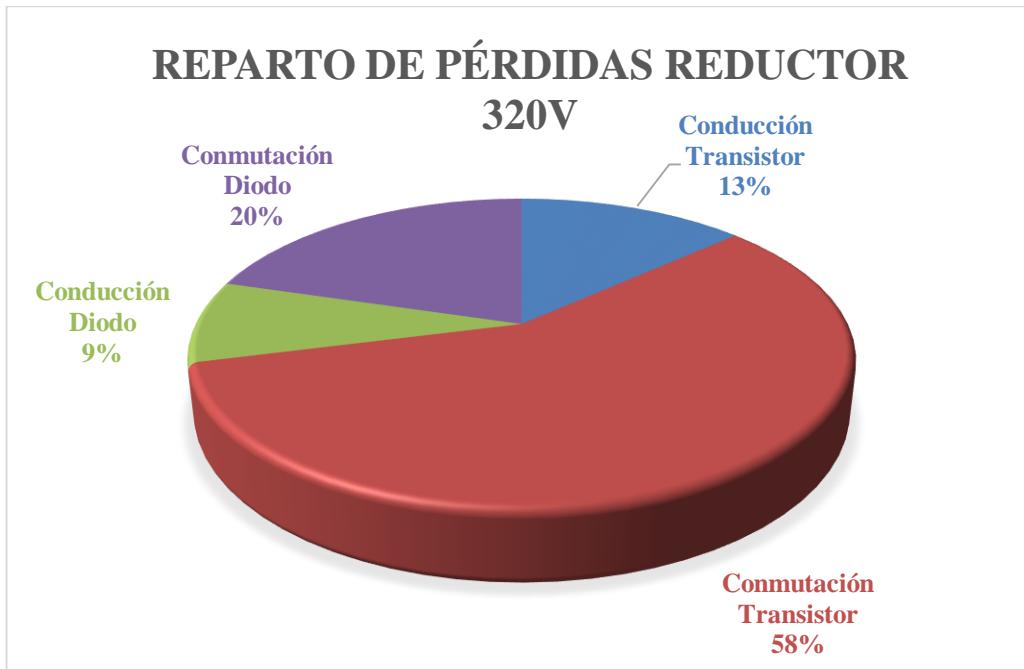


Figura 61 Reparto de pérdidas convertidor reductor

No se muestra gráficamente el reparto de pérdidas en los otros tres casos estudiados puesto que es similar a la gráfica de la figura 61, por lo que se puede afirmar que el reparto de pérdidas es independiente del tipo de convertidor y de la diferencia de tensiones entre la entrada y la salida.

Las pérdidas por conducción se deben a la corriente que circula por los interruptores están cerrados. Dichas pérdidas dependen de la frecuencia de conmutación puesto que cuantas más veces se commute el interruptor más pérdidas se producirán. Las pérdidas por conmutación se generan cuando un interruptor pasa de un estado de conducción a un estado de no conducción y viceversa.

Además de toda la información anterior que proporciona la función *Step by Step Design*, también permite analizar las pérdidas en el convertidor al variar un parámetro. A continuación, se recoge el estudio realizado en función de distintos parámetros.

Pérdidas en función de la frecuencia

Se puede observar en la gráfica de la figura 62 que las pérdidas tanto en los IGBT como en los diodos aumentan con la frecuencia de conmutación. Asimismo, se observa que mientras que las curvas de las pérdidas en los diodos son prácticamente coincidentes, las curvas de las pérdidas en los IGBT son prácticamente paralelas.

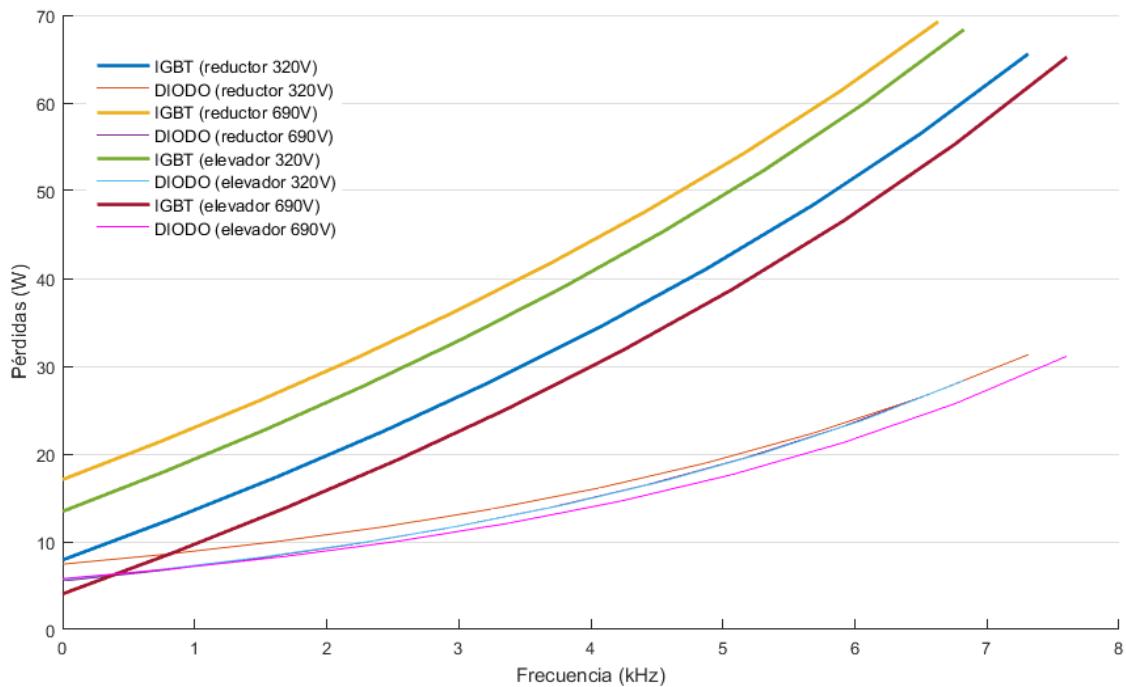


Figura 62 Pérdidas en función de la frecuencia de conmutación

Pérdidas en función de la Intensidad

En la gráfica de la figura 63 se representan las pérdidas en los diodos y en los IGBT en función de la intensidad de salida. Se observa que como era de esperar las pérdidas aumentan con la intensidad de salida puesto que las pérdidas dependen de forma directa de la intensidad.

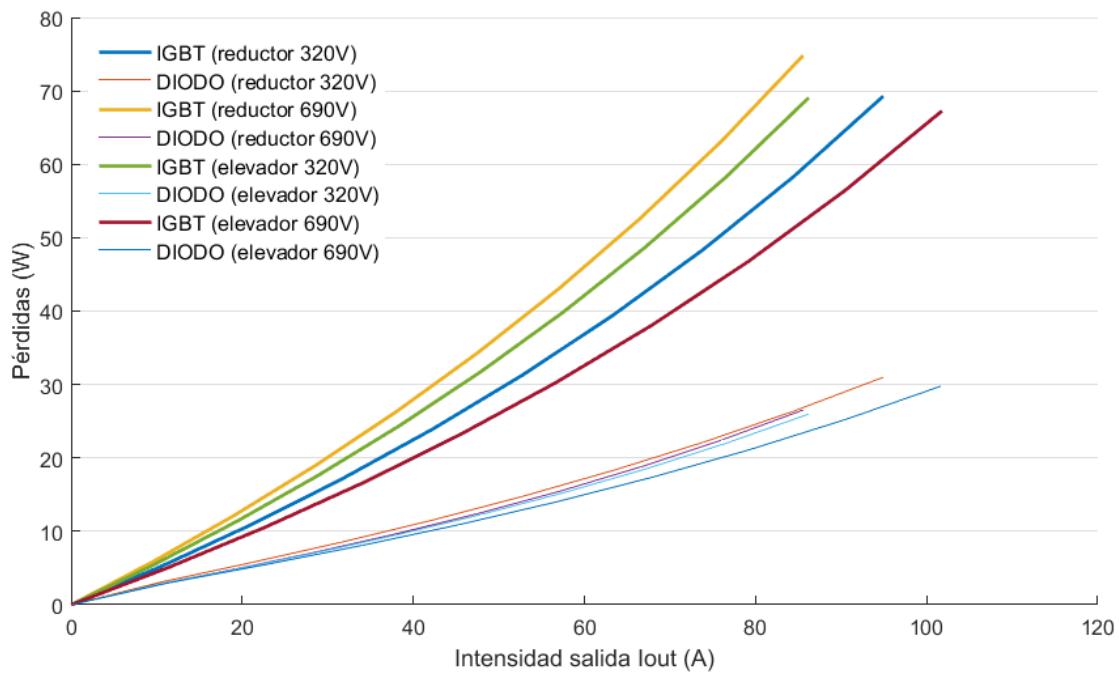


Figura 63 Pérdidas en función de la intensidad de salida

3.5.2 Variación de las pérdidas con el modo de conducción

Por defecto la herramienta de *SemiSel* calcula el ciclo de trabajo a partir de las tensiones de entrada y salida introducidas para que el convertidor funcione en modo continuo. Sin embargo, según lo expuesto anteriormente, se prefiere que el convertidor funcione en modo discontinuo. A pesar de que no permite modificar el ciclo de trabajo sin cambiar las tensiones, permite variar el modo de funcionamiento con el parámetro t_{on} recuadrado en verde en la siguiente figura.

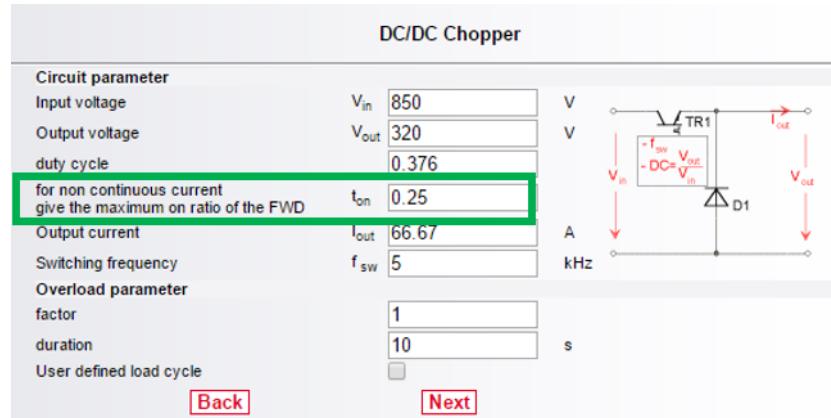


Figura 64 Variación parámetro ton

Dicho parámetro de tiempo lo calcula *SemiSel* a partir del ciclo del trabajo con la siguiente fórmula:

$$t_{on} = 1 - \text{duty cicle} \quad (50)$$

No obstante, este parámetro sí permite su variación. El valor máximo del tiempo es el calculado con la ecuación (50) y que aparece por defecto, por lo tanto, sólo puede tomar valores menores al calculado. Este tiempo representa el tiempo de conducción del diodo de libre circulación.

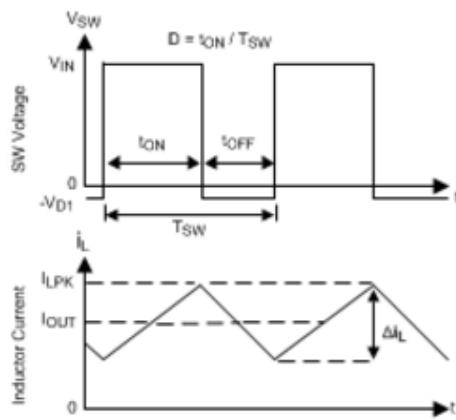


Figura 65 Modo continuo de conducción

Cuando el convertidor está en modo continuo, durante un periodo conduce un tiempo el IGBT y cuando se desactiva el resto del periodo conduce el diodo. Puesto que el ciclo de trabajo D , se puede expresar en función del tiempo de conducción del IGBT de la siguiente manera: $D = \frac{t_{on\ IGBT}}{T}$, se deduce de manera directa que en el modo continuo, el tiempo de conducción del diodo (igual al tiempo de desactivación del IGBT) es $t_{on\ diodo} = 1 - D$, la fórmula empleada por *SemiSel*.

Por otro lado, en el modo de conducción discontinuo, el diodo no conduce el tiempo restante del periodo durante la desactivación del IGBT. En este modo conduce durante un tiempo menor hasta que la corriente por la bobina se anula y el tiempo restante no conduce. De esta manera se ha controlado el modo de conducción, reduciendo el tiempo de conducción del diodo para que durante un cierto tiempo la corriente por la inductancia sea nula. A través de la reducción del tiempo se ha buscado reducir las pérdidas por el diodo. Puesto que las pérdidas están directamente relacionadas con la intensidad como se ha observado en análisis de pérdidas anterior.

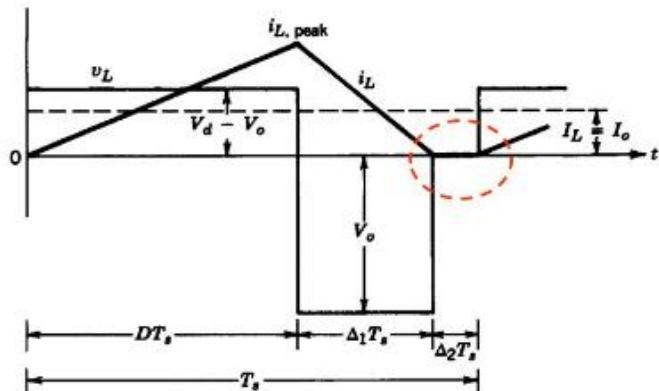


Figura 66 Modo discontinuo de conducción

Al igual que en los estudios anteriores, se ha analizado primeramente el caso del convertidor reductor con $U_{ultras} = 320\ V$. Como se ha mencionado antes, por defecto *SemiSel* calcula las pérdidas en el modo continuo. Por lo tanto, se ha reducido el tiempo de conducción del diodo progresivamente y se ha calculado de nuevo las pérdidas con *SemiSel* para representarlas en la siguiente gráfica.

En la figura 67 se puede observar como las pérdidas en el IGBT son prácticamente constantes, pasando de 42W a 41W para $t_{on} = 0.15$, mientras que las pérdidas en el diodo sí sufren una ligera variación. A medida que se va reduciendo el tiempo de conducción del diodo se reducen las pérdidas por él. Es decir, cuanto más discontinuo es el modo de conducción menores son las pérdidas en el convertidor.

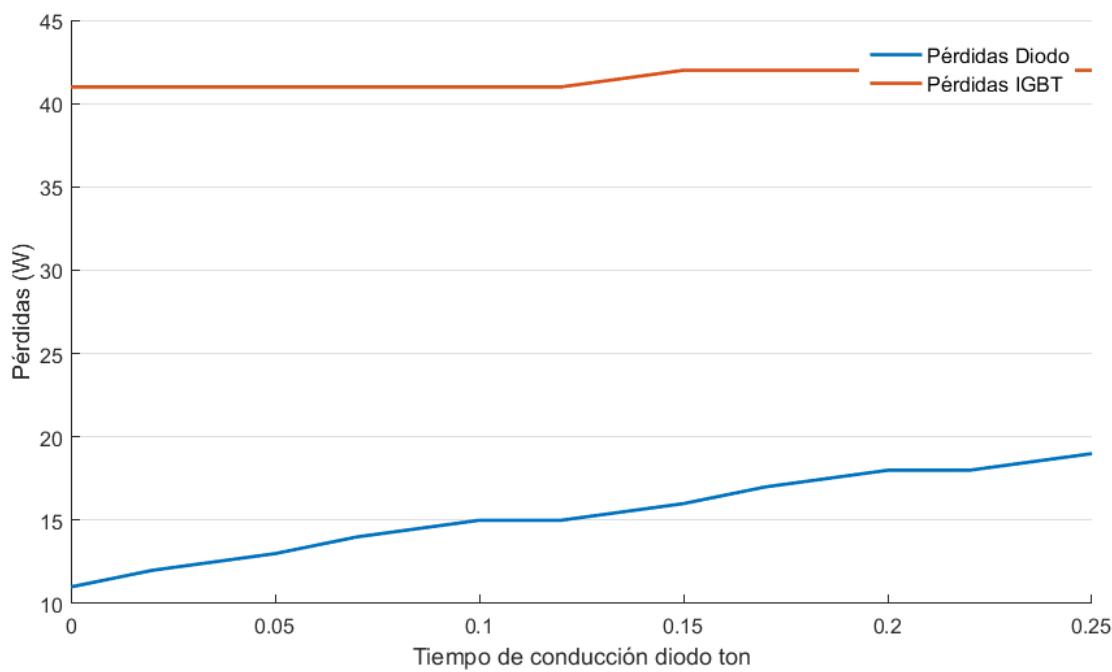


Figura 67 Pérdidas en función de ton

Se ha repetido el mismo análisis con los distintos tipos de convertidor y tensiones en los supercondensadores (320V y 690V) y se ha obtenido un resultado análogo en todos los casos, por lo tanto, no se ha representado gráficamente.

4. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

A partir de los resultados obtenidos en los estudios y análisis realizados en este trabajo se puede concluir que dichos resultados prácticos son coherentes y coinciden con los razonamientos teóricos empleados.

En primer lugar, se estudió el efecto de la inductancia crítica en el modo de conducción de un convertidor. Posteriormente se emplearon modelos en *Simulink* para comprobar mediante simulaciones que los valores de inductancias se correspondían al modo de conducción esperado. Para ello se utilizó como indicador la corriente que circulaba por los supercondensadores.

Segundamente se estudiaron distintos métodos para reducir el rizado: mediante un filtro capacitivo y mediante un interleaving de tres ramas. Observando nuevamente las gráficas de la intensidad se comprobó que mediante estos métodos se conseguía reducir el rizado en distinta medida.

Por último, se buscó un convertidor real empleando la herramienta *SemiSel* para estudiar sus pérdidas. Se empleó dicho estudio para comprobar una hipótesis que se había aplicado en los primeros apartados a la hora de la elección del modo de conducción del convertidor. Inicialmente se optó por el modo discontinuo puesto que se suponía que al haber tramos del periodo con intensidad nula (contrario al modo continuo que está conduciendo permanentemente) las pérdidas serían menores. Con el análisis de la variación de las pérdidas con el tiempo de conducción del diodo libre se confirmó que efectivamente las pérdidas son menores cuanto más discontinuo es el funcionamiento del convertidor.

Como se ha mencionado en la introducción, las energías renovables son el futuro de la generación eléctrica por lo tanto lo recogido en este trabajo es un pequeño paso en esa dirección. Todavía queda mucho campo por investigar en cuanto al almacenamiento híbrido. Una posible línea de investigación futura puede ser estudiar cómo se podría mejorar el control del convertidor para obtener una respuesta más rápida y más precisa. El convertidor estudiado está controlado en intensidad, un dato que proviene de la aplicación del sistema de generación de energía. Dicha energía está generada por turbinas eólicas y paneles solares. Por lo tanto, se podría diseñar métodos de obtener señales más claras y reduciendo las perturbaciones antes de llegar al convertidor.

5. PLANIFICACION TEMPORAL Y PRESUPUESTO

En el apartado de planificación se muestra en un diagrama EDP cómo se ha descompuesto cada tarea y en un diagrama de Gantt la planificación temporal para cada una de ellas. También se muestra una tabla en la que se enumeran las tareas realizadas y se indica el número de horas que se ha dedicado a cada una de ellas. Por último, se elabora el presupuesto necesario para abordar este proyecto.

5.1. Estructura de descomposición del proyecto (EDP)

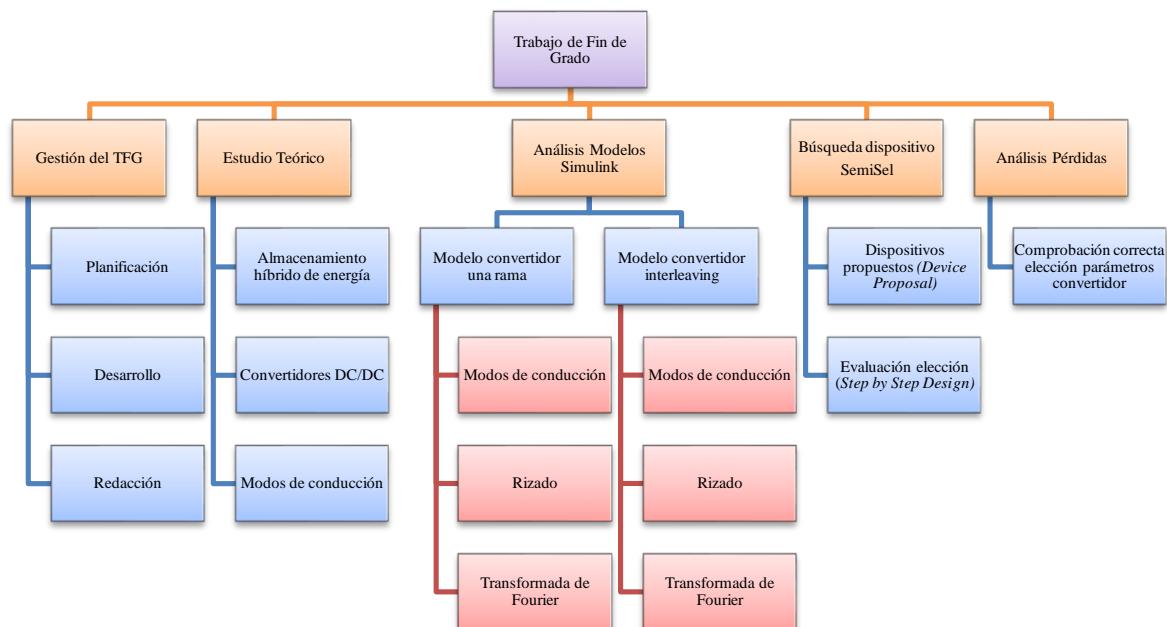


Figura 68 Estructura de Descomposición del Proyecto (EDP)

5.2. Planificación temporal. Diagrama de Gantt

En este apartado se recoge el desglose de tareas y su duración. Este trabajo se comenzó a elaborar a mitad del mes de octubre de 2016 y finalizó la segunda semana del mes de julio de 2017. La duración total del trabajo ha sido de 351 horas y se ha dividido en cuatro tareas principales que a su vez constaban de varias subtareas. En la

Tabla 8 se expone la duración de cada tarea y subtarea y en la figura 69 se muestra el diagrama de Gantt correspondiente.

Nombre de tarea	Duración
TRABAJO FIN DE GRADO	351 horas
1. ESTUDIO TEÓRICO	65 horas
Documentación almacenamiento híbrido	20 horas
Estudio convertidores DC/DC	30 horas
Estudio modos de conducción	15 horas
2. ANÁLISIS MODELOS	145 horas
Análisis modelos tipos de convertidor con <i>Simulink</i>	30 horas
Análisis modos de conducción con los modelos	50 horas
Reducción del rizado	50 horas
Análisis de las FFT	15 horas
3. BÚSQUEDA DISPOSITIVO REAL	75 horas
Device Proposal	30 horas
Step by Step Design	30 horas
Estudio de pérdidas	15 horas
4. REDACCIÓN	66 horas
Redacción del TFG	60 horas
Revisión y correcciones finales	6 horas

Tabla 8 Desarrollo de tareas

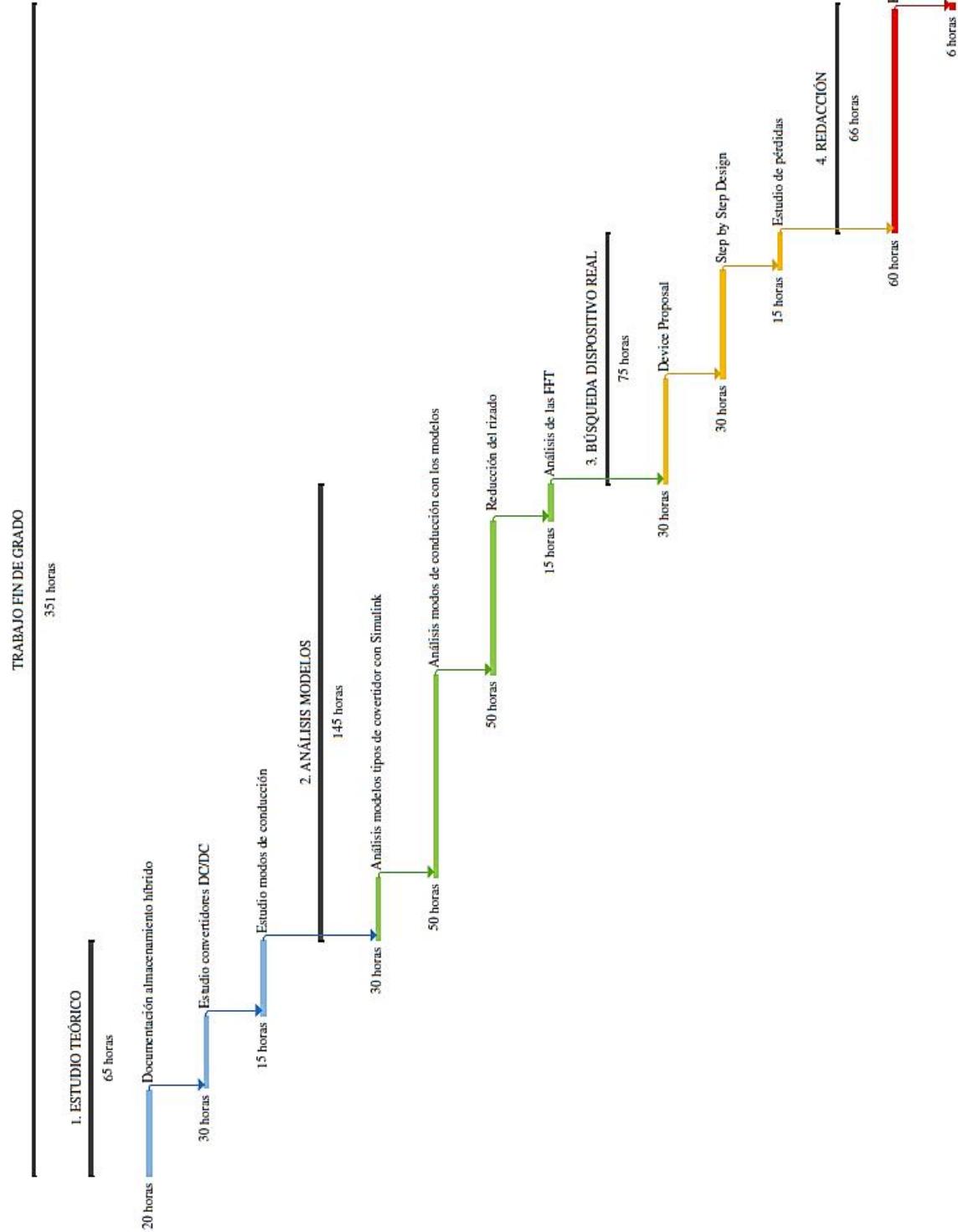


Figura 69 Diagrama de Gantt

5.3. Presupuesto

A continuación, se desglosan los costes asociados al desarrollo de este trabajo. Se ha dividido los costes en costes materiales y en costes de personal.

Costes de personal

CARGO	SALARIO (€/h)	HORAS DE TRABAJO (h)	COSTE TOTAL (€)
Director del trabajo	40	40	1600
Alumno	21	351	7371
TOTAL			8971

Tabla 9 Costes de personal

Costes materiales

PRODUCTO	COSTE UNITARIO (€)	COSTE AMORTIZADO (€)	TOTAL (€)
Ordenador y sistema operativo	1200	24	24
Microsoft Office	150	3	3
Matlab 2015b	Licencia UPM		0
TOTAL			27

Tabla 10 Costes materiales

Para el cálculo de los costes materiales se ha considerado la amortización del ordenador y sistema operativo y del programa Microsoft Office. Se ha dividido el coste unitario de cada producto por 50 ya que se ha amortizado a 5 años con 10 alumnos por año que corresponde a un total de 50 trabajos de fin de grado.

Por lo tanto, el coste total de este proyecto es de OCHO MIL NOVECIENTOS NOVENTA Y OCHO euros.

6. ANEXOS

6.1. Cálculo de la L crítica en función de las tensiones

Convertidor reductor-elevador 1 rama

U_DC [V]	U_ultras[V]	f_SW [Hz]	IL[A]	P [kW]	L crítica [uH]
850	320	5000	200	64	99,76
850	330	5000	200	66	100,94
850	340	5000	200	68	102,00
850	350	5000	200	70	102,94
850	360	5000	200	72	103,76
850	370	5000	200	74	104,47
850	380	5000	200	76	105,06
850	390	5000	200	78	105,53
850	400	5000	200	80	105,88
850	410	5000	200	82	106,12
850	420	5000	200	84	106,24
850	430	5000	200	86	106,24
850	440	5000	200	88	106,12
850	450	5000	200	90	105,88
850	460	5000	200	92	105,53
850	470	5000	200	94	105,06
850	480	5000	200	96	104,47
850	490	5000	200	98	103,76
850	500	5000	200	100	102,94
850	510	5000	200	102	102,00
850	520	5000	200	104	100,94
850	530	5000	200	106	99,76
850	540	5000	200	108	98,47
850	550	5000	200	110	97,06
850	560	5000	200	112	95,53
850	570	5000	200	114	93,88
850	580	5000	200	116	92,12
850	590	5000	200	118	90,24
850	600	5000	200	120	88,24
850	610	5000	200	122	86,12
850	620	5000	200	124	83,88
850	630	5000	200	126	81,53
850	640	5000	200	128	79,06
850	650	5000	200	130	76,47
850	660	5000	200	132	73,76
850	670	5000	200	134	70,94

850	680	5000	200	136	68,00
850	690	5000	200	138	64,94
				MÁX	106,24
				MIN	64,94

Convertidor reductor-elevador 3 ramas

U_DC [V]	U_ultras[V]	f_SW [Hz]	IL[A]	P [kW]	N ramas	L crítica [uH]
850	320	5000	200	64,00	3	299,29
850	330	5000	200	66,00	3	302,82
850	340	5000	200	68,00	3	306,00
850	350	5000	200	70,00	3	308,82
850	360	5000	200	72,00	3	311,29
850	370	5000	200	74,00	3	313,41
850	380	5000	200	76,00	3	315,18
850	390	5000	200	78,00	3	316,59
850	400	5000	200	80,00	3	317,65
850	410	5000	200	82,00	3	318,35
850	420	5000	200	84,00	3	318,71
850	430	5000	200	86,00	3	318,71
850	440	5000	200	88,00	3	318,35
850	450	5000	200	90,00	3	317,65
850	460	5000	200	92,00	3	316,59
850	470	5000	200	94,00	3	315,18
850	480	5000	200	96,00	3	313,41
850	490	5000	200	98,00	3	311,29
850	500	5000	200	100,00	3	308,82
850	510	5000	200	102,00	3	306,00
850	520	5000	200	104,00	3	302,82
850	530	5000	200	106,00	3	299,29
850	540	5000	200	108,00	3	295,41
850	550	5000	200	110,00	3	291,18
850	560	5000	200	112,00	3	286,59
850	570	5000	200	114,00	3	281,65
850	580	5000	200	116,00	3	276,35
850	590	5000	200	118,00	3	270,71
850	600	5000	200	120,00	3	264,71
850	610	5000	200	122,00	3	258,35
850	620	5000	200	124,00	3	251,65
850	630	5000	200	126,00	3	244,59
850	640	5000	200	128,00	3	237,18
850	650	5000	200	130,00	3	229,41
850	660	5000	200	132,00	3	221,29

ANEXOS

850	670	5000	200	134,00	3	212,82
850	680	5000	200	136,00	3	204,00
850	690	5000	200	138,00	3	194,82
				MÁX		318,71
				MIN		194,82

6.2. Resistencias y capacidades de un lote de supercondensadores Maxwell

Box:108387-1-5-15119L07-15BEA9611-5

Serial No	Cap (F)	ERS (mOhm)
K30FT15114E3376	3247,2	0,221
K30FT15114E2632	3241,7	0,229
K30FT15111E4025	3226,0	0,255
K30FT15111E3613	3224,5	0,239
K30FT15113E4009	3215,4	0,233
K30FT15113E2961	3212,9	0,229
K30FT15113E0818	3209,3	0,233
K30FT15113E3266	3224,5	0,265
K30FT15113E3979	3216,9	0,230
K30FT15114E0279	3204,8	0,266
K30FT15112E6057	3208,8	0,226
K30FT15113E0241	3232,5	0,218
K30FT15113E4259	3240,3	0,227
K30FT15113E4973	3206,8	0,238
K30FT15114E0989	3200,6	0,230
3220,81333		0,23593

6.3. Datasheet módulo convertidor SEMIKRON

SKM150GB12T4G



Fast IGBT4 Modules

SKM150GB12T4G

Features

- IGBT4 = 4. generation fast trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. generation CAL-diode
- Isolated copper baseplate using DBC technology (Direct Bonded Copper)
- Increased power cycling capability
- With integrated gate resistor
- For higher switching frequencies up to 20kHz
- UL recognized, file no. E63532

Typical Applications*

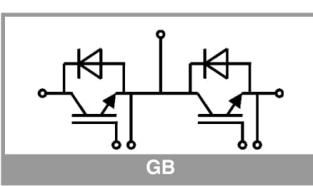
- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders at fsw up to 20 kHz

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max.
- Recommended $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$
- Product reliability results valid for $T_j = 150^\circ\text{C}$

Absolute Maximum Ratings		Values		Unit
Symbol	Conditions			
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1200		V
I_c	$T_j = 175^\circ\text{C}$	223	A	
	$T_c = 25^\circ\text{C}$	172	A	
I_{Cnom}	$T_c = 80^\circ\text{C}$	150	A	
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$	450	A	
V_{GES}		-20 ... 20	V	
t_{psc}	$V_{CC} = 800 \text{ V}$ $V_{GE} \leq 15 \text{ V}$ $V_{CES} \leq 1200 \text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	10	μs
T_j			-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Inverse diode				
I_F	$T_j = 175^\circ\text{C}$	183	A	
	$T_c = 25^\circ\text{C}$	137	A	
I_{Fnom}	$T_c = 80^\circ\text{C}$	150	A	
I_{FRM}	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$	450	A	
I_{FSM}	$t_p = 10 \text{ ms}, \sin 180^\circ, T_j = 25^\circ\text{C}$	774	A	
T_j			-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Module				
$I_{(RMS)}$	$T_{\text{terminal}} = 80^\circ\text{C}$	500	A	
T_{stg}		-40 ... 125	$^\circ\text{C}$	
V_{isol}	AC sinus 50 Hz, $t = 1 \text{ min}$	4000	V	

Characteristics		min.	typ.	max.	Unit
Symbol	Conditions				
IGBT					
$V_{CE(sat)}$	$I_c = 150 \text{ A}$ chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.85	2.10	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	2.25	2.45	V
V_{CE0}	chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.8	0.9	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.7	0.8	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15 \text{ V}$ chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	7.00	8.00	$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	10.33	11.00	$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_c = 6 \text{ mA}$	5	5.8	6.5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0 \text{ V}$ $V_{CE} = 1200 \text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.0	mA
		$T_j = 150^\circ\text{C}$			mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25 \text{ V}$	$f = 1 \text{ MHz}$	8.8		nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0 \text{ V}$	$f = 1 \text{ MHz}$	0.58		nF
C_{res}		$f = 1 \text{ MHz}$	0.47		nF
Q_G	$V_{GE} = -8 \text{ V} \dots +15 \text{ V}$		850		nC
R_{Gint}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		5.0		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 600 \text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	175		ns
t_r	$I_c = 150 \text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	38		ns
E_{on}	$V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	18.7		mJ
$R_{G\ on}$	1Ω	$T_j = 150^\circ\text{C}$	400		ns
$t_{d(off)}$	$R_{G\ off} = 1 \Omega$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	78		ns
t_f	$dI/dt_{on} = 4400 \text{ A}/\mu\text{s}$ $dI/dt_{off} = 1800 \text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		14.1	mJ
E_{off}		$T_j = 150^\circ\text{C}$		0.2	K/W
$R_{th(j-c)}$	per IGBT				



SKM150GB12T4G



Fast IGBT4 Modules

SKM150GB12T4G

Features

- IGBT4 = 4. generation fast trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. generation CAL-diode
- Isolated copper baseplate using DBC technology (Direct Bonded Copper)
- Increased power cycling capability
- With integrated gate resistor
- For higher switching frequencies up to 20kHz
- UL recognized, file no. E63532

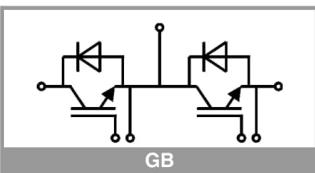
Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders at fsw up to 20 kHz

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max.
- Recommended $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$
- Product reliability results valid for $T_j = 150^\circ\text{C}$

Characteristics			min.	typ.	max.	Unit
Symbol	Conditions					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 150 \text{ A}$ $V_{GE} = 0 \text{ V}$ chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$		2.17	2.49	V
V_{F0}	chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$		2.11	2.42	V
r_F	chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$		1.3	1.5	V
		$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$		0.9	1.1	V
r_F	chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$		5.8	6.6	$\text{m}\Omega$
I_{RRM}	$I_F = 150 \text{ A}$ $dI/dt_{off} = 3100 \text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$ $T_j = 150^\circ\text{C}$		8.1	8.8	$\text{m}\Omega$
Q_{rr}	$V_{GE} = \pm 15 \text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		116		A
E_{rr}	$V_{CC} = 600 \text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$		26		μC
$R_{th(j-c)}$	per diode			9		mJ
				0.32		K/W
Module						
L_{CE}				15	20	nH
$R_{CC+EE'}$	terminal-chip	$T_c = 25^\circ\text{C}$ $T_c = 125^\circ\text{C}$		0.25		$\text{m}\Omega$
$R_{th(c-s)}$	per module			0.5		$\text{m}\Omega$
M_s	to heat sink M6			0.02	0.038	K/W
M_t		to terminals M6		3	5	Nm
				2.5	5	Nm
w					325	g



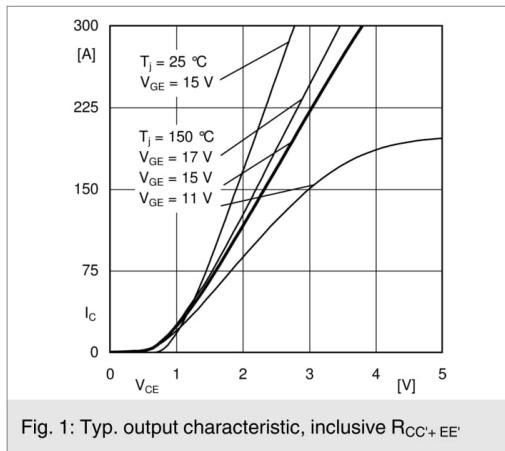
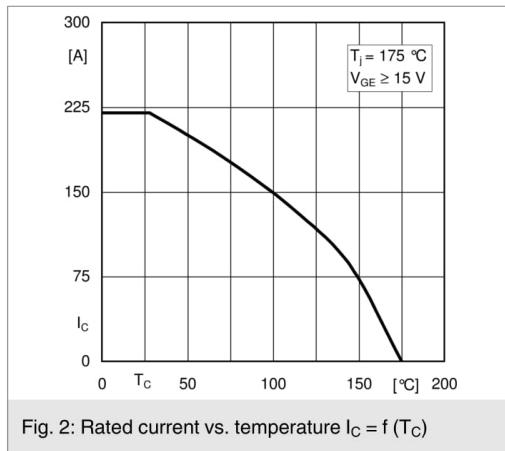
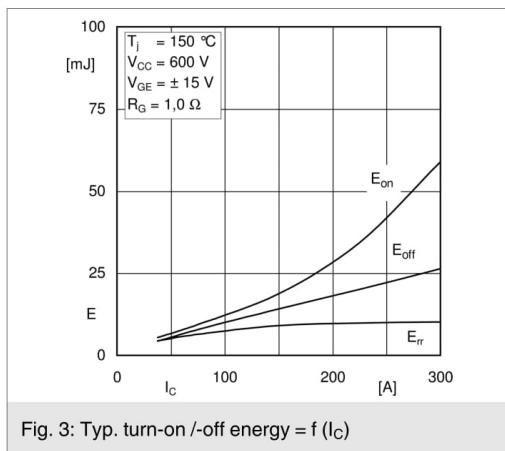
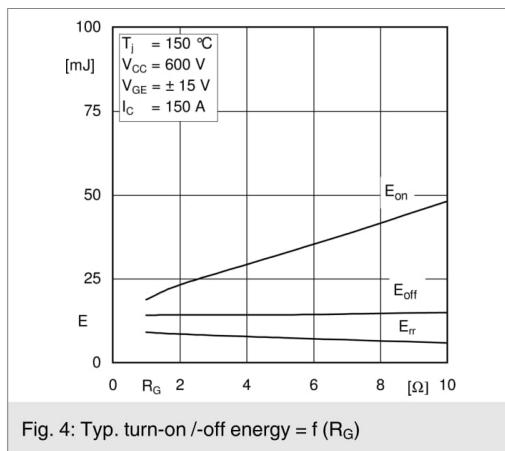
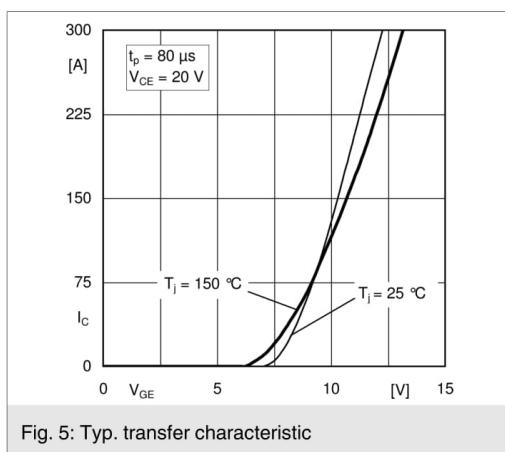
SKM150GB12T4GFig. 1: Typ. output characteristic, inclusive $R_{CC}+EE'$ Fig. 2: Rated current vs. temperature $I_C = f (T_C)$ Fig. 3: Typ. turn-on /-off energy = $f (I_C)$ Fig. 4: Typ. turn-on /-off energy = $f (R_G)$ 

Fig. 5: Typ. transfer characteristic

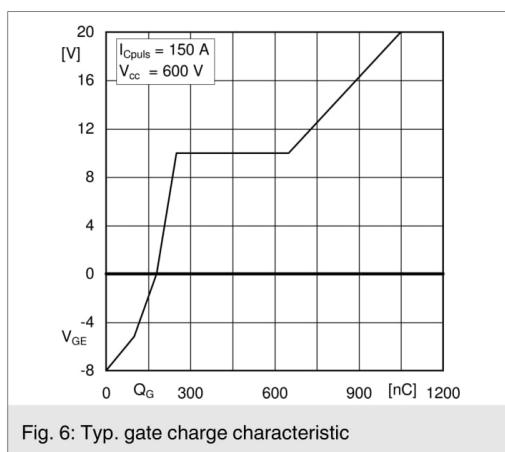


Fig. 6: Typ. gate charge characteristic

SKM150GB12T4G

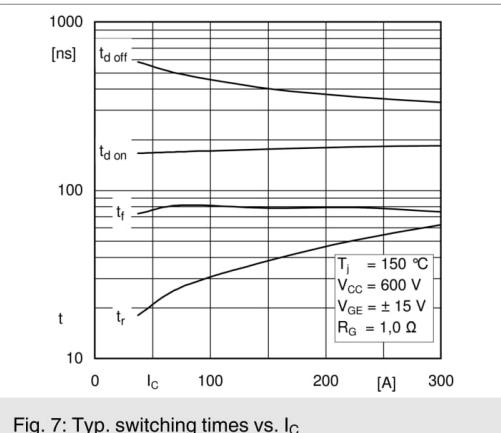


Fig. 7: Typ. switching times vs. I_C

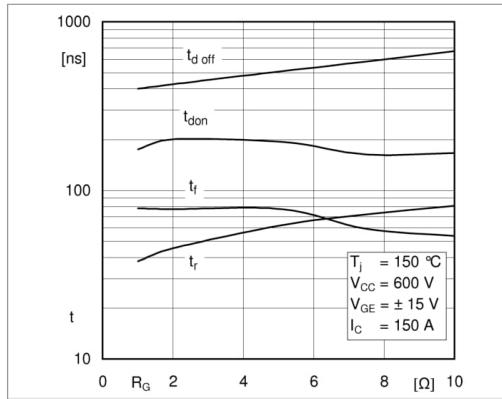


Fig. 8: Typ. switching times vs. gate resistor R_G

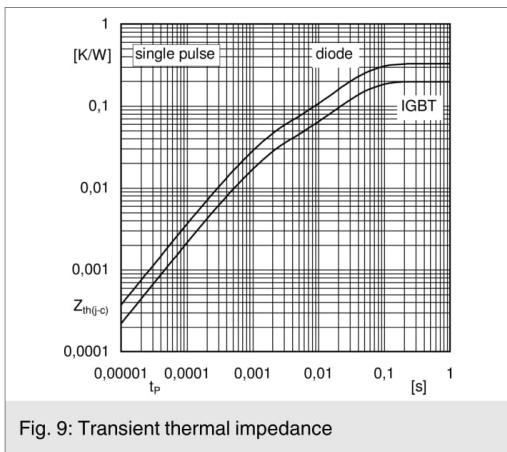


Fig. 9: Transient thermal impedance

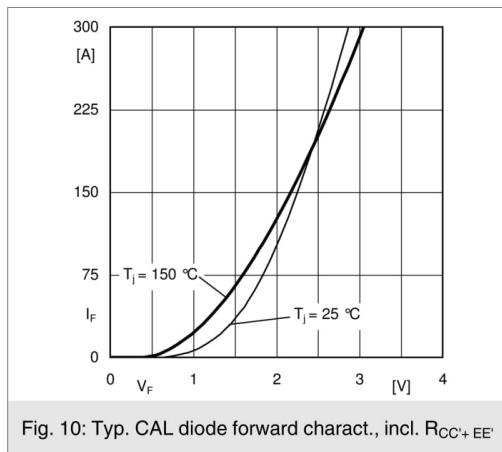


Fig. 10: Typ. CAL diode forward charact., incl. $R_{CC} + EE'$

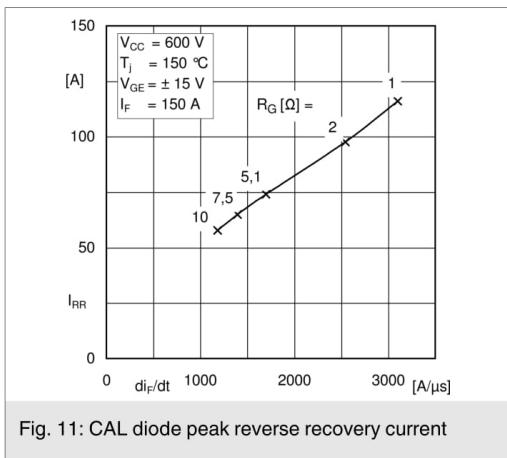


Fig. 11: CAL diode peak reverse recovery current

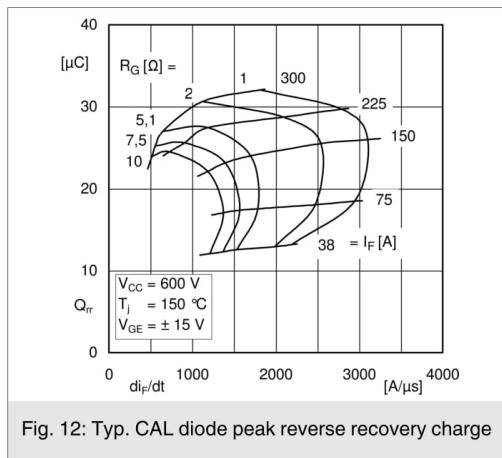
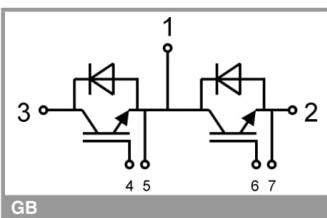
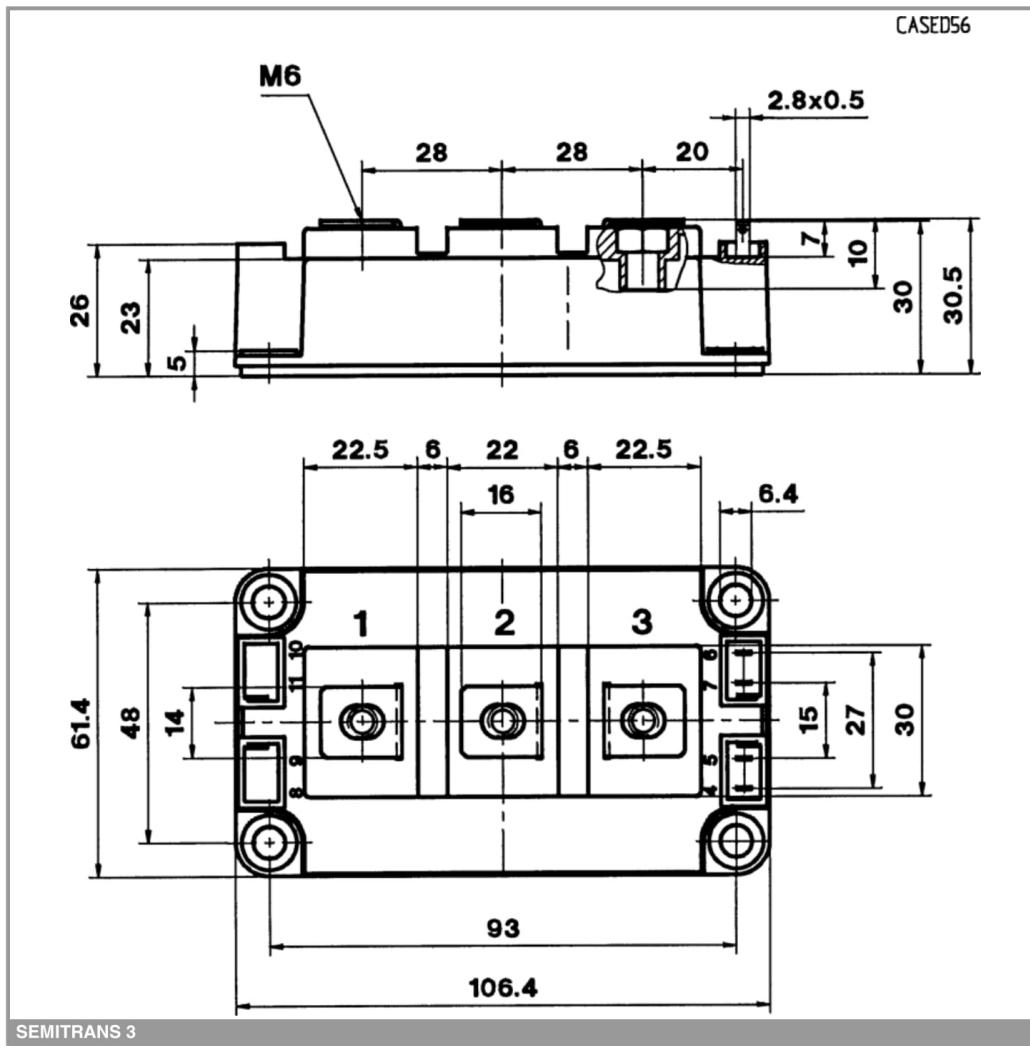


Fig. 12: Typ. CAL diode peak reverse recovery charge

SKM150GB12T4G

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

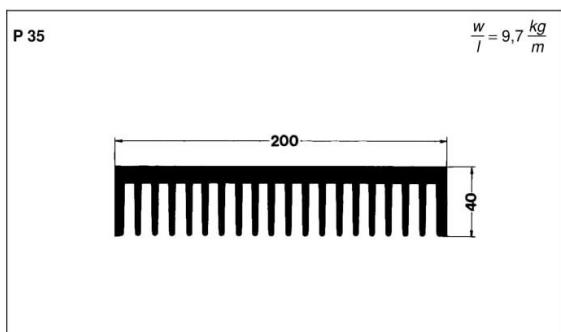
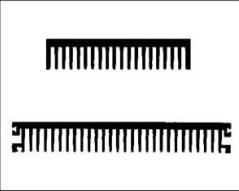
6.4. Datasheet disipador convertidor SEMIKRON

SEMIKRON

Standard lengths ¹⁾	n	R _{thha} ²⁾ natural cooling °C/W	w kg
P 35/150	1	0,63 (100 W)	1,5
	2	0,61 (100 W)	
P 35/200	2	0,51 (100 W)	2,0
	3	0,50 (100 W)	
P 35/250	3	0,41 (150 W)	2,4
P 35/350	3	0,37 (150 W)	2,9
P 38/200	1	0,28 (250 W)	2,8
P 39/150	1	0,38 (100 W)	2,1
	2	0,37 (100 W)	
P 39/200	2	0,37 (100 W)	2,8
P 39/250	3	0,27 (200 W)	3,5
P 39/300	3	0,35 (200 W)	4,2
P 39/350	3	0,34 (250 W)	5,0

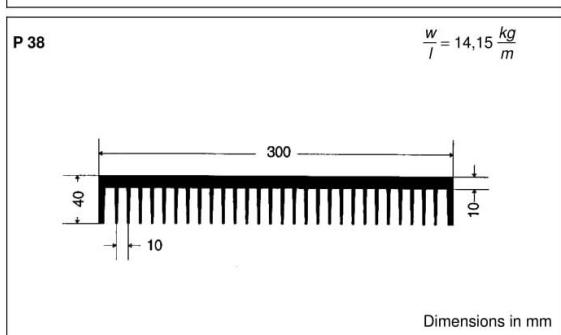
Heatsinks

P 35
P 38
P 39



Features

- Intended for isolated power modules: the SEMIPACK and SEMITRANS ranges, and also for the SEMIPONT bridge rectifier range
- Available in various lengths
- Mounting channels on P39 are provided for additional accessories



¹⁾ Non-standard lengths available on request

²⁾ At the given total power dissipation

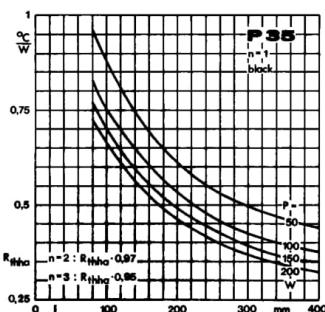


Fig. 2 a Thermal resistance per component vs. length

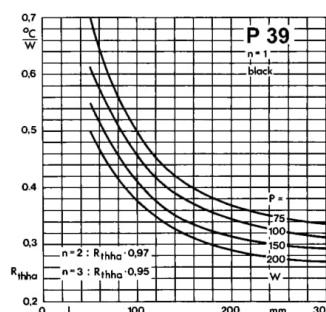
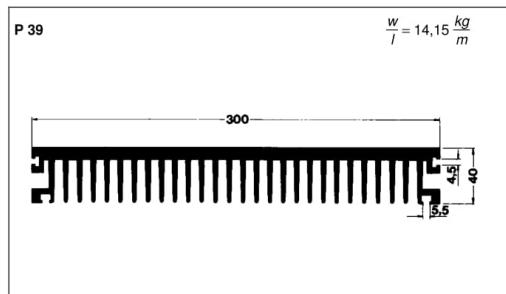


Fig. 2 b Thermal resistanc per component vs. length



6.5. Código MATLAB para representar la FFT

```

%% Comparación I interleaving sin desfase y con desfase
% Intensidad total interleaving sin filtrar con desfase
figure
S1=I_total(1000:end);
L= length(S1);
T=1/(15000*10);
Fs=1/T;
t = (0:L-1)*T;
f = Fs*(0:(L/2))/L;

Y = fft(S1);
P2 = abs(Y/L);
P1 = P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);
plot(f,P1)
title('Comparación FFT')
xlabel('f (Hz)')
ylabel('|P1(f)|')
hold on

% Intensidad total interleaving sin desfase
S2=I_total_sin_desfase(1000:end);
L= length(S2);
T=1/(15000*10);
Fs=1/T;
t = (0:L-1)*T;
f = Fs*(0:(L/2))/L;

Y = fft(S2);
P2 = abs(Y/L);
P1 = P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);
plot(f,P1)
title('Comparación FFT I interleaving con/sin desfase')
xlabel('f (Hz)')
ylabel('|P1(f)|')

%% Comparación I interleaving filtrada y sin filtrar
figure
% Intensidad total interleaving sin filtrar
S1=I_total(1000:end);
L= length(S1);
T=1/(15000*10);
Fs=1/T;
t = (0:L-1)*T;
f = Fs*(0:(L/2))/L;

Y = fft(S1);
P2 = abs(Y/L);
P1 = P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);
plot(f,P1)
title('Comparación FFT con/sin filtro')
xlabel('f (Hz)')
ylabel('|P1(f)|')
hold on

```

```
% Intensidad filtrada interleaving
S2=I_filtrada(1000:end);
L= length(S2);
T=1/(15000*10);
Fs=1/T;
t = (0:L-1)*T;
f = Fs*(0:(L/2))/L;

Y = fft(S2);
P2 = abs(Y/L);
P1 = P2(1:L/2+1);
P1(2:end-1) = 2*P1(2:end-1);
plot(f,P1)
```

6.6. Datasheet supercondensador MAXWELL

DATASHEET K2 ULTRACAPACITORS - 2.7V SERIES

FEATURES AND BENEFITS*		TYPICAL APPLICATIONS	
<ul style="list-style-type: none"> ▷ DuraBlue™ Shock and Vibration Technology¹ ▷ Up to 1,000,000 duty cycles or 10 year DC life ▷ High power and energy ▷ 650F to 3,000F capacitance range ▷ Threaded terminals or laser-weldable posts 		<ul style="list-style-type: none"> ▷ High shock and vibration environments ▷ Automotive subsystems ▷ Wind turbine pitch control ▷ Hybrid vehicles ▷ Rail ▷ Heavy industrial equipment ▷ UPS & telecom systems 	



PRODUCT SPECIFICATIONS¹

ELECTRICAL	BCAP0650	BCAP1200	BCAP1500	BCAP2000	BCAP3000¹
Rated Voltage	2.70 V	2.70 V	2.70 V	2.70 V	2.70 V
Minimum Capacitance, initial ² , rated value	650 F	1,200 F	1,500 F	2,000 F	3,000 F
Maximum Capacitance, initial ²	780 F	1,440 F	1,800 F	2,400 F	3,600 F
Maximum ESR _{DC} , initial ² , rated value	0.8 mΩ	0.58 mΩ	0.47 mΩ	0.35 mΩ	0.29 mΩ
POWER & ENERGY	BCAP0650	BCAP1200	BCAP1500	BCAP2000	BCAP3000¹
Usable Specific Power, P _d ³	6.8 kW/kg	5.8 kW/kg	6.6 kW/kg	6.9 kW/kg	5.9 kW/kg
Impedance Match Specific Power, P _{max} ⁴	14 kW/kg	12 kW/kg	14 kW/kg	14 kW/kg	12 kW/kg
Specific Energy, E _{max} ⁵	4.1 Wh/kg	4.7 Wh/kg	5.4 Wh/kg	5.6 Wh/kg	6.0 Wh/kg
Stored Energy, E _{stored} ^{6,13}	0.66 Wh	1.22 Wh	1.52 Wh	2.03 Wh	3.04 Wh
SHOCK & VIBRATION	BCAP0650	BCAP1200	BCAP1500	BCAP2000	BCAP3000¹
Vibration Specification	ISO 16750-3, Table 14	ISO 16750-3, Table 14	IISO 16750-3, Table 14	ISO 16750-3, Table 14	ISO 16750-3, Tables 12 & 14
Shock Specification	SAE J2464	SAE J2464	SAE J2464	SAE J2464	SAE J2464 IEC 60068-2-27, -29
SAFETY	BCAP0650	BCAP1200	BCAP1500	BCAP2000	BCAP3000¹
Short Circuit Current, typical (Current possible with short circuit from rated voltage. Do not use as an operating current.)	3,400 A	4,700 A	5,700 A	7,700 A	9,300 A
Certifications	UL810a, RoHS, REACH	UL810a, RoHS, REACH	UL810a, RoHS, REACH	UL810a, RoHS, REACH	UL810a, RoHS, REACH
THERMAL	BCAP0650	BCAP1200	BCAP1500	BCAP2000	BCAP3000¹
Thermal Resistance (R _{ca} , Case to Ambient), typical	6.5°C/W	5.3°C/W	4.5°C/W	3.8°C/W	3.2°C/W
Thermal Capacitance (C _{th}), typical	190 J/C	300 J/C	320 J/C	410 J/C	600 J/C
Maximum Continuous Current (ΔT = 15°C) ⁷	54 A _{RMS}	70 A _{RMS}	84 A _{RMS}	110 A _{RMS}	130 A _{RMS}
Maximum Continuous Current (ΔT = 40°C) ⁷	88 A _{RMS}	110 A _{RMS}	140 A _{RMS}	170 A _{RMS}	210 A _{RMS}

*Results may vary. Additional terms and conditions, including the limited warranty, apply at the time of purchase.
See the warranty details for applicable operating and use requirements.

Page 1 · Document number: 1015370.5 · maxwell.com



DATASHEET K2 ULTRACAPACITORS - 2.7V SERIES
TYPICAL CHARACTERISTICS

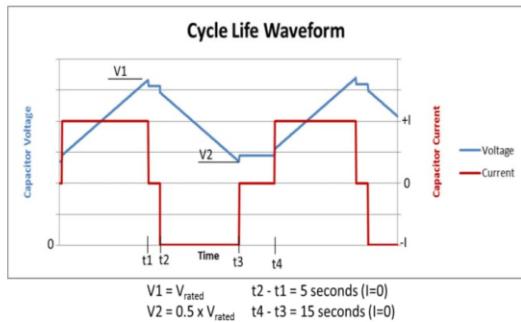
TEMPERATURE					
Operating temperature (Cell case temperature)					
Minimum	-40°C	-40°C	-40°C	-40°C	-40°C
Maximum	65°C	65°C	65°C	65°C	65°C
ELECTRICAL					
Leakage Current at 25°C, maximum ⁸	1.5 mA	2.7 mA	3.0 mA	4.2 mA	5.2 mA
Absolute Maximum Voltage ⁹	2.85 V				
Absolute Maximum Current	680 A	930 A	1150 A	1500 A	1900 A
LIFE					
DC Life at High Temperature ² (held continuously at Rated Voltage and Maximum Operating Temperature)	1,500 hours				
Capacitance Change (% decrease from rated value)	20%	20%	20%	20%	20%
ESR Change (% increase from rated value)	100%	100%	100%	100%	100%
Projected DC Life at 25°C ² (held continuously at Rated Voltage)	10 years				
Capacitance Change (% decrease from rated value)	20%	20%	20%	20%	20%
ESR Change (% increase from rated value)	100%	100%	100%	100%	100%
Projected Cycle Life at 25°C ^{2,10,11}	1,000,000 cycles				
Capacitance Change (% decrease from rated value)	20%	20%	20%	20%	20%
ESR Change (% increase from rated value)	100%	100%	100%	100%	100%
Shelf Life (Stored uncharged at ±10°C)	4 years				
PHYSICAL					
Mass, typical	160 g	260 g	280 g	360 g	510 g
Terminals	Threaded ¹² or Weldable				

DATASHEET

K2 ULTRACAPACITORS - 2.7V SERIES

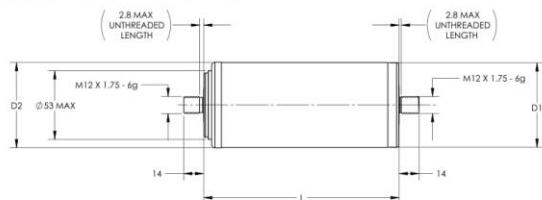
NOTES

1. Only BCAP3000 currently has DuraBlue™ technology.
2. Capacitance and ESR_{DC} measured using 65 A for BCAP0650, 75 A for BCAP1200 and 100 A test current for all other cells. All tests made at 25°C per document number 1007239 available at maxwell.com.
3. Per IEC 62391-2, $P_d = \frac{0.12V^2}{ESR_{DC} \times \text{mass}}$
4. $P_{\max} = \frac{V^2}{4 \times ESR_{DC} \times \text{mass}}$
5. $E_{\max} = \frac{\frac{1}{2} CV^2}{3,600 \times \text{mass}}$
6. $E_{\text{stored}} = \frac{\frac{1}{2} CV^2}{3,600}$
7. $\Delta T = I_{\text{RMS}}^2 \times ESR \times R_{ca}$
8. After 72 hours at rated voltage. Initial leakage current can be higher.
9. Absolute maximum voltage, non-repeated. Not to exceed 1 second.
10. Cycle using specified test current per waveform below.
11. Cycle life varies depending upon application-specific characteristics. Actual results will vary.
12. Maximum Torque is 14 Nm.
13. Per United Nations material classification UN3499, all Maxwell ultracapacitors have less than 10 Wh capacity to meet the requirements of Special Provisions 361. When packaged according to the regulation, both individual ultracapacitors and modules composed of those ultracapacitors shipped by Maxwell can be transported without being treated as dangerous goods (hazardous materials).



DATASHEET K2 ULTRACAPACITORS - 2.7V SERIES

BCAPXXXX P270 K04



BCAPXXXX P270 K05



MOUNTING RECOMMENDATIONS

Do not reverse polarity. Please refer to document number 1016419, available at maxwell.com for welding recommendations.

MARKINGS

Products are marked with the following information:
Rated capacitance, rated voltage, product number, name of manufacturer, positive terminal, warning marking, serial number.

Part Description	L (±0.3mm)	Dimensions (mm)	D1 (±0.2mm)	D2 (±0.7mm)	Package Quantity
BCAP0650 P270 K04/05	51.5	60.4	60.7	30	
BCAP1200 P270 K04/05	74	60.4	60.7	30	
BCAP1500 P270 K04/05	85	60.4	60.7	30	
BCAP2000 P270 K04/05	102	60.4	60.7	15	
BCAP3000 P270 K04/05	138	60.4	60.7	15	

Product dimensions are for reference only unless otherwise identified. Product dimensions and specifications may change without notice.
Please contact Maxwell Technologies directly for any technical specifications critical to application. All products featured on this datasheet are covered by the following U.S. patents and their respective counterparts: 6643119, 7295423, 7342770, 7352558, 7384433, 7440258, 7492571, 7508651, 7580243, 7791860, 7791861, 7859826, 7883553, 7935155, 8072734, 8098481, 8279580, and patents pending.



Maxwell Technologies, Inc.
Global Headquarters
3888 Calle Fortunada
San Diego, CA 92123
USA
Tel: +1 (858) 503-3300
Fax: +1 (858) 503-3301



Maxwell Technologies SA
Route de Montena 65
CH-1728 Rossens
Switzerland
Tel: +41 (0)26 411 85 00
Fax: +41 (0)26 411 85 05



Maxwell Technologies, GmbH
Leopoldstrasse 244
80807 Munich
Germany
Tel: +49 (0)89 4161403 0
Fax: +49 (0)89 4161403 99



Maxwell Technologies Shanghai Trading Co. Ltd.
Unit A2BC, 12th Floor
Huarun Times Square
500 Zhangyang Road, Pudong
Shanghai 200122, P.R. China
Tel: +86 21 3852 4000
Fax: +86 21 3852 4099



Maxwell Technologies Korea Co., Ltd.
Room 1524, D-Cube City Office Tower, 15F
#662 Gyeongin-Ro, Guro-Gu,
Seoul, Korea 152-706
Tel: +82 10 4518 9829

MAXWELL TECHNOLOGIES, MAXWELL, MAXWELL CERTIFIED INTEGRATOR, ENABLING ENERGY'S FUTURE, BOOSTCAP, C CELL, D CELL and their respective designs and/or logos are either trademarks or registered trademarks of Maxwell Technologies, Inc. and may not be copied, imitated or used in whole or in part, without the prior written permission from Maxwell Technologies, Inc. All contents copyright © 2014 Maxwell Technologies, Inc. All rights reserved.
No portion of these materials may be reproduced in any form, or by any means, without prior written permission from Maxwell Technologies, Inc.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. p. e. C. Comisión Europea, «<https://ec.europa.eu/clima/policies/>,» 2016. [En línea].
- [2] Ned Mohan, Tore Undeland, William Robbins. Electrónica de Potencia, 3^a edición. Editorial McGraw-Hill, 2009
- [3] MATLAB Simulink modeling and simulation software. [En línea]. www.mathworks.com
- [4] Dr. John Miller, PE, Michaela Prummer, Dr. Adrian Schneuwly. “Power electronic interface for an ultracapacitor as the power buffer in a hybrid electric energy storage system”. Maxwell Technologies, Inc.
- [5] M. A. Tankari, M. B. Camara, B. Dakyo, G. Lefebvre. “Use of Ultracapacitors and Batteries for Efficient Energy Management in Wind-Diesel Hybrid System” *IEEE Trans. Sustain. Energy*, vol 4, No.2, pp. 414-424, Apr. 2013
- [6] M.A. Tankari, MB. Camara, B. Dakyo, C. Nichita, “Wind power integration in hybrid power system with active energy management,” *Int. J. Computat. Math. Elect. Electron. Eng (COMPEL)*, vol. 30, no.1, pp 245- 263, 2011.
- [7] P. Nandankar, J. P. Rothe, “Design and implementation of efficient three-phase interleaved DC-DC converter,” *Int. conference & workshop on electronics and telecommunication engineering*, 2016
- [8] N. Parveen, Rupesh K. C, “Design and simulation of interleaved DC-DC boost converter for three-phase loads using solar panel,” *International Conference on Computation of Power, Energy Information and Commuincation (ICCPEIC)*, 2016
- [9] V. Bolborici; F. P. Dawson; K. K. Lian, “Hybrid Energy Storage Systems: Connecting Batteries in Parallel with Ultracapacitors for Higher Power Density,” *IEEE Industry Applications Magazine*.
- [10] M. A. Tankari; M. B. Camara; B. Dakyo; C. Nichita “Attenuation of power fluctuations in wind diesel hybrid system - Using ultracapacitors and batteries,” *The XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010*



POLITÉCNICA

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS INDUSTRIALES
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID**

José Gutiérrez Abascal, 2. 28006 Madrid
Tel.: 91 336 3060
info.industriales@upm.es

www.industriales.upm.es