

UAH

CONVERTIDORES CC/CC EN LA INTERCONEXIÓN DE SISTEMAS DE ALMACENAMIENTO ENERGÉTICO CON SISTEMAS DE GENERACIÓN EÓLICA

Máster Universitario en Sistemas Electrónicos Avanzados.
Sistemas Inteligentes
Departamento de Electrónica

Presentado por:

D. ADOLFO AUSÍN HERRERO

Dirigido por:

Dr. EMILIO BUENO PEÑA

Alcalá de Henares, a 22 de Enero de 2016

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$$

$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \mathbf{H} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} + \mathbf{J}$$

Contenido

Resumen.....	11
Abstract	13
Simbología.....	15
Lista de figuras	17
Lista de tablas.....	21
Capítulo 1	23
1 Introducción	23
1.1 Tecnologías de almacenamiento energético	23
1.2 Aplicaciones de los sistemas de almacenamiento de energía en energía eólica.....	27
1.3 Convertidores CC/CC.....	29
1.4 Semiconductores de Carburo de Silicio.....	30
1.5 Convertidores eólicos y sistemas de almacenamiento de energía	31
2 Objetivos	35
2.1 Objetivos particulares	35
2.2 Metodología y estructura.....	36
3 Conversión CC/CC a partir de la reutilización de un sistema CC/CA estándar.....	39
3.1 Condiciones de funcionamiento	40
3.2 El aislamiento galvánico	41
4 Estudio de distintas topologías de conversión CC/CC y sus modos de funcionamiento	43
4.1 Soluciones sin aislamiento galvánico	43
4.1.1 El circuito básico.....	43
4.1.2 La carga.....	44
4.1.3 Modos de funcionamiento.....	44
4.1.4 Modo reductor <i>MCC</i>	44
4.1.5 Modo reductor <i>MCD</i>	46
4.1.6 Modo reductor: límite de funcionamiento <i>MCC - MCD</i>	47
4.1.7 Modo reductor <i>MCM</i>	47
4.1.8 Modo elevador <i>MCC</i>	48
4.1.9 Modo elevador <i>MCD</i>	50
4.1.10 Modo elevador: límite de funcionamiento <i>MCC - MCD</i>	51
4.1.11 Modo elevador <i>MCM</i>	51
4.2 Consideraciones relativas a la falta de aislamiento	53
4.3 Soluciones con aislamiento galvánico.....	54

4.3.1	La topología <i>DAB</i>	54
4.4	Criterios de selección de los componentes magnéticos de las distintas opciones	57
4.4.1	Selección de la inductancia en <i>MCD</i>	57
4.4.2	Selección de la inductancia en <i>MCC</i>	58
4.4.3	Selección de la inductancia y el transformador en <i>DAB</i>	59
5	Metodología de cálculo del control en lazo cerrado.....	63
6	Simulación y cálculo de pérdidas	69
6.1	Condiciones realistas de simulación	69
6.2	Simulación del circuito de potencia	71
6.2.1	Modo de conducción continuo	71
6.2.2	Modo de conducción discontinuo.....	73
6.2.3	Efecto del encendido del <i>IGBT</i> sobre la recuperación del diodo de libre circulación	74
6.2.4	Efecto del rizado de corriente	76
6.3	La topología <i>Dual Active Bridge</i>	78
6.3.1	Método alternativo de control <i>DAB</i> (modo transformador)	80
6.3.2	Control a baja carga del <i>DAB</i>	81
6.3.3	Uso de condensadores resonantes para reducir las pérdidas en conmutación .	81
6.4	El concepto del polo resonante aplicado al reductor elevador <i>MCM</i>	83
6.5	Recopilación de las soluciones propuestas	87
7	Integración del sistema de almacenamiento de energía en un sistema de inyección a red 89	
7.1	Descripción del sistema de inyección a red	89
7.2	Integración de los sistemas a través del convertidor <i>CC/CC</i>	90
7.3	Modelo de simulación integrado	90
7.4	Resultados	94
8	Conclusiones y trabajo futuro	99
9	Bibliografía	101
10	Apéndices	103
10.1	Filtrado de la tensión de red	103
10.2	Archivos de simulación.....	104

Resumen

Los Sistemas de Almacenamiento de Energía representan una oportunidad importante en las aplicaciones de energía eólica para gestionar la potencia de salida de la planta y mejorar la integración de estos sistemas en el conjunto del sistema de generación de energía eléctrica. Los avances en investigación en el campo del almacenamiento energético están logrando incrementar espectacularmente los niveles de almacenamiento y densidad energética. Al mismo tiempo, la reducción de costes hace que estos sistemas sean cada vez más aptos para su uso industrial.

Para integrarlos dentro de los ya maduros y ampliamente extendidos sistemas de generación eólica aparecen los convertidores continua-continua (CC/CC) como una de las opciones principales. Éstos se basan en el mismo tipo de tecnología que los convertidores actualmente empleados en generación eólica, y por tanto parten de una posición privilegiada. Con poco esfuerzo se pueden reutilizar los mismos semiconductores, condensadores y plataformas de control. Solo los elementos magnéticos presentan diferencias relativamente significativas.

El presente trabajo examina analíticamente diversas topologías de convertidores CC/CC desde el punto de vista de los dispositivos físicos y de los algoritmos de control. Primero se exploran los límites de funcionamiento de distintas topologías cuando son implementadas mediante soluciones ya empleadas en los mismos convertidores eólicos con los que han de integrarse. Después, una de las soluciones estudiadas se incorporará al sistema de generación del aerogenerador y se verifica mediante simulación su capacidad para complementar correctamente la operación del aerogenerador.

Abstract

Energy storing systems are a good opportunity to manage the output power of wind farms improving the integrations of such systems with the whole system of electric generation. Recent improvements in researching of energy storage systems are achieving massive increases in levels and energy density. At the same time cost reductions make this systems more available to be used in industrial applications.

To be integrated into the mature and widely extended wind energy systems, they need some kind of energy conversion systems namely the direct current to direct current (DC/DC) converters. These are based on the same kind of technology used in wind turbine converters and therefore they are placed on a privileged position. It is feasible to re-use the same semiconductors, power capacitors and electronic control platforms to easily design and manufacture these DC/DC converters. Just the magnetic components present significant differences.

The present report looks analytically into a number of alternatives of DC/DC topologies from the point of view of the different devices and control algorithms. First, the operation limits of some topologies are explored once they are implemented with standard solutions used by the same wind turbine converters they must be integrated with. Then, one of these converters will be connected to the wind turbine converter. The ability to complement properly the operation of the wind turbine generator shall be tested.

Simbología

Δi , rizado de corriente
 C , capacidad
 CA , corriente alterna
 CC , corriente continua
 C_r , capacidad resonante
 d , ciclo de trabajo
 \hat{d} , ciclo de trabajo medio
 D , punto central en torno al que se linealiza el ciclo de trabajo
 D , diodo
 DAB , dual active bridge
 DSP , digital signal processor
 ε , índice de amortiguamiento
 E_{off} , energía de pérdidas en el apagado del IGBT
 E_{on} , energía de pérdidas en el encendido del IGBT
 E_{rr} , energía de pérdidas en la recuperación del diodo
 ESS , energy storage system
 $FACT$, Flexible AC transmission system
 f , frecuencia de conmutación de los IGBTs
 $IGBT$, insulated gate bipolar transistor
 i_L , corriente por la inductancia
 I_L , valor medio de la corriente por la inductancia
 \hat{I}_O , corriente de salida media
 I_r , corriente por el condensador resonante
 K_I , constante integral del PI
 K_P , constante proporcional del PI
 L , inductancia
 $LVRT$, Low Voltage Ride Through
 MCC , modo de conducción continuo
 MCD , modo de conducción discontinuo
 MCM , modo de conducción mixto
 n , relación de transformación del transformador
 P_{hv} , potencia en el lado de alta tensión
 PI , regulador proporcional integral
 P_L , potencia en el lado de baja tensión
 P_o , potencia de salida
 Q , elemento interruptor
 Q_r , carga asociada a la recuperación del diodo
 R_{hv} , resistencia de carga del lado de alta tensión
 R_L , resistencia de carga del lado de baja tensión
 SAE , sistema de almacenamiento de energía
 Si , silicio
 SiC , carburo de silicio
 SST , solid state transformer

STATCOM, Static Synchronous Compensator

SW, software

T, periodo correspondiente a la frecuencia de conmutación

t_{off} , tiempo de apagado del *IGBT*

t_{on} , tiempo de encendido del *IGBT*

t_s , tiempo de establecimiento del lazo de control

T_{sample} , periodo de muestreo del control

V_{HV} , tensión del lado de alta

V_{HV} , nivel de tensión alrededor del cual se linealiza la tensión de alta

V_{LV} , tensión del lado de baja

V_{LV} , nivel de tensión alrededor del cual se linealiza la tensión de baja

\hat{V}_O , tensión de salida media

ZOH, zero order holder

ZVRT, zero voltage resonant transition

ZVS, zero voltage switching

Lista de figuras

Figura 1 Módulo SiC de Cree, 100A 1200V

Figura 2 Perdidas de conmutación de un dispositivo de carburo de silicio de 1200V, 100A y su equivalente en silicio

Figura 3 Esquema básico de un sistema eléctrico de conversión de energía cinética en eléctrica embarcado en un aerogenerador, basado en un generador síncrono de imanes permanentes, un convertidor back to back y un transformador de red.

Figura 4 Ejemplo de soporte al mantenimiento de frecuencia de red. Resaltado en amarillo el convertidor CC/CC objeto de análisis en este trabajo.

Figura 5 Inversor trifásico bidireccional de dos niveles para la conversión entre tensiones alterna y continua.

Figura 6 Circuito básico empleado para la conversión entre tensiones continuas de distinto nivel, a partir del inversor trifásico

Figura 7 Imagen del SKiiP 2414 GB17E4-4DU. La base es un disipador de refrigeración líquida (coldplate) integrado en el propio módulo.

Figura 8 Esquema eléctrico del módulo empleado. Son 4 IGBTs dobles funcionando en paralelo con drivers y sensores integrados

Figura 9 Reductor

Figura 10 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor reductor en MCC

Figura 11 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor reductor en MCD.

Figura 12 Reductor con Q2 conmutando en contrafase a Q1 (MCM).

Figura 13 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor reductor en MCM.

Figura 14 Elevador.

Figura 15 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor elevador en MCC.

Figura 16 Forma de onda de la corriente por el diodo en el convertidor elevador en MCC

Figura 17 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor elevador en MCD.

Figura 18 Forma de onda de la corriente por el diodo en el convertidor elevador en MCD.

Figura 19 Elevador con Q1 conmutando en contrafase a Q2.

Figura 20 Elevador modo MCM. Corriente por la bobina.

Figura 21 Elevador modo MCM. Corriente hacia la carga

Figura 22 Tres posibles circuitos CC/CC con aislamiento. El primero basado en dos puentes completos en H, bidireccional conocido como Dual Active Bridge (DAB). El segundo con dos semipuentes, también bidireccional, llamado Single Active Bridge (SAB). El tercero con semipuerto y rectificador de diodos es unidireccional [18].

Figura 23 DAB funcionando como reductor.

Figura 24 Principales formas de onda del circuito DAB funcionando como reductor. El intervalo de tiempo t_c corresponde con el ciclo de trabajo, en el cual se conduce potencia del primario al secundario

Figura 25 Potencia de salida máxima extraíble del circuito reductor o elevador en función de la inductancia trabajando en MCC. Limitación impuesta sólo por la corriente máxima en el IGBT.

Figura 26 Distintos modos de funcionamiento del DAB en función de la relación de transformación del transformador, n .

Figura 27 Potencia de salida límite en función de la relación de transformación para funcionamiento en cualquiera de los tres modos de corriente. Línea roja $V_{hv}=1200V$, línea verde $V_{hv}= 1300V$, línea azul $V_{hv}=1100V$. $L=40\mu H$.

Figura 28 Modelo de la planta y sistema de control asociado.

Figura 29 Modelo simplificado de la planta y el sistema de control.

Figura 30 Posicionamiento de los polos del sistema en lazo cerrado en función de ρ y ϑ . Polos situados en $(z - \rho e^{j\vartheta})$ y $(z + \rho e^{j\vartheta})$

Figura 31 Esquema eléctrico (parte de potencia) empleado en la simulación. Contempla el efecto de la inductancia parásita entre el condensador de alta y los semiconductores ($L\sigma$) y el condensador snubber empleado para atenuar el efecto de dicha inductancia.

Figura 32 Tensión cátodo ánodo en el diodo de libre circulación, en modo reductor, con $L\sigma=2\mu\text{H}$ sin snubber.

Figura 33 Tensión cátodo ánodo en el diodo de libre circulación, en modo reductor, con $L\sigma=50\text{nH}$ sin snubber

Figura 34 Tensión cátodo ánodo en el diodo de libre circulación, en modo reductor, con $L\sigma=50\text{nH}$ con snubber.

Figura 35 Energía disipada en encendido, apagado y recuperación del diodo en función de la corriente.

Fuente: Datos del fabricante Semikron 2xSKiiP 2414 GB17E4-4DUK0018.

Figura 36 Resistencia térmica del módulo en la parte del IGBT (arriba) y del diodo (abajo). Se aprecia que la resistencia es mayor en el diodo, lo que significa que permite menos pérdidas. Fuente: hoja de datos de Infineon: FD1200R17KE3-K_B2.

Figura 37 Corriente por cada una de las tres ramas del inversor trifásico empleadas para construir tres reductores (MCD) en paralelo trabajando en desplazamiento de fase, y corriente total hacia el condensador de salida y la carga.

Figura 38 Evolución del tiempo de ciclo en función de la potencia para dos posibles valores de inductancia, según ecuaciones 69 y 70. Para $L=15\mu\text{H}$, el tiempo de ciclo de trabajo se hace inferior al tiempo muerto de los IGBTs (2 μs) por debajo de 100kW, con la consiguiente pérdida de controlabilidad.

Figura 39 DAB actuando en modo reductor. Arriba tensiones de primario (rojo) y secundario (azul) de transformador. En medio, tensión de salida. Abajo, corriente de salida.

Figura 40 DAB actuando en modo elevador. Arriba tensiones de primario (rojo) y secundario (azul) de transformador. En medio, tensión de salida. Abajo, corriente de salida.

Figura 41 Esquema de control a emplear si se desea regular para que la tensión de salida sea proporcional a la de entrada.

Figura 42 Distintas fases de la conmutación con polo resonante [21].

Figura 43 Convertidor elevador-reductor con condensador resonante incluido

Figura 44 MCM a 295kW, sin condensador resonante: a) Tensión ce en IGBT-diodo top b) corriente por diodo (rojo) y por IGBT top (azul) c) Tensión colector-emisor en IGBT-diodo bottom d) corriente por diodo (rojo) y por IGBT bottom (azul)

Figura 45 MCM a 295kW, con condensador resonante: a) Tensión ce en IGBT-diodo top b) corriente por diodo (rojo) y por IGBT top (azul) c) Tensión colector-emisor en IGBT-diodo bottom d) corriente por diodo (rojo) y por IGBT bottom (azul)

Figura 46 Corriente por la bobina del MCM reductor suministrando a 10kW

Figura 47 Topología DAB empleada en la comparación con 6 circuitos elevadores reductores en paralelo.

Figura 48 Diagrama de bloques Simmulink del sistema compuesto por el convertidor del aerogenerador y un convertidor CC/CC (en azul) conectando el bus de continua con las batería.

Figura 49 Convertidor de lado red. Esquema de control genérico de un convertidor en fuente de tensión para el control de potencia activa y reactiva en marco de referencia dq

Figura 50 Convertidor de lado red. Diagrama de bloques del control de los compensadores y su interconexión con el modelo de la inductancia y red.

Figura 51 Esquema de bloques del convertidor CC/CC

Figura 52 Formas de onda de 1) corriente inyectada a red, 2) tensión de red, 3) tensión de bus y 4) corriente de bus (azul) y de batería (verde) filtradas.

Figura 53 Respuesta transitoria frente al escalón de consigna de potencia activa (arriba) y reactiva (abajo)

Figura 54 Forma de la tensión de red real (verde), filtrada mediante un filtro analógico de adelanto-retraso (azul) y mediante un filtro digital Butterworth paso banda muestreando a 100kHz (rojo).

Figura 55 Filtro analógico adelanto retraso empleado para obtener el primer armónico de la tensión de red, y su diagrama de Bode para $R=68k\Omega$, $C=47nF$, que sirve para sintonizarlo a 50Hz

Lista de tablas

- Tabla 1 Valores de inductancia mínimos que aseguran el funcionamiento en MCD para distintas tensiones en los lados de alta y baja tensión*
- Tabla 2 Resumen de parámetros de control en los distintos modos de funcionamiento*
- Tabla 3 Pérdidas en los semiconductores para el reductor funcionando a la máxima corriente admisible en MCC.*
- Tabla 4 Valores de inductancia crítica para una potencia máxima manejable de 340kW. La corriente máxima es siempre inferior a la admisible.*
- Tabla 5 Análisis del funcionamiento en MCC para distintas inductancias.*
- Tabla 6 Estimación de pesos de inductancias. Corriente de saturación de la bobina establecida en el nivel de la máxima corriente circulante a máxima potencia.*
- Tabla 7 Estimación de pesos de inductancias. Corriente de saturación de la bobina establecida en el nivel de la máxima corriente admisible por los IGBTs y diodos.*
- Tabla 8 Pérdidas en los semiconductores para el reductor funcionando a la máxima corriente admisible en MCD*
- Tabla 9 Pérdidas en los IGBTs y diodos con inductancia de 45uH y extrayendo 310kW por módulo en modo MCD y MCM.*
- Tabla 10 Pérdidas en los IGBTs y diodos del DAB en distintos modos de funcionamiento en función de la relación de transformación.*
- Tabla 11 Pérdidas en los IGBTs y diodos del DAB para distintos valores de inductancia para una relación de transformación de 0.5.*
- Tabla 12 en los IGBTs y diodos del DAB para distintas condiciones sin y con condensador resonante.*
- Tabla 13 Pérdidas en los IGBTs y diodos del reductor para distintas condiciones sin y con condensador resonante.*
- Tabla 14 Pérdidas en los IGBTs y diodos del reductor MCM con condensador resonante para la máxima corriente posible por el semiconductor.*
- Tabla 15 Pérdidas en los IGBTs y diodos del reductor y del elevador MCM con condensador resonante para la máxima potencia de pérdidas posible en el semiconductor.*
- Tabla 16 Pérdidas en los IGBTs y diodos y corriente eficaz por la bobina del reductor en MCM con condensador resonante de 100nF para diferentes potencias de salida.*
- Tabla 17 Recopilación de resultados de las distintas soluciones propuestas haciendo uso de seis módulos dobles.*

Capítulo 1

1 Introducción

La energía eólica es una de las fuentes de energía que mayor crecimiento está experimentando en nuestros días. En España abastece más del 20% de la demanda del país. Sin embargo la energía eléctrica generada por turbinas eólicas es bastante impredecible y por tanto la penetración de energía proveniente del viento en el sistema energético actual puede ocasionar problemas relacionados tanto con la operatividad del sistema eléctrico como con su planificación. Estos problemas son especialmente acuciantes en redes aisladas. Las instalaciones de generación de energía a partir de energía eólica deben cumplir con cierta normativa, denominada códigos de red. Así, deben ser capaces de controlar la tensión y potencia que suministran para soportar perturbaciones y cortocircuitos en la red durante periodos de tiempo bien definidos. En estas condiciones los Sistemas de Almacenamiento de Energía (*SAE*, o *ESS* en inglés) pueden llegar a jugar un papel importante en las aplicaciones de energía eólica, controlando la potencia de salida de la planta y proporcionando una serie de servicios auxiliares al sistema que redundan en la mejor integración de los sistemas de energía eólica en el conjunto del sistema de generación de energía eléctrica.

1.1 Tecnologías de almacenamiento energético

La energía eléctrica puede ser almacenada de distintas maneras. Revisaremos brevemente las más importantes [1].

Almacenamiento por sistemas de bombeo hidráulico (*Pumped Hydro Storage*)

Son sistemas de almacenamiento a gran escala. El principio de funcionamiento es sencillo: convertir la energía eléctrica en energía potencial a base de bombear agua la desde un punto de almacenamiento a otro situado a mayor altura, durante los periodos de baja demanda eléctrica. La energía almacenada es proporcional al volumen de agua y a la altura del salto de agua. Es interesante señalar que a pesar de la enorme cantidad de energía que estos sistemas pueden manejar, la respuesta temporal de estos sistemas es relativamente rápida, menos de un minuto, lo que les permite controlar variaciones en la frecuencia de la red eléctrica y actuar como reservas de energía para la misma.

Almacenamiento de energía por aire comprimido (*Compressed Air Storage*)

Estos sistemas se basan en turbinas de gas convencionales. La energía se almacena en forma de aire comprimido en alguna cueva o mina bajo tierra. Cuando se requiere inyectar energía a la red, el aire comprimido es suministrado desde la cueva, calentado y expandido en una serie de turbinas de alta y baja presión que convierten la energía cinética en eléctrica. Estos sistemas aún no están demasiado extendidos aunque siguen despertando interés. Como la descompresión del aire es lenta, estos sistemas se consideran de largo plazo y podrían llegar a competir con los sistemas de bombeo hidráulico.

Almacenamiento de energía en baterías

Esta es una de las tecnologías más empleadas actualmente. La energía se almacena en forma electroquímica, en un grupo de celdas interconectadas en serie y paralelo. Cada celda consiste en dos electrodos conductores y un electrolito entre ambos. El electrolito permite el intercambio de iones entre electrodos, mientras que los electrones circulan a través del circuito externo. Un sistema de almacenamiento energético basado en baterías para su empleo en aplicaciones eólicas, típicamente consta de varios grupos de baterías interconectadas en serie y paralelo, el sistema de control y acondicionamiento de la potencia y un sistema de protección. Dentro de los sistemas de control y acondicionamiento de la potencia encontraremos los Convertidores CC/CC basados en electrónica de potencia en los que más adelante nos centraremos. Existen distintas tecnologías relativas al funcionamiento de las baterías, que se distinguen por los materiales característicos con que se construyen los electrodos y el electrolito. Sin entrar en gran profundidad, podemos mencionar:

-Baterías de plomo-acido

Es la tecnología más madura. Su tiempo de vida oscila alrededor de 1500 ciclos y alcanzan rendimientos de 80%. Presenta una importante dependencia de la temperatura ambiente. Se adaptan bien a requerimientos de almacenamiento durante periodos largos. Requieren un mantenimiento periódico para recargar el electrolito y son bastante pesadas.

- Baterías de níquel-cadmio

Son baterías alcalinas recargables, cuya tecnología está bastante madura. Sus ciclos de carga y descarga son rápidos debido a su baja resistencia interna (unas 2h). Sus tiempos de vida son largos y el mantenimiento pequeño. Sin embargo sus prestaciones dependen mucho de las características de los ciclos que hayan sufrido (efecto memoria). Su coste es elevado, unas diez veces superior a las de plomo ácido. La alta toxicidad del níquel y del cadmio es otra desventaja importante

- Baterías de sulfuro de sodio

Es una tecnología reciente y prometedora [3]. Operan a temperaturas elevadas (350°C), lo cual es una de sus principales desventajas. La densidad de energía y de rendimiento es muy elevada (151kWh/m³ y 85%). No se descargan por sí mismas, necesitan muy poco mantenimiento y son altamente reciclables.

- Baterías de ion-litio

Su uso está muy extendido en pequeñas aplicaciones como teléfonos móviles u ordenadores portátiles. Esta tecnología está atrayendo elevadas inversiones en investigación a fin de poder llegar a emplearla en vehículos eléctricos y sistemas de almacenamiento. Una de sus principales características es su elevada densidad energética y específica (300Wh/l y 125Wh/kg). Otra característica importante es su rápida capacidad de carga y descarga, pudiendo alcanzarse constantes de tiempo de hasta 200ms [4] con rendimientos del orden del 78% durante unos 3500 ciclos. Por todo ello las baterías de ion litio presentan unas características extraordinarias para aplicaciones donde peso y rapidez sean necesarias. Sus desventajas son el acusado efecto memoria y la facilidad de descarga, que las desaconsejan para aplicaciones de seguridad. Es crucial controlar con detalle las condiciones de temperatura y los niveles de tensión a los que operan.

Sistemas de almacenamiento basados en baterías de flujo

Es una tecnología joven y poco madura aún. Se basa en reacciones electroquímicas que ocurren en grupos de celdas conectadas en serie o paralelo. A diferencia de las baterías convencionales se emplean dos soluciones electrolíticas acuosas diferentes, separadas en diferentes compartimentos. En funcionamiento normal estas soluciones son bombeadas a la celda electroquímica donde suceden las reacciones [5]. Una de sus principales ventajas es que su capacidad energética es fácilmente escalable ya que depende principalmente del volumen de electrolito almacenado. Los costes de operación para controlar los flujos son elevados. Una característica interesante es que pueden ser completamente descargadas sin sufrir daño, a diferencia de las baterías convencionales. Por tanto sus tiempos de vida son elevados y sus costes de mantenimiento bajos.

Sistemas de almacenamiento basados en hidrógeno

El hidrógeno se produce por medio de la electrolisis del agua a partir de fuentes de energía ya sean renovables o fósiles. Cuando se produce en plantas eólicas puede almacenarse o transportarse por tuberías. Si se almacena, la técnica empleada para hacerlo se conoce como célula regenerativa de combustible y se compone de las siguientes partes: sistema de electrolización, célula de combustible, almacenamiento de hidrógeno y sistema de conversión de potencia. Al igual que en las baterías de flujo, cabe hablar de energía y potencia de forma independiente. Pueden llegar a almacenar una energía de 100MWh y alcanzar picos de potencia de hasta 10MW. No se autodescargan y ello les concede tiempos de vida muy altos, con unos 20000 ciclos de funcionamiento. Una de sus principales desventajas es el bajo rendimiento energético, del orden del 42% debido al mal rendimiento del electrolizador y de la célula de combustible [6].

Sistemas de almacenamiento basados en volantes de inercia

Un volante de inercia (*flywheel* en inglés) es un sistema electromecánico que almacena energía cinética. Consiste en una masa rotativa sobre rodamientos magnéticos para reducir las pérdidas por fricción girando a gran velocidad y conectada a una máquina eléctrica. Cuando esta máquina actúa como motor transfiere energía al volante. Luego el volante descarga su energía a través de la máquina actuando como generador. Los volantes se suelen clasificar según la velocidad de rotación, llegando a las decenas de miles de vueltas por minuto. Los

volantes deben de construirse de materiales resistentes y ligeros. Las ventajas de estos sistemas radican en sus elevado rendimiento (90%), larga vida, amplía rango de temperatura de funcionamiento y elevadas densidades de energía y potencia. El principal inconveniente es el efecto de autodescarga, con la que se puede perder hasta el 20% de la energía almacenada [7]. Por ello no son sistemas adecuados para conservar la energía durante largos periodos. Son sistemas ruidosos y presentan los riesgos asociados a masas en movimiento. Se han llegado a probar sistemas de hasta 10MWs capaces de entregar su energía en 10s a una carga de 1.65MW. Estas características encajan de forma natural en el soporte al cumplimiento de los códigos de red para aerogeneradores en cuanto a los huecos de red.

Sistemas de almacenamiento basados en superconductores magnéticos

Es una tecnología relativamente reciente. Se basa en almacenar energía en un campo magnético creado por una corriente continua circulando por una bobina muy grande y superconductora a temperaturas muy bajas. La energía almacenada responde al cuadrado de la corriente por el valor de la inductancia. El hecho de trabajar a temperaturas muy bajas permite circular elevadas corrientes con muy pocas pérdidas, la resistencia del devanado se reduce, y por lo tanto mejora el rendimiento. La temperatura de trabaja se establecerá en el rango de 5K a 70K. Puede llegar a trabajarse con densidades de flujo del orden de 10T a 4.2K, llegando así a densidades energéticas de 40MJ/m³ lo cual está por encima del resto de tecnologías. El enfriamiento, a base de baños en nitrógeno o helio líquido, requiere bastante menos energía de la que se puede llegar a almacenar, por lo que se pueden alcanzar elevados rendimientos cercanos al 90%. La corriente magnetizante la inyecta un convertidor de electrónica de potencia, generalmente en fuente de tensión. La constante de tiempo de estos sistemas es muy pequeña, pudiendo inyectar hasta 200kW in 20ms. El tiempo de vida es muy elevado. La principal desventaja radica en la importante inversión inicial para construir uno de estos sistemas, estimada entre 1000 y 10000\$/kW [8].

Sistemas de almacenamiento basados en supercondensadores

También conocidos como ultracondensadores o condensadores de doble capa. Al igual que las baterías, se basan en células electroquímicas con dos electrodos, un electrolito y una membrana porosa por donde transitan los iones. Sin embargo aquí no hay reacciones de oxidación-reducción porque la tensión de operación es inferior. La energía almacenada es proporcional al valor de la capacidad y al cuadrado de la tensión aplicada. Se alcanzan valores de hasta 5000F [9]. La tensión de cada celda es muy baja, menor de 3V y por ellos se requiere la conexión de muchas celdas en serie y paralelo para formar un sistema con elevada capacidad de almacenamiento. Su resistencia interna es muy pequeña (menor de 1mOhm) y por tanto su tiempo de respuesta muy elevado. Se pueden alcanzar densidades de potencia de hasta 10 veces la de las baterías. El sistema tiende a autodescargarse rápidamente, por tanto su principal aplicación es allá donde se requieran respuestas muy rápidas asociadas a altas cantidades de potencia. Su tiempo de vida depende mucho de los niveles de tensión y temperatura a los que trabaje. Por su elevada sensibilidad al nivel de tensión suelen acabar necesitando sistemas electrónicos complejos capaces de controlar el perfecto equilibrado de cada celda. En conjunto, estos sistemas son más caros que las baterías, pero debido al constante proceso de desarrollo y comercialización, sus precios se están moderando.

1.2 Aplicaciones de los sistemas de almacenamiento de energía en energía eólica

Eliminación de fluctuaciones

Fluctuaciones rápidas (menos de un minuto) de la potencia entregada por los aerogeneradores pueden causar variaciones en la tensión y frecuencia de la red, especialmente en sistemas aislados. Las tecnologías de almacenamiento energético que mejor encajan en estas circunstancias son aquellas capaces de entregar rampas de potencia elevadas, como por ejemplo las baterías (excepto las de plomo ácido), baterías de flujo y especialmente supercondensadores, volantes de inercia y superconductores magnéticos.

Una solución ampliamente aceptada para mitigar fluctuaciones de potencia de ciertos aerogeneradores es incluir un sistema de almacenamiento en el bus de continua del convertidor *Back to Back*. Para interconectar el sistema de almacenamiento al bus de continua ha de emplearse un convertidor CC/CC basado en electrónica de potencia. En sistemas aislados donde las fluctuaciones de potencia son un grave problema habitual, se han ensayado con éxito sistemas híbridos de almacenamiento, que incluyen volantes de inercia, supercondensadores y baterías junto a sistemas diesel y generación fotovoltaica [10].

Otra solución propuesta es la eliminación de las fluctuaciones atacando al punto de conexión a la red de la instalación eólica. En este caso son necesarios sistemas capaces de trabajar con mucha más potencia (hasta 100MW).

Esta problemática es la que se abordará en el presente trabajo. En concreto el caso de la conexión del sistema de almacenamiento al bus de continua del convertidor de aerogenerador a través de un convertidor CC/CC.

Soporte a huecos de tensión (*Low Voltage Ride Through*)

El control de la tensión de una planta eólica en el punto de conexión con la red durante un hueco de tensión debe llevarse a cabo para evitar que la planta sea desconectada, lo cual de producirse en cadena en distintas plantas podría causar el colapso de la red. Por este motivo los códigos de red requieren que las plantas soporten huecos de hasta el 0% de la tensión durante un cierto tiempo. Esto se consigue ajustando la potencia reactiva que entregan los convertidores durante estas situaciones. En estas circunstancias, en teoría no sería necesario el aporte de energía previamente almacenada. Sin embargo en la práctica el sistema de almacenamiento puede colaborar de forma muy eficaz en controlar y estabilizar la tensión del bus de continua del convertidor y como consecuencia mejorar apreciablemente el comportamiento del convertidor durante el hueco. Al igual que en el caso anterior, aquí se requieren sistemas de almacenamiento con respuestas rápidas.

Soporte al control de tensión

Los generadores empleados en eólica, y en particular los de jaula de ardilla, requieren importantes cantidades de potencia reactiva. El control de esa potencia reactiva es crucial en cualquier red eléctrica para poder mantener los niveles de tensión en la red exigidos. *FACTS*, *STATCOMs* y otros son convertidores basados en electrónica de potencia creados para este tipo de control. La inclusión de sistemas de almacenamiento de energía mejora apreciablemente la dinámica de estos sistemas [11]. Han de ser sistemas de almacenamiento de respuesta rápida como baterías, baterías de flujo y especialmente supercondensadores, volantes de inercia y superconductores magnéticos. No solo ayudan en la compensación de reactiva, sino también se han probado útiles a la hora de compensar armónicos. Como resultado el rendimiento y la disponibilidad del sistema mejora.

Amortiguamiento de oscilaciones

A las plantas eólicas se les exigirá en los próximos códigos de red, el ser capaces de ayudar a los generadores principales a mantener el sincronismo de la frecuencia de red. Así deberán ser capaces de absorber o inyectar potencia activa a fin de mantener la frecuencia dentro de márgenes de $\pm 1\text{Hz}$. El tiempo que dura este estado de absorción o inyección es del orden de un minuto. Por tanto los sistemas de respuesta rápida se adaptan bien. Se han llevado a cabo pruebas experimentales a este respecto [12] donde se ha comprobado que el amortiguamiento de las oscilaciones de potencia se ha vuelto más robusto cuando se han incorporado sistemas de almacenamiento como baterías y superconductores magnéticos.

Reserva de energía (*Spinning reserve*)

Spinning reserve es un término acuñado para definir la capacidad no usada que puede ser activada por el operador del sistema y mediante la cual se gestiona la entrega o consumo de potencia activa a fin de mantener la frecuencia de red [13]. Las plantas eólicas deberían ser capaces de regular esta potencia activa durante un periodo de hasta 30 minutos. Para hacer frente a estas situaciones, sistemas de almacenamiento como las baterías o el flujo de baterías parecen los más indicados.

Seguimiento de cargas

En este servicio los sistemas de almacenamiento deben ser capaces de actuar en rangos de hasta 10 horas. Debido a la naturaleza estocástica del viento, la potencia entregada por la planta nunca encajará exactamente con las necesidades reales de las cargas. Esto conlleva desequilibrios en la tensión y frecuencia generadas, que dificultan la penetración de la energía eólica como fuente energética alternativa. Soluciones basadas en baterías, flujo de baterías, sistemas de almacenamiento basados en hidrógeno, aire comprimido o agua bombeada se adaptan bien a esta problemática.

Otros aplicaciones de respuesta muy lenta

En la misma línea que el caso anterior encontramos aplicaciones que requieren sistemas de almacenamiento de respuesta lenta. Las llamadas aplicaciones de *Peak Shaving*, en las que se trata de almacenar energía en periodos valle y entregarla en periodos cresta, cortes de

transmisión donde se entrega energía almacenada en los periodos donde no hay viento y se evita así la desconexión de la planta eólica, etc.

1.3 Convertidores CC/CC

Como se ha visto en el apartado anterior, a la hora de analizar las aplicaciones de los sistemas de almacenamiento de energía, una estructura que se repite continuamente es la interconexión del sistema de almacenamiento con el bus de continua del convertidor del aerogenerador. Para poder adaptar los niveles de tensión de uno y otro lado y para mantener un control eficaz del flujo de energía se emplean convertidores continua-continua como medio de interconexión.

Además de ser empleados en los sistemas de almacenamiento de energía, este tipo de convertidores tiene innumerables aplicaciones: sistemas de alimentación ininterrumpida, fuentes conmutables, alimentación de motores de CC, cargadores de baterías, etc. A diferencia de la conversión alterna-alterna (CA/CA) que la mayor parte de las veces se puede lograr mediante un elemento pasivo como el transformador, en la conversión CC/CC se necesita de una electrónica de potencia capaz de permitir el flujo de energía durante un periodo de tiempo, cortar bruscamente el flujo de energía durante otro período y restaurarlo a continuación. Este corte brusco de energía lo llevan a cabo elementos semiconductores, habitualmente *IGBTs*, durante lo que se denomina conmutaciones. Las conmutaciones han de ser comandadas mediante un sistema de control implementado en SW dentro de una electrónica capaz de gobernar todo el proceso. El proceso de conmutación lleva inherentes unas pérdidas de potencia que se transforman en calor y que debe ser evacuado. El calor que no se evacúa hace que la temperatura en el semiconductor aumente. Existe un límite físico sobre la máxima temperatura que el dispositivo puede soportar sin deteriorarse. Es la temperatura de unión del *IGBT*. La máxima temperatura que pueden soportar las uniones en el interior del componente es de 150°C en la mayoría de los *IGBTs*, o de 175°C en algunas tecnologías recientes. Las hojas de datos del componente lo especifican claramente. Cada semiconductor tiene un límite máximo de potencia a disipar sin que se alcance la máxima temperatura admisible. Este límite de potencia depende del medio de refrigeración empleado, que puede ser ventilación natural, forzada o refrigeración por agua.

Los *IGBTs* tienen además otros dos límites de funcionamiento muy claros: la máxima tensión a la que pueden operar y el máximo pico de corriente que puede circular repetidamente sin poner en riesgo al componente. En conjunto estas tres limitaciones determinan el tipo de semiconductor que se puede emplear en cada aplicación.

Existe un gran número de soluciones posibles a la hora de implementar los convertidores CC/CC. Nos centraremos en dos de ellas: por un lado las topologías elevadoras - reductoras sin aislamiento galvánico y por otro lado en una topología bidireccional con aislamiento galvánico, la *Dual Active Bridge*. Intentaremos adoptar un enfoque práctico en el sentido de reutilizar soluciones que están muy extendidas en convertidores eólicos y darles utilidad en el proceso de conversión continua-continua. Exploraremos los límites de estas soluciones en su nuevo uso e iremos desgranando conceptos e ideas significativas relacionadas con este tipo de convertidores y su funcionamiento.

La topología conocida como *Dual Active Bridge*, que tal vez se podría traducir como Puentes Activos Duales, es el núcleo de los llamados Transformadores de Estado Sólido, (*Solid State Transformer, SST*), los cuales representan la punta de lanza de los desarrollos en electrónica de potencia [14]. Los *SST* permiten adaptar distintos niveles de tensión incorporando aislamiento galvánico, son bidireccionales y permiten un control inteligente del flujo de energía. Debido a que emplean combinaciones de varios transformadores pequeños, son la gran alternativa a los pesados y voluminosos transformadores de baja frecuencia. Su desarrollo no obstante viene condicionado al avance y generalización del uso de dispositivos capaces de conmutar con bajas pérdidas y elevadas temperaturas. Precisamente éstas son las características fundamentales de los semiconductores basados en carburo de silicio. Sólo empleando este tipo de semiconductores es factible construir *SST* con niveles de eficiencia, peso y volumen competitivos. En las conclusiones de este estudio se comprobará claramente el porqué.

Otro campo de aplicación importante de los convertidores CC/CC, que ya no se abordará aquí, es el del control de sistemas de distribución de energía en corriente continua a gran escala.

1.4 Semiconductores de Carburo de Silicio

El carburo de silicio (*SiC*), es una aleación sólida basada sobre una estructura anfitriona de carbono, con la arquitectura del diamante, en la que se sustituyen átomos de Carbono por átomos de Silicio. El *SiC* es extremadamente duro y comparte propiedades con el diamante. Por su gran dureza y resistencia a la abrasión se utiliza en labores de esmerilado y corte por chorro de agua y arena, formando parte de materiales para embragues y frenos de coche, chalecos antibalas, rodamientos de patines, lijas, etc. Cada vez son más las aplicaciones del carburo de silicio, utilizándose hoy en la fusión y tratamiento térmico de metales, en la producción de vidrio y cerámica, en componentes electrónicos. Como semiconductor su uso está en fase de investigación y desarrollo. Sus características hacen prever muy importantes ventajas frente a los tradicionales semiconductores de silicio: rapidez en las conmutaciones, elevada temperatura máxima en la unión y elevada tensión de ruptura. Los dispositivos disponibles van desde diodos (*Schottky* unipolares de 1.7kV a diodos bipolares de 4.5kV) a interruptores (unipolares hasta 4kV, bipolares por encima de 4,5kV y *Mosfet* y *Jfet* hasta 20kV).



Figura 1 Módulo SiC de Cree, 100A 1200V

La principal característica de los dispositivos *SiC* es la elevada temperatura a la que puede trabajar la unión. Sin embargo esta ventaja no puede ser aún explotada del todo debido a que el encapsulado no soporta valores por encima de 175°C. Por este motivo, la temperatura de la

unión queda limitada en la práctica a 150°C. Si se compara el semiconductor de la figura 1 de carburo de silicio con el equivalente en silicio se comprueba que las pérdidas por conducción se reducen a la mitad. Las pérdidas de conmutación son también menores en los dispositivos *SiC* frente a los de *Si*, con la ventaja añadida de que apenas se incrementan con la temperatura [2].

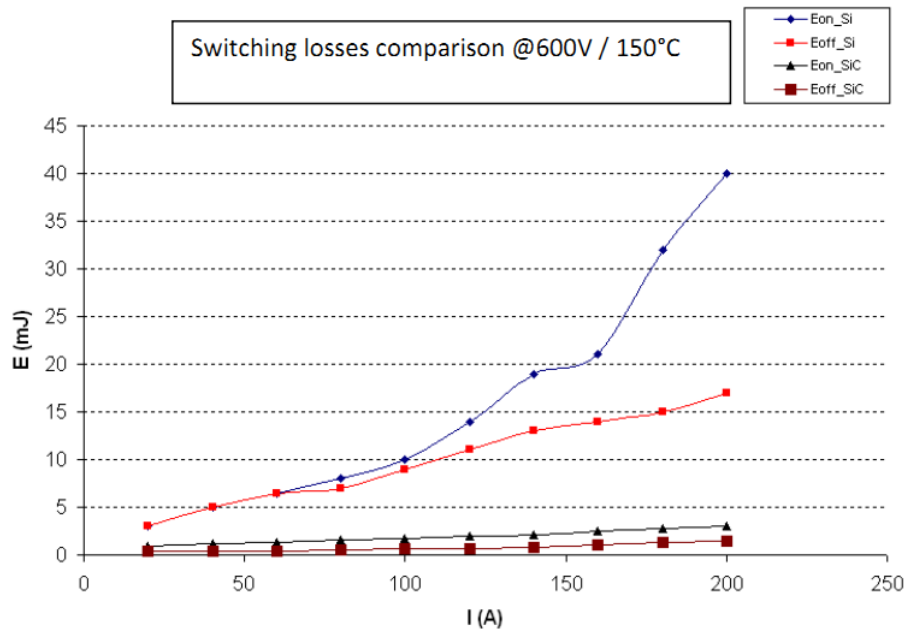


Figura 2 Pérdidas de conmutación de un dispositivo de carburo de silicio de 1200V, 100A y su equivalente en silicio

Sin embargo la tecnología *SiC* aún no está del todo madura. Solo en aplicaciones de poca potencia se emplea comercialmente. Para la gama de tensiones y potencia de la presente aplicación, la tecnología está en proceso de desarrollo. Los principales retos que tiene ante sí son:

- Desarrollo de circuitos de disparo o "*drivers*". Los dispositivos *SiC* requieren *drivers* que aporten niveles de tensión distintos a los actuales de *Si*, normalmente +20V, -5V. Además estos *drivers* deben ser más complejos pues han de permitir el cambio de la resistencia de puerta en función del instante de la conmutación. Con ello podrán controlar las elevadas derivadas de tensión que aparecen en apagados ante sobrecorrientes.
- Encapsulado. Los chips de *SiC* permiten temperaturas de unión mucho mayores que los de *Si*. Es necesario desarrollar encapsulados nuevos capaces de trabajar de forma eficiente y económica con los nuevos niveles de temperatura, a la vez que aseguren una interconexión robusta con el resto de dispositivos (cableados, pletinas, etc.).

1.5 Convertidores eólicos y sistemas de almacenamiento de energía

Los sistemas de generación de energía renovable más potentes que funcionan masivamente en la actualidad son los aerogeneradores. Un aerogenerador puede hoy en día manejar hasta 8MW de potencia.

Los sistemas modernos y de generación de energía eléctrica a partir de la eólica se basan en generadores síncronos de imanes permanentes conectados a la red eléctrica a través de un convertidor como el mostrado en la figura 3.

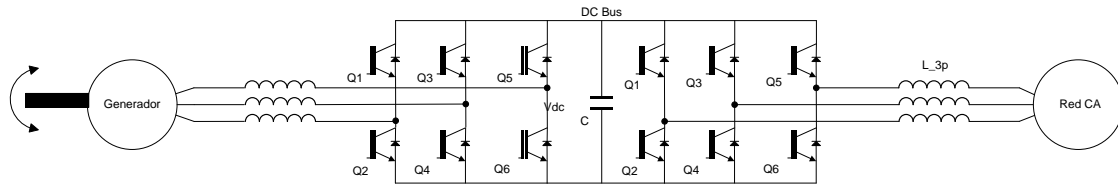


Figura 3 Esquema básico de un sistema eléctrico de conversión de energía cinética en eléctrica embarcado en un aerogenerador, basado en un generador síncrono de imanes permanentes, un convertidor back to back y un transformador de red.

Movido por las palas, el generador síncrono produce energía eléctrica de tensión alterna y frecuencia variable. Se conecta a un convertidor, en concreto un inversor trifásico, que transforma la CA en CC, generando un bus de tensión continua, que puede ser de unos 1200V. A continuación otro inversor idéntico al anterior, desde el punto de vista físico pero con distinto control, convierte la energía de corriente continua a corriente alterna para transmitirla a la red a través de un transformador.

Como se vio en el apartado 1.2, uno de los problemas que se plantean en las redes de distribución de corriente alterna es el amortiguamiento de oscilaciones. Esto es, la caída en la frecuencia de operación cuando el consumo de potencia se dispara. Una forma de resolver este problema es inyectando a la red una cantidad adicional de potencia proveniente de algún sistema capaz de almacenar excedentes de energía. Así, los aerogeneradores pueden guardar una pequeña fracción de lo que generan en sistemas de almacenamiento como baterías durante los intervalos de tiempo en que la red no necesita que se inyecte toda la potencia disponible, y posteriormente, entregar dicha energía cuando resultase necesario. La figura 4 muestra esquemáticamente esta idea.

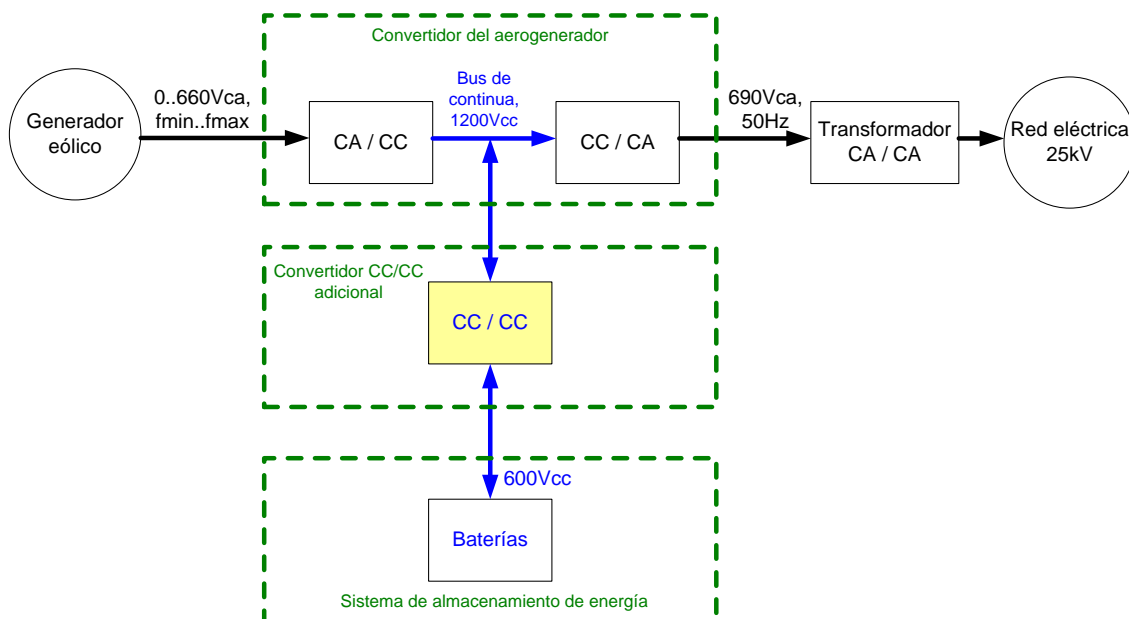


Figura 4 Ejemplo de soporte al mantenimiento de frecuencia de red. Resaltado en amarillo el convertidor CC/CC objeto de análisis en este trabajo.

En esta configuración se aprovecha toda la capacidad del sistema de conexión a red del aerogenerador, es decir el bloque CC/CA, pero la fuente de energía ahora puede ser tanto el generador eólico movido por el viento o la energía almacenada en la batería o ambos conjuntamente. Para que esta configuración sea posible el bus de continua del convertidor del aerogenerador debe ser físicamente accesible a fin de permitir la conexión del convertidor CC/CC. Este será el caso que se estudiará en el presente trabajo.

En caso de que el bus de continua del convertidor del aerogenerador no sea accesible, las baterías podrían conectarse a través de una etapa CC/CC seguida por otra CC/CA al lado de baja tensión del transformador. En este caso el sistema resulta notablemente más costoso.

En el presente trabajo estudiaremos de cerca los convertidores CC/CC en el marco de una aplicación como la anterior: Un convertidor que interconecte un sistema de almacenamiento con el bus de continua de un aerogenerador. Mientras el aerogenerador opera normalmente, una pequeña fracción de la energía de origen eólica se adapta y desvía hacia el sistema de almacenamiento. En estas condiciones el convertidor CC/CC funciona transmitiendo energía desde el lado de alta tensión hacia el lado de baja tensión, es decir como **reductor**. Cuando la tensión del bus de continua del aerogenerador caiga porque la energía eólica no sea suficiente para aportar la energía que requiere la red, entonces el convertidor CC suministrará energía al bus la energía previamente almacenada en la batería, es decir actúa como **elevador**.

Capítulo 2

2 Objetivos

El principal objetivo del presente trabajo es analizar distintas alternativas para implementar un convertidor CC/CC que interconecte un sistema de almacenamiento y un convertidor eólico, empleando la misma tecnología y plataformas que el convertidor eólico con el que se integra. Subordinados a este objetivo genérico podemos concretar una serie de objetivos particulares.

2.1 Objetivos particulares

-Recopilar las ecuaciones de rigen el comportamiento de los convertidores elevador-reductor, en sus dos modos de funcionamiento clásicos: modo de conducción continua y modo de conducción discontinua.

- Establecer criterios que permitan identificar qué modo de funcionamiento, continuo o discontinuo, es más apropiado para la aplicación.
- Extender el análisis a un tercer modo de funcionamiento [15]: modo de conducción mixto.
- Definir los criterios de diseño que permiten trabajar en los distintos modos de funcionamiento.
- Analizar las ecuaciones de funcionamiento de una variante de convertidor CC/CC con aislamiento galvánico: convertidor *Dual Active Bridge*, tanto cuando funciona como reductor como cuando lo hace como elevador.
- Estimar los niveles máximos de potencia que pueden manejar las soluciones anteriores cuando se implementan con los componentes de la plataforma especificada.
- Implementar un modelo de control sencillo que nos permita trabajar en lazo cerrado, tanto en modo reductor como elevador.

- Resaltar aspectos significativos y limitaciones del diseño que aparecen en los casos anteriores.
- Comparar las prestaciones de las distintas soluciones estudiadas.
- Integración del convertidor CC/CC dentro del sistema formado por el convertidor del aerogenerador y el almacenamiento energético. Verificar que su dinámica es aceptable y que encaja con las exigencias del sistema.

2.2 Metodología y estructura

El trabajo se inicia en el capítulo 1 presentando unas ideas generales acerca del estado del arte, primero en relación a los sistemas de almacenamiento de energía, luego en relación a los semiconductores de última generación. Se señalan algunas características de los convertidores CC/CC en general y de las particularidades de la integración con el convertidor del aerogenerador.

En el capítulo 3 se expondrán las principales características de funcionamiento con las que opera el convertidor del aerogenerador y que se trasladarán a la aplicación específica de conversión continua-continua bajo estudio. Se detallarán las características de los componentes empleados en el convertidor del aerogenerador y que habrán de reutilizarse en el convertidor CC/CC.

En el capítulo 4 se analizarán matemáticamente las distintas topologías de convertidores CC/CC y sus formas de funcionamiento.

En el capítulo 5 se explicará el sistema de control que permite que el sistema funcione en lazo cerrado. Se planteará una metodología sencilla y simplificada de cálculo de sistemas de control basada en modelos promediados. Esta metodología solo se puede abordar desde el conocimiento de las ecuaciones matemáticas que rigen el circuito, algo de lo que ya se dispondrá por haber sido estudiado en el capítulo anterior.

En el capítulo 6 se abordarán las simulaciones de la etapa de potencia con las que se esperan estimar las pérdidas en los semiconductores. En base a ello, se definirán los límites de cada topología y modo de funcionamiento. La simulación se soporta en el hecho de que se dispone ya de un sistema de control ajustado en lazo cerrado que funciona correctamente. Gracias a ello se pueden realizar numerosas simulaciones de forma rápida y flexible. Con los resultados obtenidos se espera poder resaltar las ventajas e inconvenientes de las distintas soluciones estudiadas.

En el capítulo 7 se integran las baterías y el convertidor CC/CC dentro de un modelo del aerogenerador funcionando de acuerdo a lo establecido: cargando una batería (ideal) en funcionamiento normal y aportando energía desde la batería hacia la red cuando se caiga la tensión del bus de continua del aerogenerador.

Para terminar, en el capítulo 8 se resaltarán las principales conclusiones obtenidas y se esbozará alguna idea interesante para desarrollos futuros.

Como anexos se incluyen una aportación propia de este trabajo al control del convertidor del aerogenerador y los archivos electrónicos con los distintos modelos utilizados.

Capítulo 3

3 Conversión CC/CC a partir de la reutilización de un sistema CC/CA estándar

El inversor trifásico de dos niveles, figura 5, es probablemente la topología más empleada industrialmente en aplicaciones de electrónica de potencia para convertir corriente continua en corriente alterna (CC/CA). Consta de tres ramas de dos interruptores cada una, puestas en paralelo y conmutando 120° desfasadas entre ellas. Convierte una tensiones continua en otra alterna trifásica, y es capaz de trabajar en ambas direcciones. Son múltiples sus aplicaciones en accionamientos de motores, conexión a la red eléctrica o rectificación con corrección de factor de potencia. Su uso está tan extendido que en muchas ocasiones el conjunto de componentes que forma la topología (semiconductores, *drivers*, disipador, condensador y control) se diseña como una solución estándar, de aplicación universal y fabricación en grandes series a fin de reducir costes. Es lo que en ocasiones se denomina solución estándar o "de balda".

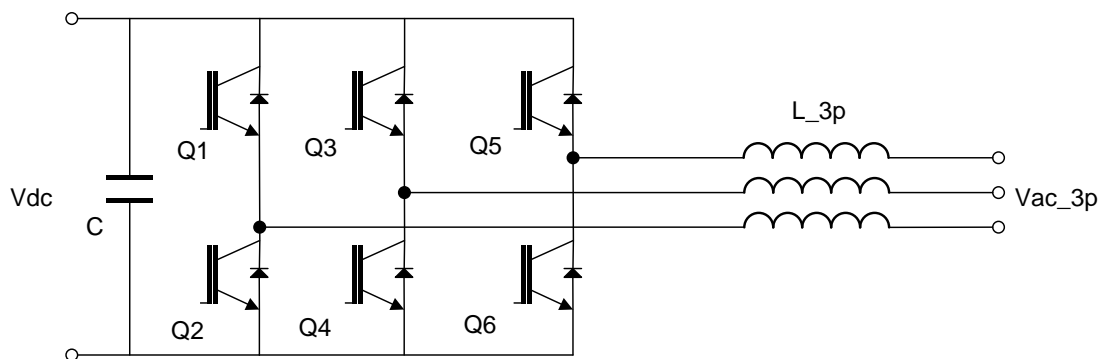


Figura 5 Inversor trifásico bidireccional de dos niveles para la conversión entre tensiones alterna y continua.

En este trabajo se plantea el uso de una de estas soluciones estándar en otro tipo de aplicación, en concreto en la conversión entre tensiones continuas de diferente nivel. Se pretende emplear un inversor estándar, donde los *IGBTs drivers* y disipador están ya decididos. La selección del valor de la inductancia es un grado de libertad del diseño. La opción más sencilla y directa es emplear un circuito básico como el de la figura 6, que no es más que un extracto del de la figura 5. A su vez, proporciona lo necesario para construir una topología de

convertidor CC/CC reductor - elevador. La solución estándar de inversor trifásico nos permite emplear hasta tres circuitos como el anterior funcionando en paralelo.

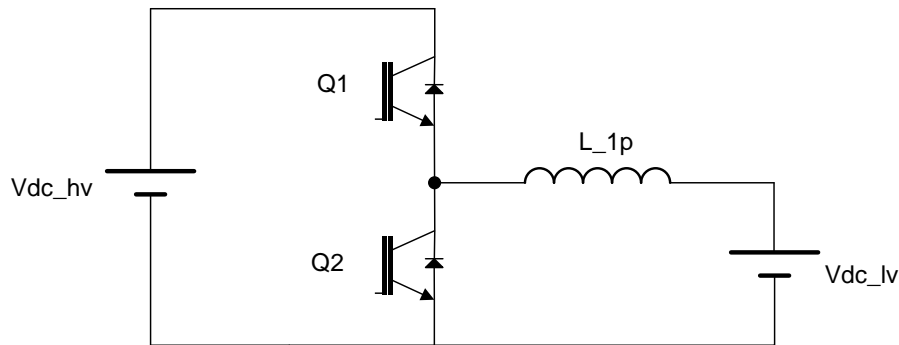


Figura 6 Circuito básico empleado para la conversión entre tensiones continuas de distinto nivel, a partir del inversor trifásico

Hay más topologías capaces de realizar la conversión CC/CC. Alternativas más complejas pasan por incluir aislamiento galvánico mediante el uso de un transformador. Existen distintas topologías con transformador: convertidores *forward*, *flyback*, *cuk*, puentes en *H*, etc. Además de la topología elevadora-reductora, en este trabajo se analizará otra topología representativa con aislamiento galvánico y muy interesante por ser bidireccional: el doble puente en *H* o *Dual Active Bridge*. Se estudiará siguiendo exactamente la misma metodología que se empleará en el análisis de las topologías sin aislamiento, las cuales son más sencillas de abordar.

3.1 Condiciones de funcionamiento

A partir de un sistema de generación eólica como el de la figura 3 se puede fijar el punto de partida del sistema de conversión CC/CC a analizar. Los módulos típicamente empleados en la solución de la figura 3 serán los que habrán de reutilizarse en el convertidor CC/CC. Las condiciones de funcionamiento serían pues:

- Nivel de tensión en el lado de Alta Tensión, o bus del convertidor del aerogenerador: $1200V_{cc} \pm 10\%$
- Nivel de tensión en el lado de batería o baja tensión: $600V_{cc} \pm 10\%$
- Características de los IGBTs: Se considera el modelo basado en semiconductores de silicio de *Semikron 2xSKiiP 2414 GB17E4-4DUK0018*, el cual es un IGBT doble cuyas características nominales son 2400A, 1700V. Para obtener las pérdidas del IGBT en cada modo de funcionamiento se empleará la información suministrada por el fabricante en sus hojas de datos [16].



Figura 7 Imagen del SKiiP 2414 GB17E4-4DU. La base es un disipador de refrigeración líquida (coldplate) integrado en el propio módulo.

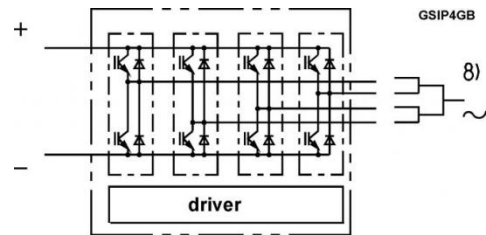


Figura 8 Esquema eléctrico del módulo empleado. Son 4 IGBTs dobles funcionando en paralelo con drivers y sensores integrados

- Frecuencia de conmutación de los IGBTs: En esta aplicación, el control estándar que se emplea y que se trata de reutilizar hace conmutar a los IGBTs a 5kHz.
- Disipación térmica: Se emplea un sistema de refrigeración líquida que utiliza glicol como refrigerante y que permite extraer hasta 5kW de pérdidas en cada módulo doble de IGBTs.
- Potencia nominal: Este es el parámetro que se tratará de calcular. Se pretende encontrar cuánta potencia se puede manejar en las distintas formas de funcionamiento. Se espera lograr al menos 250kW por circuito básico.
- Inductancia: No es posible reaprovechar las inductancias de CA existentes, ya que estas son trifásicas acopladas, y la aplicación de CC/CC necesita inductancias monofásicas. Por tanto, el valor de inductancia es un grado de libertad del que se dispone en el diseño. Se elegirá un valor de inductancia que permita obtener la máxima potencia del circuito, sin perder de vista las implicaciones en cuanto a dimensiones y peso que pueda tener.
- Capacidad: Se empleará un condensador estándar de 5mF y 800V. Es posible disponer de un condensador o más en cada lado dispuestos en serie o paralelo según convenga. En realidad el número y características de los condensadores no tendrán demasiada influencia en el análisis de pérdidas, que es el principal objetivo. Sin embargo en el análisis del control y la realimentación sí jugaría un papel importante.

3.2 El aislamiento galvánico

Un factor clave a la hora de decidir la forma de llevar a cabo la conversión CC/CC es el hecho de si es necesario dotar al convertidor de aislamiento galvánico o no. Aislar galvánicamente dos circuitos es forzar el paso de energía a través de un medio no conductor de la corriente eléctrica. Habitualmente se emplea un transformador para ello. En el transformador los devanados correspondientes a los dos lados del circuito están aislados eléctricamente, la

transmisión de energía se realiza mediante un campo magnético a través del núcleo del transformador.

El aislamiento galvánico presenta una ventaja excepcional y varios inconvenientes importantes:

- Cuando un semiconductor falla, algo que por desgracia ocurre con más frecuencia de la deseable (se suele trabajar con una cifra de 0,3 fallos por millón de horas [17]), suele quedarse cortocircuitado. Cuando se dispone de aislamiento, los lados de alta y baja no se ponen en contacto al producirse el fallo. Cuando no hay aislamiento, ambos circuitos se ponen en contacto con resultados que pueden ser fatales para los circuitos del lado de baja si estos no están dimensionados para soportar los niveles de tensión del lado de alta. Y lo que es peor, la alta tensión puede entrar en circuitos de baja tensión cuyos aislamientos no soporten los niveles de tensión del lado de alta. En tal caso podemos tener alta tensión derivada hacia las cajas o envolventes de estos circuitos, donde puede haber contacto humano, convirtiéndose en un riesgo mortal para las personas.

Por otro lado, al dividir el circuito eléctrico en distintas partes aisladas es posible la conexión a tierra independiente de un punto eléctrico de cada uno de los distintos circuitos. De esta manera se pueden aterrar tanto el neutro de un transformador como el negativo de una bancada de baterías, por ejemplo.

- Por otra parte, el aislamiento necesita el empleo de un transformador, lo que implica un incremento sustancial en volumen, peso y coste del circuito. La solución ideal pasaría por lograr que este transformador fuera pequeño y ello solo se logrará si la frecuencia fundamental de la tensión que soporta el transformador es muy alta. Para lograr esto se requiere un circuito capaz de lograr esa forma de onda de frecuencia elevada. Este circuito estará formado por semiconductores conmutando a elevada frecuencia. Lo cual, significa un aumento de pérdidas de potencia considerable y la consiguiente disminución del rendimiento del sistema.

Normalmente, serán las características de las cargas y los circuitos eléctricos de medida y control quien dicten si el aislamiento es necesario. En ocasiones es posible optar por soluciones sin aislamiento, pero muchas veces no hay decisión posible y la presencia de aislamiento supone un requisito de partida.

Capítulo 4

4 Estudio de distintas topologías de conversión CC/CC y sus modos de funcionamiento

Este capítulo se centrará en el estudio analítico de diversas opciones de topologías de convertidores CC/CC.

4.1 Soluciones sin aislamiento galvánico

Se inicia el análisis por las topologías más sencillas en cuanto a operación y en cuanto a número de componentes necesarios. Son topologías clásicas bien estudiadas en la literatura, pero se tratan en este trabajo a fin de justificar matemáticamente su funcionamiento y dejar recopilado el conjunto de ecuaciones que las rigen. Serán el punto de partida hacia topologías y modos de funcionamiento más complejos. La metodología con la que se aborda su estudio es aplicable a cualquier convertidores CC/CC y con ella se analizará posteriormente el funcionamiento del *Dual Active Bridge*.

4.1.1 El circuito básico.

El circuito básico es el mostrado en la figura 6. Ahora bien, este circuito puede funcionar de distintas maneras. En una primera división se distinguen dos modos de funcionamiento esenciales, en cuanto a la dirección del flujo de energía:

-Modo reductor (*buck* en inglés) en el cual la fuente de tensión se encuentra en el lado de alta y la carga en el lado de baja. La energía fluye por tanto del lado de alta al de baja. Es necesario controlar la tensión del lado de baja. Ésta debe mantenerse estable frente a variaciones en el nivel de tensión del lado de alta y variaciones en el consumo de la carga.

-Modo elevador (*boost* en inglés) en el cual la fuente de tensión se encuentra en el lado de baja y la carga en el lado de alta. La energía fluye por tanto del lado de baja al lado de alta. Es necesario controlar la tensión del lado de alta. Ésta debe mantenerse estable frente a variaciones en el nivel de tensión del lado de baja y variaciones en el consumo de la carga.

4.1.2 La carga

Pueden presentarse distintos tipos de cargas en función de la aplicación o uso que se le quiera dar al convertidor: cargas resistivas, inductivas, capacitivas, electrónicas, baterías, combinadas, etc.

Desde la perspectiva del control es imprescindible conocer correctamente las características de la carga para poder hacer un ajuste óptimo de los algoritmos de control. Un buen lazo de control sólo se puede diseñar si se tiene perfectamente modelado el comportamiento de la carga. No es lo mismo una carga puramente resistiva, cuyas variaciones se pueden producir casi instantáneamente (microsegundos), que cargas capacitivas como supercondensadores cuya constante de tiempo puede ser del orden de segundos, que baterías que tienen transiciones que deben medirse en cientos de minutos.

Sin embargo desde la perspectiva de la potencia (estimación de pérdidas, niveles máximos de tensión y corriente), el tipo de carga no es tan concluyente. Cargas que provoquen los mismos niveles de corriente producirán parecidos niveles de pérdidas y por tanto condicionarán de forma similar el diseño del circuito.

En esta primera parte del trabajo el principal objetivo radica en el dimensionamiento del circuito, y dado que la definición del sistema de almacenamiento está abierta, se ha optado por emplear una carga principalmente resistiva con una cierta capacidad en paralelo que ayude a mantener la tensión continua.

4.1.3 Modos de funcionamiento

Según sea la forma de onda de corriente que circula por la inductancia se suelen distinguir dos modos de funcionamiento diferentes:

-Modo de conducción continuo (*MCC*), en el cual la corriente siempre está por encima de $0A$.

-Modo de conducción discontinuo (*MCD*), en el cual la corriente vale $0A$ durante un cierto periodo dentro del periodo de conmutación.

Además se ha analizado un tercer modo de funcionamiento, menos estudiado en la literatura, en el cual la corriente por la bobina puede ser positiva o negativa pero no se mantiene a $0A$ durante un intervalo de tiempo, como ocurría en *MCD*. En este trabajo se le ha asignado la denominación de modo de conducción mixto (*MCM*).

Cada uno de estos tres modos de funcionamiento puede aplicarse a los modos elevador y reductor, de lo que finalmente resultan 6 modos distintos.

4.1.4 Modo reductor *MCC*

En este modo de funcionamiento se controla el tiempo de encendido y apagado del *IGBT* Q_1 . El otro *IGBT*, Q_2 , se mantiene apagado por lo que basta con representar el diodo en antiparalelo incorporado en el propio encapsulado del módulo.

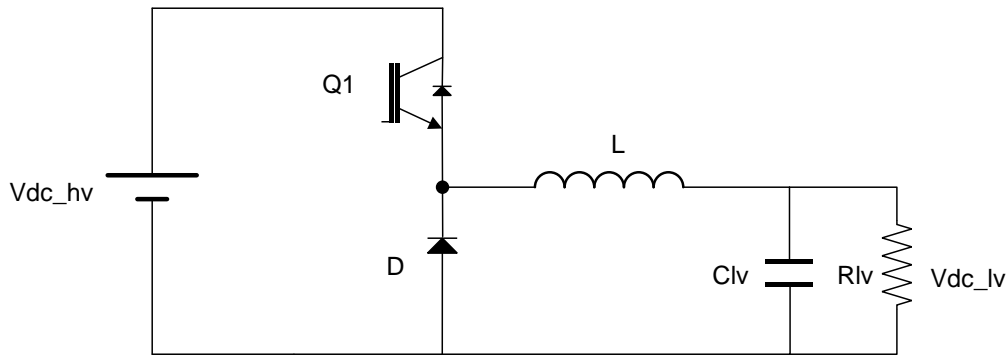


Figura 9 Reductor

La forma de onda de la corriente por la inductancia es:

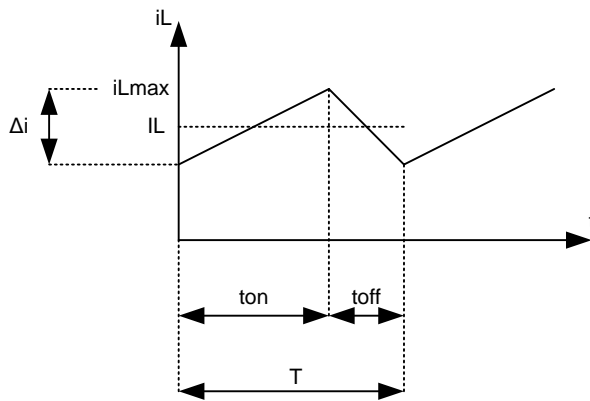


Figura 10 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor reductor en MCC

Donde t_{on} y t_{off} hacen referencia al tiempo que Q_1 permanece cerrado y abierto respectivamente. El periodo T corresponde al inverso de la frecuencia de conmutación, f .

Analizando la tensión aplicada a la bobina en el t_{on} y t_{off} se pueden plantear las siguiente igualdades:

$$\frac{V_{hv} - V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{on}} \quad \text{Ecuación 1}$$

$$\frac{V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{off}} \quad \text{Ecuación 2}$$

$$t_{on} + t_{off} = T \quad \text{Ecuación 3}$$

$$\frac{t_{on}}{T} = d \quad \text{Ecuación 4}$$

$$I_L = \frac{V_{lv}}{R_{lv}} \quad \text{Ecuación 5}$$

$$i_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta i}{2} \quad \text{Ecuación 6}$$

Manipulando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$d = \frac{V_{lv}}{V_{hv}} \quad \text{Ecuación 7}$$

$$I_L = \frac{d \cdot V_{hv}}{R_{lv}} \quad \text{Ecuación 8}$$

$$i_{Lmax} = \frac{V_{lv}}{R_{lv}} + \frac{V_{hv} - V_{lv}}{2 \cdot L \cdot f} \cdot d \quad \text{Ecuación 9}$$

Donde d es el ciclo de trabajo del *IGBT* (que varía entre 0 y 1), I_L es el valor medio de la corriente por la inductancia e i_{Lmax} el valor máximo de corriente.

4.1.5 Modo reductor *MCD*

El circuito equivalente es el mismo de la figura 3. Igualmente, se controla Q_1 dejando Q_2 siempre apagado. La forma de onda de corriente por la bobina tiene ahora una forma distinta.

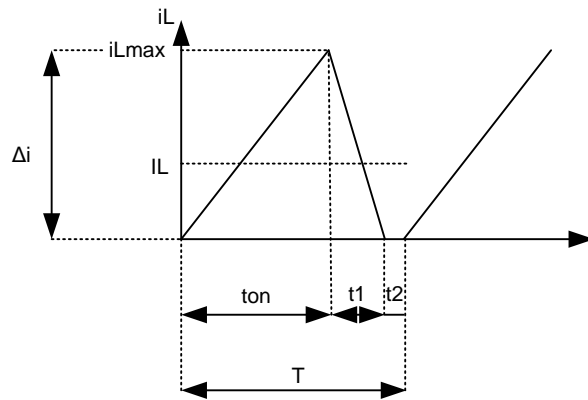


Figura 11 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor reductor en *MCD*.

De nuevo, analizando la tensión aplicada a la bobina en el t_{on} y t_{off} podemos plantear las siguientes igualdades:

$$\frac{V_{hv} - V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{on}} \quad \text{Ecuación 10}$$

$$\frac{V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_1} \quad \text{Ecuación 11}$$

$$t_{on} + t_1 + t_2 = T \quad \text{Ecuación 12}$$

$$\frac{t_{on}}{T} = d \quad \text{Ecuación 13}$$

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_{on} + t_1}{T} \cdot \Delta i \quad \text{Ecuación 14}$$

$$i_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta i}{2} \quad \text{Ecuación 15}$$

Manipulando las ecuaciones anteriores llegamos a:

$$d = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot V_{lv}^2}{(V_{hv} - V_{lv}) \cdot V_{hv} \cdot R_{lv}}} \quad \text{Ecuación 16}$$

$$I_L = \frac{d^2 \cdot V_{hv} \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{2 \cdot V_{lv} \cdot L \cdot f} \quad \text{Ecuación 17}$$

$$i_{Lmax} = \sqrt{\frac{2 \cdot V_{lv}}{R_{lv} \cdot L \cdot f \cdot \left(\frac{1}{V_{lv}} + \frac{1}{V_{hv} - V_{lv}}\right)}} \quad \text{Ecuación 18}$$

4.1.6 Modo reductor: límite de funcionamiento *MCC - MCD*

En las ecuaciones del *MCD*, si hacemos $t_1 = t_{off}$ obtendremos las ecuaciones del punto donde se pasa de *MCC* a *MCD*. Despejando el valor de la inductancia crítica

$$L_{critica} = \frac{R_{lv} \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{2 \cdot f \cdot V_{hv}} \quad \text{Ecuación 19}$$

4.1.7 Modo reductor *MCM*

En [15] se analiza una forma alternativa de control para la topología reductora en *MCD*. Se trata de sustituir el diodo de libre circulación por un *IGBT* Q_2 (con diodo en antiparalelo lógicamente) y hacerlo conmutar en contrafase a Q_1 . Es decir, la señal de disparo desfasada 180° (salvo los tiempos muertos). El circuito equivalente es el siguiente:

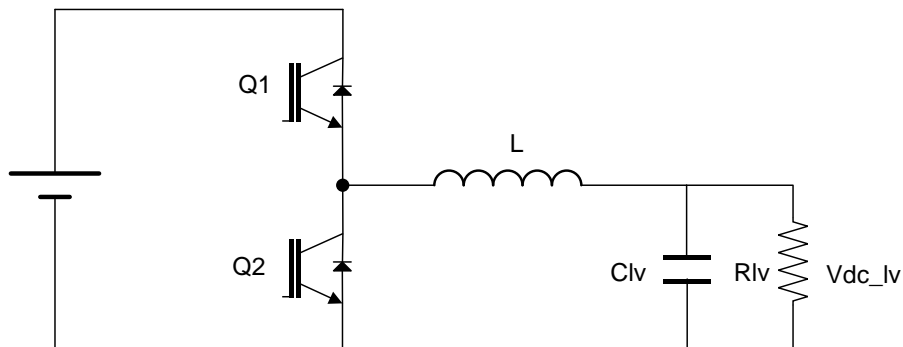


Figura 12 Reductor con Q_2 conmutando en contrafase a Q_1 (*MCM*).

Para distinguir esta forma de control de la clásica *MCD* (donde Q_2 está siempre apagado) hemos decidido denominarla Modo de Conducción Mixto (*MCM*), ya que si bien la corriente por la bobina se hace negativa, lo hace de forma continua (entendiendo por continua una forma de onda similar a la del *MCC*).

La forma de onda de corriente por la bobina tiene ahora una forma distinta.

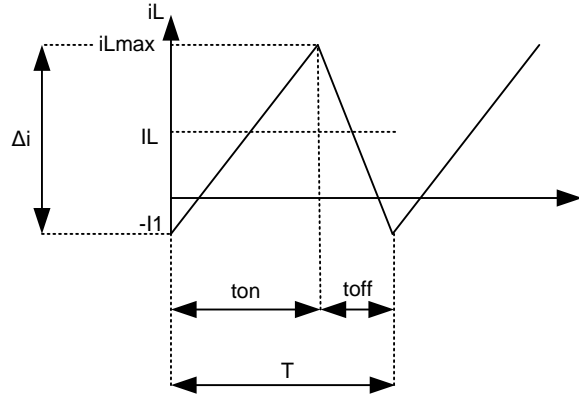


Figura 13 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor reductor en MCM.

Analizando la caída de tensión en la bobina en el t_{on} y t_{off} se pueden plantear las siguiente igualdades:

$$\frac{V_{hv} - V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{on}} \quad \text{Ecuación 20}$$

$$\frac{V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{off}} \quad \text{Ecuación 21}$$

$$t_{on} + t_{off} = T \quad \text{Ecuación 22}$$

$$\frac{t_{on}}{T} = d \quad \text{Ecuación 23}$$

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot \Delta i \quad \text{Ecuación 24}$$

$$i_{Lmax} = \frac{V_{lv}}{R_{lv}} + \frac{\Delta i}{2} \quad \text{Ecuación 25}$$

Manipulando las ecuaciones anteriores se alcanza:

$$d = \frac{V_{lv}}{V_{hv}} \quad \text{Ecuación 26}$$

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{d \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{L \cdot f} \quad \text{Ecuación 27}$$

$$i_{Lmax} = \frac{V_{lv}}{R_{lv}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{d \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{L \cdot f} \quad \text{Ecuación 28}$$

4.1.8 Modo elevador MCC

En este modo de funcionamiento se controla el tiempo de encendido y apagado del *IGBT* Q_2 . El otro *IGBT*, Q_1 , se mantiene apagado. Por tanto, cuando se hable de ciclo de trabajo d ahora se hará referencia al tiempo de encendido de Q_2 .

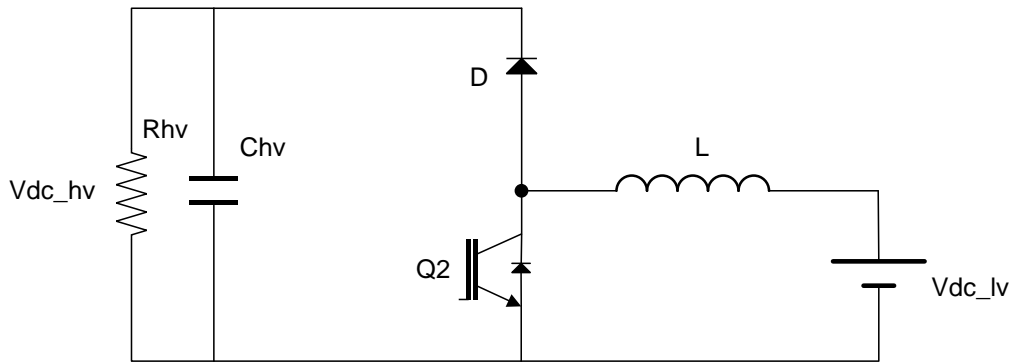


Figura 14 Elevador.

A la hora de representar la corriente, es importante tener en cuenta que la corriente por la bobina y la corriente hacia la carga (la que circula por el diodo D) son claramente distintas. A efectos del control debemos fijarnos en la corriente por el diodo.

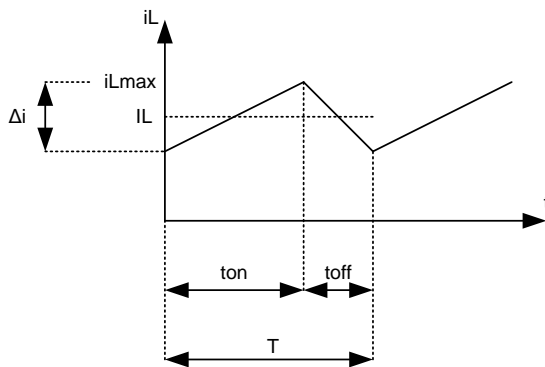


Figura 15 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor elevador en MCC.

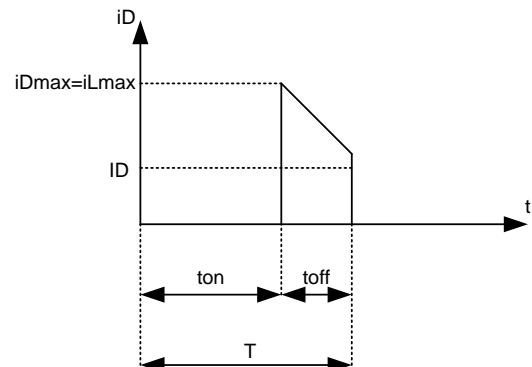


Figura 16 Forma de onda de la corriente por el diodo en el convertidor elevador en MCC

Analizando la caída de tensión en la bobina en el t_{on} y t_{off} se pueden plantear las siguientes igualdades:

$$\frac{V_{hv} - V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{off}} \quad \text{Ecuación 29}$$

$$\frac{V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{on}} \quad \text{Ecuación 30}$$

$$t_{on} + t_{off} = T \quad \text{Ecuación 31}$$

$$\frac{t_{on}}{T} = d \quad \text{Ecuación 32}$$

$$I_D = \frac{V_{hv}}{R_{hv}} \quad \text{Ecuación 33}$$

$$i_{Lmax} = I_L + \frac{\Delta i}{2} \quad \text{Ecuación 34}$$

Manipulando las ecuaciones anteriores se llegaría a:

$$d = 1 - \frac{V_{lv}}{V_{hv}} \quad \text{Ecuación 35}$$

$$I_D = \frac{V_{lv}}{(1-d) \cdot R_{hv}} \quad \text{Ecuación 36}$$

$$i_{Lmax} = \frac{V_{lv}}{(1-d)^2 \cdot R_{hv}} + \frac{V_{lv}}{2 \cdot L \cdot f} \cdot d \quad \text{Ecuación 37}$$

4.1.9 Modo elevador MCD

El circuito equivalente es el mismo de la figura 14. Igualmente se controla Q_2 dejando Q_1 siempre apagado. La forma de onda de corriente por la bobina tiene ahora una forma distinta.

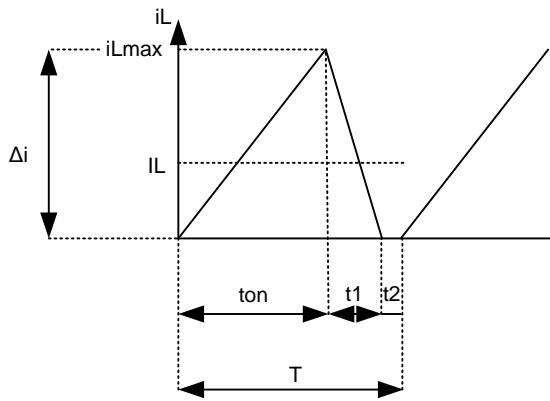


Figura 17 Forma de onda de la corriente por la bobina en el convertidor elevador en MCD.

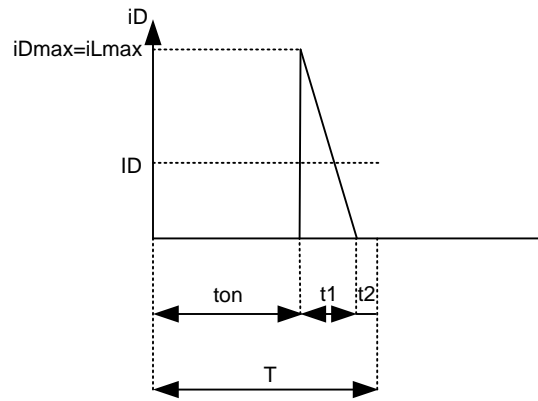


Figura 18 Forma de onda de la corriente por el diodo en el convertidor elevador en MCD.

De nuevo, analizando la caída de tensión en la bobina en el t_{on} y t_{off} se pueden plantear las siguiente igualdades:

$$\frac{V_{hv} - V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_1} \quad \text{Ecuación 38}$$

$$\frac{V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{on}} \quad \text{Ecuación 39}$$

$$t_{on} + t_1 + t_2 = T \quad \text{Ecuación 40}$$

$$\frac{t_{on}}{T} = d \quad \text{Ecuación 41}$$

$$I_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{t_1}{T} \cdot \Delta i \quad \text{Ecuación 42}$$

$$i_{Lmax} = \Delta i \quad \text{Ecuación 43}$$

Manipulando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$d = \sqrt{\frac{2 \cdot L \cdot f \cdot (V_{hv} - V_{lv}) \cdot V_{hv}}{V_{lv}^2 \cdot R_{lv}}} \quad \text{Ecuación 44}$$

$$I_D = \frac{V_{lv}^2 \cdot d^2}{2 \cdot L \cdot f \cdot (V_{hv} - V_{lv})} \quad \text{Ecuación 45}$$

$$i_{lmax} = \frac{V_{lv} \cdot d}{L \cdot f} \quad \text{Ecuación 46}$$

4.1.10 Modo elevador: límite de funcionamiento MCC - MCD

En las ecuaciones del MCD, si se hace $t_1 = t_{off}$ se obtendrán las ecuaciones del punto donde se pasa de MCC a MCD. Despejando el valor de la inductancia crítica

$$L_{critica} < \frac{R_{lv} \cdot (V_{hv} - V_{lv}) \cdot V_{lv}^2}{2 \cdot f \cdot V_{hv}^3} \quad \text{Ecuación 47}$$

Si se expresa la $L_{critica}$ en función de la potencia, y se compara la $L_{critica}$ en modo reductor y elevador, se llega a la siguiente conclusión.

$$L_{critica_reductor} = \frac{V_{lv}^2 \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{P_{lv} \cdot 2 \cdot f \cdot V_{hv}} \quad \text{Ecuación 48}$$

$$L_{critica_elevador} = \frac{(V_{hv} - V_{lv}) \cdot V_{lv}^2}{2 \cdot f \cdot V_{hv} \cdot P_{hv}} \quad \text{Ecuación 49}$$

Como no se están considerando pérdidas de potencia

$$P_{hv} = P_{lv} \quad \text{Ecuación 50}$$

Ambas inductancias críticas son iguales. Si se elige un valor de inductancia L para funcionar en MCD, este modo se alcanzará independientemente de si trabajamos en modo reductor o elevador.

4.1.11 Modo elevador MCM

Ahora se hace conmutar a los dos IGBTs, Q_1 y Q_2 . El patrón de conmutación de Q_2 es el complementario a Q_1 . Es decir, la misma señal desfasada 180° (salvo los tiempos muertos). El circuito equivalente es el siguiente:

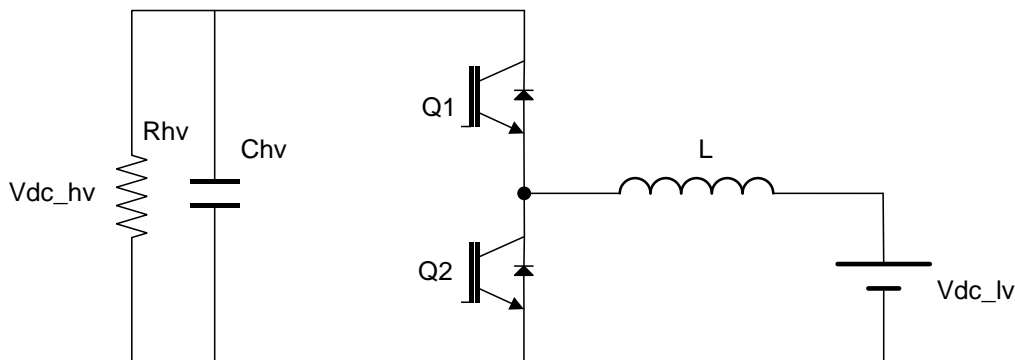


Figura 19 Elevador con Q1 conmutando en contrafase a Q2.

Las forma de onda de la corriente por la bobina y hacia la carga son las siguientes:

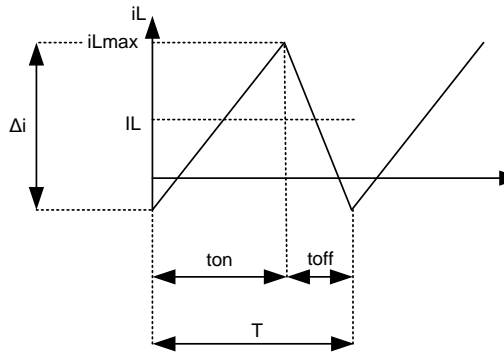


Figura 20 Elevador modo MCM. Corriente por la bobina.

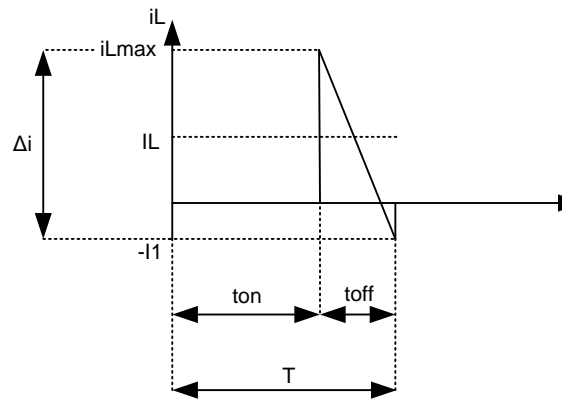


Figura 21 Elevador modo MCM. Corriente hacia la carga

Analizando la caída de tensión en la bobina en el t_{on} y t_{off} se pueden plantear las siguientes igualdades:

$$\frac{V_{hv} - V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{off}} \quad \text{Ecuación 51}$$

$$\frac{V_{lv}}{L} = \frac{\Delta i}{t_{on}} \quad \text{Ecuación 52}$$

$$t_{on} + t_{off} = T \quad \text{Ecuación 53}$$

$$\frac{t_{on}}{T} = d \quad \text{Ecuación 54}$$

$$I_D = \frac{V_{hv}}{R_{hv}} \quad \text{Ecuación 55}$$

$$i_{Lmax} = \Delta i - I_1 \quad \text{Ecuación 56}$$

$$I_L = \frac{V_{hv}}{R_{hv}} = \frac{1}{2 \cdot T} \left((t_{off} - t_1) \cdot i_{Lmax} - I_1 \cdot t_1 \right) \quad \text{Ecuación 57}$$

Manipulando las ecuaciones anteriores se obtiene:

$$d = 1 - \frac{V_{lv}}{V_{hv}} \quad \text{Ecuación 58}$$

$$I_D = \frac{V_{lv}}{(1 - d) \cdot R_{hv}} \quad \text{Ecuación 59}$$

$$i_{Lmax} = \frac{V_{hv}}{R_{hv} \cdot (1 - d)} + \frac{V_{lv} \cdot d}{2 \cdot L \cdot f} \quad \text{Ecuación 60}$$

4.2 Consideraciones relativas a la falta de aislamiento

Es importante resaltar ciertos hechos relativos a los modos de fallo que no deben pasar desapercibidos cuando se emplea una solución sin aislamiento galvánico, ya que sus consecuencias pueden ser catastróficas.

En caso de fallo del semiconductor Q_1 , lo más probable es que el *IGBT* quede en cortocircuito. En este caso la tensión de alta pasa directamente al lado de baja. Si se han elegido unos condensadores de salida del lado de baja ajustados en tensión (por ejemplo, en nuestro caso 800V) hay que ser conscientes de que tendrán que soportar toda la tensión de alta (1200V) al menos durante el tiempo que tarde en abrir el dispositivo de protección de entrada que debe llevar el circuito y que hasta ahora no se había mencionado. Este proceso durará del orden de cientos de milisegundos, y es necesario considerarlo a la hora de elegir los condensadores del lado de baja. Si se desea prescindir del elemento de protección, los condensadores de baja deben poder soportar permanentemente la tensión del lado de alta para no destruirse en caso de fallo del *IGBT*. La destrucción de un condensador de este tipo por sobretensión puede ir asociada a una explosión. Este es un tema de extrema importancia.

Otro efecto del fallo de Q_1 en una solución sin aislamiento es que el aislamiento entre los circuitos del lado de baja y tierra debe dimensionarse no para los niveles de tensión de baja sino para los de alta. Es decir, si se utiliza un circuito electrónico de medida de tensión en el lado de baja, éste circuito debe dimensionarse con un aislamiento a chasis correspondiente a los niveles de tensión de alta. De no hacerlo, el fallo en Q_1 generaría a su vez otro fallo de derivación a tierra. Si el sistema de puestas a tierra está en un estado defectuoso, podría aparecer alta tensión en las envolventes de los equipos y este es un riesgo enorme para la seguridad de las personas.

En caso de fallo de los dos semiconductores Q_1 y Q_2 o Q_1 y D , lo más probable es que se queden en cortocircuito, provocando un corto franco en el lado de alta. Algún método capaz de despejar el corto debe contemplarse. Los fusibles son una solución típica. Hay que tener cuidado a la hora de elegir correctamente la protección frente a corto. Es necesario conocer la corriente de cortocircuito que la fuente de tensión puede entregar. Si la fuente de tensión es la red eléctrica la corriente de corto será muy alta y es relativamente sencillo elegir una protección. Pero si la tensión proviene directamente de alguna otra fuente más limitada, la corriente de cortocircuito es mucho más pequeña y puede ser complicado encontrar algún dispositivo capaz de cortar un nivel de corriente próximo a la corriente máxima nominal. Un claro ejemplo de lo anterior son los paneles fotovoltaicos, cuya corriente de corto apenas supera el valor de corriente nominal y es muy difícil encontrar fusibles capaces de dejar pasar la corriente nominal pero abrir frente a la de corto.

En el presente caso, donde las tensiones de alta y baja no son demasiado distintas (1200V y 600V), estos inconvenientes pueden ser previstos y las repercusiones no demasiado grandes, pero si se plantean ratios de conversión más elevados (de 1200V a 24V por ejemplo) los problemas se agravan; imagínese tener que poner condensadores de 1200V en el lado de 24V. Con ratios así de elevados el empleo del aislamiento galvánico es la única solución posible.

4.3 Soluciones con aislamiento galvánico

Hay toda una gama de posibles topologías capaces de solucionar la problemática de la conversión CC/CC dotando de aislamiento galvánico los circuitos de alta y baja tensión. En la siguiente figura se presentan tres de estas soluciones, basadas en el empleo de puentes en H.

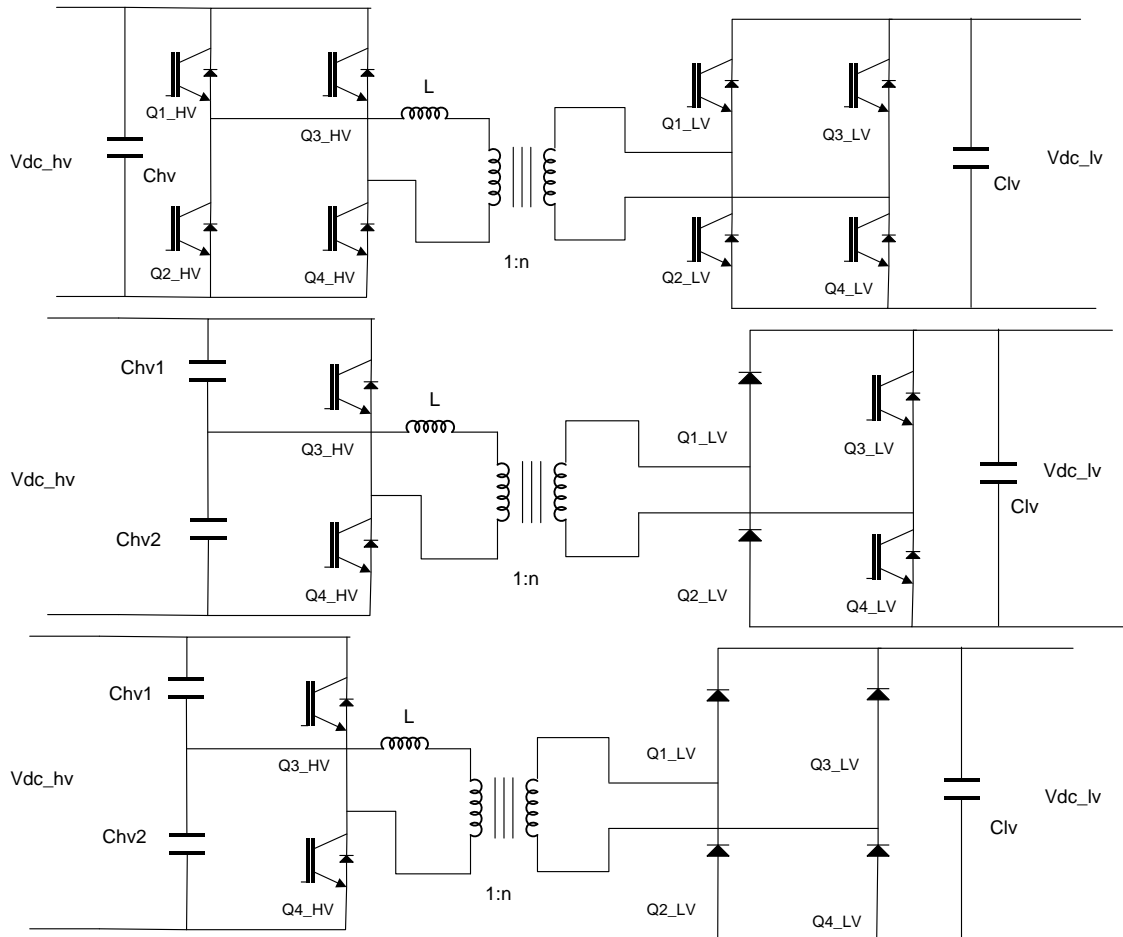


Figura 22 Tres posibles circuitos CC/CC con aislamiento. El primero basado en dos puentes completos en H, bidireccional conocido como *Dual Active Bridge* (DAB). El segundo con dos semipuentes, también bidireccional, llamado *Single Active Bridge* (SAB). El tercero con semipuerto y rectificador de diodos es unidireccional [18].

4.3.1 La topología DAB

Va a centrarse el estudio en la primera de las topologías presentadas, el *Dual Active Bridge*. Es una topología que fácilmente se puede modularizar. Combinaciones en serie o paralelo de varios DAB permiten alcanzar elevados niveles de tensión y potencia. Estas combinaciones forman lo que se conoce como Transformador de Estado Sólido (en inglés *Solid State Transformer, SST*). Es una topología interesante porque podría resultar una alternativa a los pesados y voluminosos transformadores en baja frecuencia. Varios módulos idénticos combinados en serie en el lado de alta y en paralelo en el de baja podrían permitir transmitir elevadas potencias, a niveles de tensión muy altos e incluyendo aislamiento galvánico [19]. Es decir, haciendo lo mismo que los transformadores en baja frecuencia pero con mucho menor peso.

Observando el esquema eléctrico (figura 23) se aprecia como el DAB requiere 8 IGBTs, esto es, 6 más que las topologías anteriormente estudiadas. Cabe esperar que sea capaz de trabajar

con más potencia ya que la corriente se reparte entre las dos ramas del puente. Además lleva un transformador de alta frecuencia y tal vez una inductancia serie con el transformador, L . Tal vez, porque se puede considerar que esa inductancia sea la propia de dispersión del transformador con lo que estaría integrada dentro del mismo. También se puede optar por una inductancia externa.

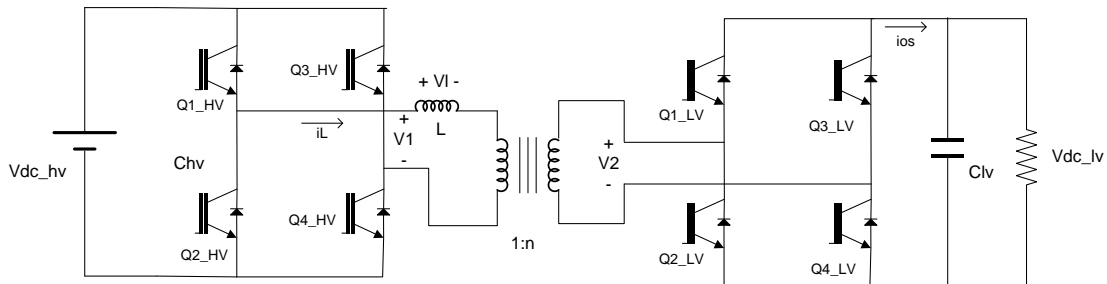


Figura 23 DAB funcionando como reductor.

A continuación se muestran las principales formas de onda del circuito que nos ayudarán a identificar las ecuaciones que describen su funcionamiento [20].

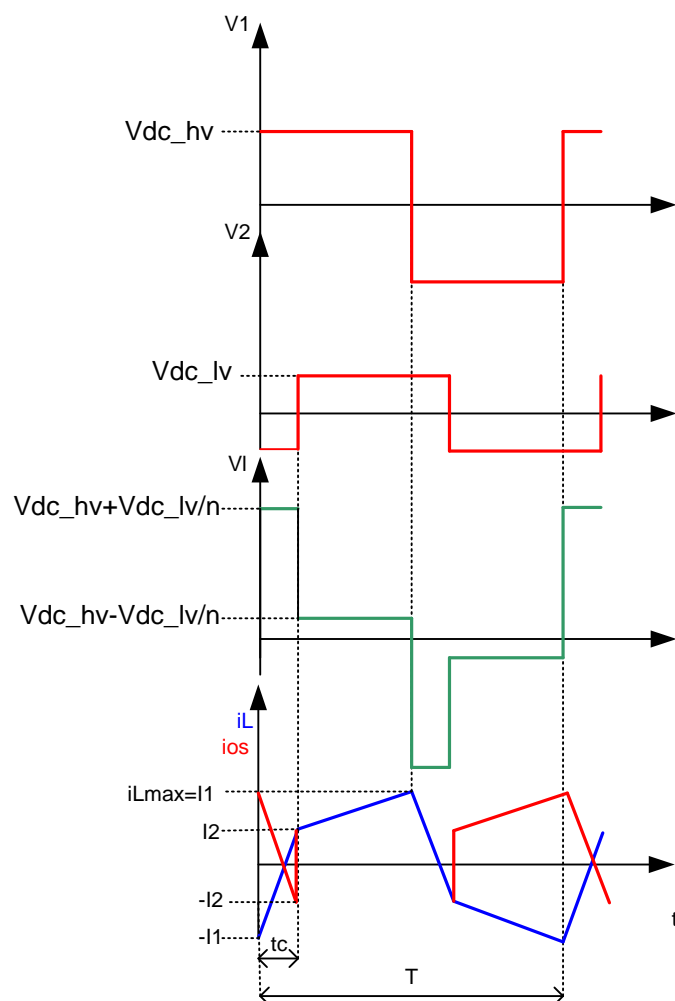


Figura 24 Principales formas de onda del circuito DAB funcionando como reductor. El intervalo de tiempo t_c corresponde con el ciclo de trabajo, en el cual se conduce potencia del primario al secundario

Las principales ecuaciones que describen el sistema son las siguientes:

$$\frac{V_{hv} + V_{lv}/n}{L} = \frac{I_2 + I_1}{d \cdot T/2} \quad \text{Ecuación 61}$$

$$\frac{V_{hv} - V_{lv}/n}{L} = \frac{I_1 - I_2}{(1 - d) \cdot T/2} \quad \text{Ecuación 62}$$

$$\frac{I_1}{t_1} = \frac{I_2}{t_2} \quad \text{Ecuación 63}$$

$$t_1 + t_2 = t_c = d \cdot T/2 \quad \text{Ecuación 64}$$

$$I_{os} = \frac{1}{n \cdot T} \left(\frac{1}{2} I_1 \cdot t_1 - \frac{1}{2} I_2 \cdot t_2 + (1 - d) \cdot T/2 \cdot I_2 + (1 - d) \cdot T/2 \cdot \frac{1}{2} \cdot (I_1 - I_2) \right) \quad \text{Ecuación 65}$$

Manipulando las ecuaciones anteriores se llega a:

$$I_o = \frac{(1 - d) \cdot d \cdot V_{hv}}{2 \cdot f \cdot n \cdot L} \quad \text{Ecuación 66}$$

$$I_1 = \frac{2 \cdot V_{lv} \cdot d/n + V_{hv} - V_{lv}/n}{4 \cdot f \cdot L} \quad \text{Ecuación 67}$$

$$I_2 = \frac{2 \cdot V_{hv} \cdot d - V_{hv} + \frac{V_{lv}}{n}}{4 \cdot f \cdot L} \quad \text{Ecuación 68}$$

$$k = \frac{P_{lv} \cdot 2 \cdot f \cdot n \cdot L}{V_{lv} \cdot V_{hv}} \quad \text{Ecuación 69}$$

$$d = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4k}}{2} \quad \text{Ecuación 70}$$

4.4 Criterios de selección de los componentes magnéticos de las distintas opciones

El valor de inductancia debe elegirse atendiendo a las implicaciones que conlleva:

- Por un lado es necesario elegir inductancias bajas para reducir su peso y volumen.
- Por otro lado, inductancias bajas suponen valores de corriente máxima altos. La corriente máxima queda limitada por el valor impuesto por los IGBTs, en nuestra aplicación 2400A.

4.4.1 Selección de la inductancia en MCD

A partir de las ecuaciones de inductancia crítica y corriente máxima se pueden calcular el valor de la inductancia, $L_{critica}$ que ha de emplearse si se decide que el diseño funcione en modo MCD y el valor de R_{lv} , que nos fijará la potencia máxima.

$$L_{critica} = \frac{R_{lv} \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{2 \cdot f \cdot V_{hv}} \quad \text{Ecuación 79}$$

$$i_{Lmax} = \sqrt{\frac{2 \cdot V_{lv}}{R_{lv} \cdot L \cdot f \cdot \left(\frac{1}{V_{lv}} + \frac{1}{V_{hv} - V_{lv}}\right)}} \quad \text{Ecuación 80}$$

$$P = \frac{V_{lv}^2}{R_{lv}} \quad \text{Ecuación 81}$$

Despejando y sustituyendo para el caso de valores nominales:

$$L_{critica} = \frac{V_{lv} \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{I_{IGBT} \cdot f \cdot V_{hv}} = \frac{600V \cdot (1200V - 600V)}{2400A \cdot 5kHz \cdot 1200V} = 25\mu H \quad \text{Ecuación 82}$$

$$R_{lv} = \frac{2 \cdot V_{lv}^2 \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{I_{IGBT}^2 \cdot L \cdot f \cdot V_{hv}} = \frac{2 \cdot 600V^2 \cdot (1200V - 600V)}{2400A^2 \cdot 25\mu H \cdot 5kHz \cdot 1200V} = 0.5\Omega \quad \text{Ecuación 83}$$

$$P = \frac{600V^2}{0.5\Omega} = 720kW \quad \text{Ecuación 84}$$

A continuación se podrían repetir los cálculos anteriores teniendo en cuenta la variación del 10% en los niveles de tensión. Incluso se puede considerar un cierto margen de seguridad sobre la corriente máxima a circular por los IGBTs (considérense 2300A sobre los 2400A máximos).

V _{lv} (V)	V _{hv} (V)	f (Hz)	I _{IGBT} (A)	L (μH)	P (kW) @ nom cond
600	1200	5000	2400	25,0	720
600	1200	5000	2300	26,1	690
600	1080	5000	2300	23,2	613
600	1320	5000	2300	28,5	753
540	1200	5000	2300	25,8	683

540	1320	5000	2300	27,7	734
540	1080	5000	2300	23,5	621
660	1200	5000	2300	25,8	683
660	1320	5000	2300	28,7	759
660	1080	5000	2300	22,3	590

Tabla 1 Valores de inductancia mínimos que aseguran el funcionamiento en *MCD* para distintas tensiones en los lados de alta y baja tensión

Según estos resultados, para garantizar el funcionamiento en *MCD* deberíamos elegir una inductancia de 22,3uH. La potencia máxima manejable por el circuito, en condiciones de tensión nominales sería de 590kW.

4.4.2 Selección de la inductancia en *MCC*

Ha de buscarse el valor de inductancia que garantice el funcionamiento en *MCC* y permita maximizar la potencia que maneja el circuito. De nuevo, la corriente máxima por el *IGBT* será un limitante.

La tabla anterior ya indica que la inductancia mínima que se elija debe ser al menos 57.4uH, con lo que llegaríamos a 380kW. Pero la inductancia puede ser aún mayor. A partir de la fórmula de la corriente máxima en función de la potencia, se puede despejar una ecuación que muestre la relación entre la potencia y la inductancia.

La ya deducida ecuación para la corriente máxima en modo reductor *MCC*:

$$i_{Lmax} = \frac{V_{lv}}{R_{lv}} + \frac{V_{hv} - V_{lv}}{2 \cdot L \cdot f} \cdot d \quad \text{Ecuación 85}$$

sirve para despejar la relación entre potencia e inductancia.

$$P = V_{lv} \cdot I_{IGBT} - \frac{V_{hv} - V_{lv}}{2 \cdot L \cdot f} \cdot \frac{V_{lv}^2}{V_{hv}} \quad \text{Ecuación 86}$$

Si en vez de partir de la ecuación de la corriente máxima en modo reductor se partiera de la ecuación de corriente máxima en modo elevador, se llegaría a la misma solución.

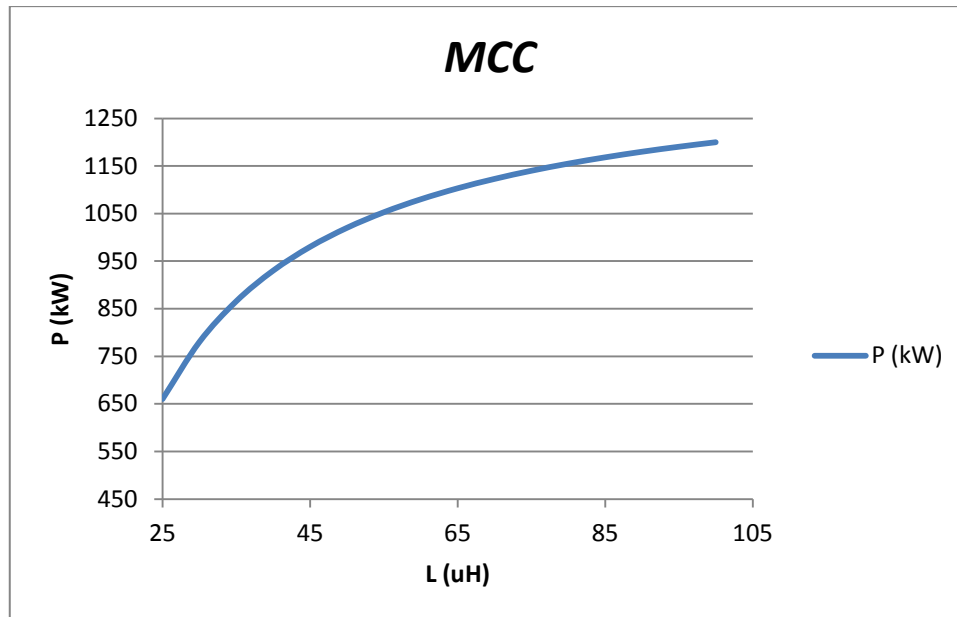


Figura 25 Potencia de salida máxima extraíble del circuito reductor o elevador en función de la inductancia trabajando en MCC. Limitación impuesta sólo por la corriente máxima en el IGBT.

La gráfica de la figura 25 indica que cuanto más inductancia se emplee, más potencia se podrá obtener. Al subir la inductancia se reduce el rizado de corriente (Δi) y nos alejamos del factor limitante, la corriente máxima por IGBT. Sin embargo sabemos que subir el valor de inductancia supone incrementar considerablemente el peso y dimensiones de la misma.

Habrá que esperar al análisis térmico y de pérdidas del circuito para comprobar si los IGBT son capaces de trabajar con tan alto nivel de potencia. Será este análisis el que permita decidir con mayor exactitud cuál es la inductancia que hay que emplear para trabajar en MCC.

De momento, como primera tentativa se elegirá una inductancia de 40uH, que en teoría permite trabajar hasta 930kW. En el siguiente apartado se comprobará si esto es factible.

4.4.3 Selección de la inductancia y el transformador en DAB

En el DAB tanto la inductancia como la relación de transformación del transformador son dos nuevos grados de libertad.

Un primer criterio en el que basarse es el de corriente de pico por los IGBTs. Se conoce la ecuación que relaciona la corriente máxima por el primario I_1 y por el secundario nI_1

$$I_1 = \frac{2 \cdot V_{lv} \cdot d/n + V_{hv} - V_{lv}/n}{4 \cdot f \cdot L} \quad \text{Ecuación 87}$$

El segundo criterio en el que apoyarse será el de la potencia que puede disipar cada módulo.

En un intento por simplificar la implementación se puede tratar de emplear el mismo IGBT en el lado de alta y el de baja. Ello, probablemente penalice la optimización del diseño en cuanto a la elección de la relación de transformación más conveniente. Es decir, impedirá sacar a los

módulos el máximo de su potencia. Sin embargo se hará dicho ejercicio para tener una idea del orden de magnitud de que se trata.

Con respecto a la relación de transformación, n , se puede ver que en función de cuánto valga, la forma de onda de corriente por el transformador puede variar apreciablemente, como indica la figura 26.

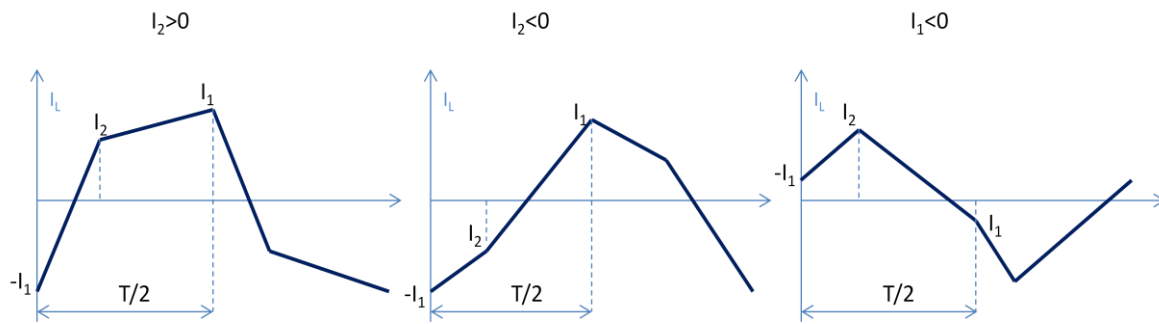


Figura 26 Distintos modos de funcionamiento del DAB en función de la relación de transformación del transformador, n .

Forzando a cero los valores de I_1 e I_2 encontrados anteriormente, podemos delimitar los límites de funcionamiento en uno u otro modo.

Así, si $I_2=0A$

$$P_{lv} = \frac{V_{hv} \cdot V_{lv}}{8 \cdot f \cdot L \cdot n} \cdot \left[1 - \left(\frac{V_{lv}}{n \cdot V_{hv}} \right)^2 \right] \quad \text{Ecuación 88}$$

Y si hacemos $I_1=0A$

$$P_{lv} = \frac{V_{hv} \cdot V_{lv}}{8 \cdot f \cdot L \cdot n} \cdot \left[1 - \left(\frac{n \cdot V_{hv}}{V_{lv}} \right)^2 \right] \quad \text{Ecuación 89}$$

Si se representan gráficamente la relación entre potencia y relación de transformación, para las condiciones actuales, se obtiene la gráfica de la figura 27.

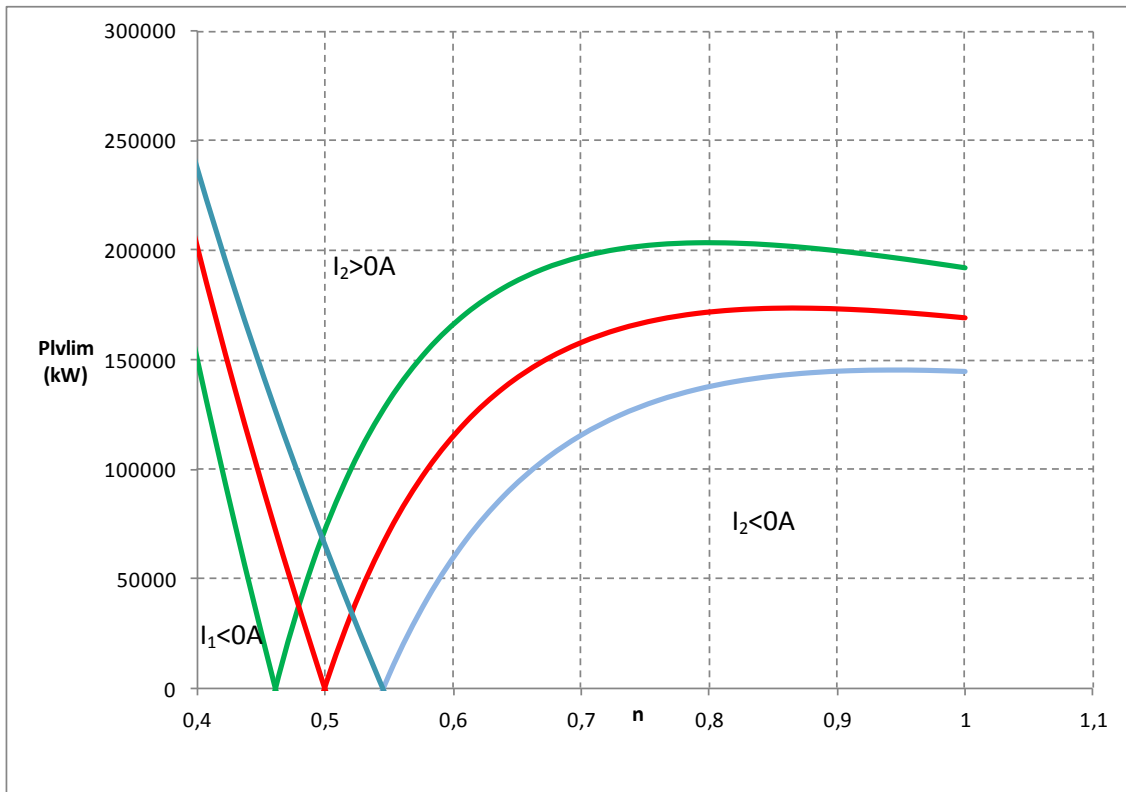


Figura 27 Potencia de salida límite en función de la relación de transformación para funcionamiento en cualquiera de los tres modos de corriente. Línea roja $V_{hv}=1200V$, línea verde $V_{hv}=1300V$, línea azul $V_{hv}=1100V$. $L=40\mu H$.

En el apartado 6.3 se analizará en detalle el efecto de elegir distintos valores para la relación de transformación y la inductancia.

Capítulo 5

5 Metodología de cálculo del control en lazo cerrado

En el apartado anterior se obtuvieron las ecuaciones que proporcionan el valor medio de la corriente de salida en función del ciclo de trabajo y de la tensión de entrada. Es el modelo promediado. Ahora se procederá a introducir pequeñas perturbaciones en el ciclo de trabajo y en la tensión de entrada y ver cómo varía la corriente de salida. Se obtendrá el modelo en pequeña señal. Podemos representarlo matemáticamente de la siguiente forma.

$$\hat{I}_o = \left. \frac{\partial I_o}{\partial d} \right|_0 \cdot \hat{d} + \left. \frac{\partial I_o}{\partial V_o} \right|_0 \cdot \hat{V}_o = g_{od} \cdot \hat{d} + g_{ovi} \cdot \hat{V}_o \quad \text{Ecuación 71}$$

Donde g_{od} representa las variaciones en la corriente de salida media frente a pequeñas variaciones en el ciclo de trabajo respecto al punto de equilibrio cuando la tensión de salida se mantiene constante. De forma similar g_{ovi} representa las variaciones en la corriente de salida media frente a pequeñas variaciones en la tensión de salida respecto al punto de equilibrio cuando el ciclo de trabajo se mantiene constante.

Derivando la expresión de la corriente media respecto al ciclo de trabajo y a la tensión de salida (en unos casos V_{hv} y en otros V_{lv}) y luego linealizando respecto al punto de equilibrio, se obtendrán los coeficientes g_{od} y g_{ovi} que luego se implementarán en el control. El punto de equilibrio se hará corresponder a las condiciones nominales (D, V_{HV}, V_{LV}).

Los coeficientes se describen en la siguiente tabla:

Modo funcionamiento	I_o	g_{od}	g_{ovi}
Reductor MCC	$\frac{d \cdot V_{hv}}{R_{lv}}$	$\frac{V_{HV}}{R_{lv}}$	$\frac{D}{R_{lv}}$
Reductor MCD	$\frac{d^2 \cdot V_{hv} \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{2 \cdot V_{lv} \cdot L \cdot f}$	$\frac{2 \cdot D \cdot V_{HV} \cdot (V_{HV} - V_{lv})}{2 \cdot V_{lv} \cdot L \cdot f}$	$\frac{2 \cdot D^2 \cdot V_{HV} - D^2 \cdot V_{lv}}{2 \cdot V_{lv} \cdot L \cdot f}$
Reductor MCM	$\frac{d \cdot (V_{hv} - V_{lv})}{2 \cdot L \cdot f}$	$\frac{(V_{HV} - V_{lv})}{2 \cdot L \cdot f}$	$\frac{D}{2 \cdot L \cdot f}$
Elevador MCC	$\frac{V_{lv}}{(1-d) \cdot R_{hv}}$	$\frac{V_{LV}}{(1-D)^2 \cdot R_{hv}}$	$\frac{1}{(1-D) \cdot R_{hv}}$
Elevador MCD	$\frac{V_{lv}^2 \cdot d^2}{2 \cdot L \cdot f \cdot (V_{hv} - V_{lv})}$	$\frac{2 \cdot V_{LV}^2 \cdot D}{2 \cdot L \cdot f \cdot (V_{hv} - V_{LV})}$	$\frac{2 \cdot V_{LV} \cdot D^2 \cdot (V_{hv} - V_{LV}) + V_{LV}^2 \cdot D^2}{2 \cdot L \cdot f \cdot (V_{hv} - V_{LV})^2}$
Elevador MCM	$\frac{V_{lv}}{(1-d) \cdot R_{hv}}$	$\frac{V_{LV}}{(1-D)^2 \cdot R_{hv}}$	$\frac{1}{(1-D) \cdot R_{hv}}$
Reductor DAB	$\frac{(1-d) \cdot d \cdot V_{hv}}{2 \cdot f \cdot n \cdot L}$	$\frac{(1-2D) \cdot V_{hv}}{2 \cdot f \cdot n \cdot L}$	$\frac{(1-2D) \cdot D}{2 \cdot f \cdot n \cdot L}$
Elevador DAB	$\frac{(1-d) \cdot d \cdot V_{lv}}{2 \cdot f \cdot n \cdot L}$	$\frac{(1-2D) \cdot V_{lv}}{2 \cdot f \cdot n \cdot L}$	$\frac{(1-2D) \cdot D}{2 \cdot f \cdot n \cdot L}$

Tabla 2 Resumen de parámetros de control en los distintos modos de funcionamiento

A la hora de elegir el ciclo de trabado sobre el cual linealizar (D), se aprecia que en el caso del *DAB* la ecuación que nos da el ciclo de trabajo (ecuación 70) admite dos soluciones. Hay que optar, tanto para el funcionamiento como reductor como para el elevador, con una de las dos posibles soluciones. Escogemos en concreto con la siguiente:

$$D = \frac{1 - \sqrt{1 - 4k}}{2} \quad \text{Ecuación 72}$$

La planta y el sistema de control se modelará mediante el siguiente diagrama de bloques

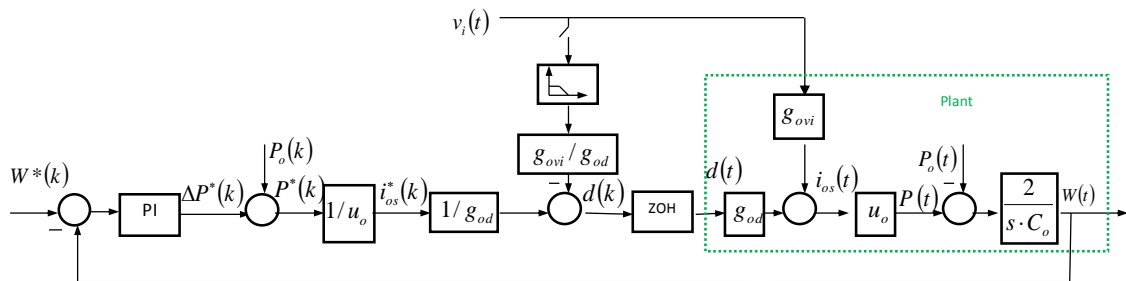


Figura 28 Modelo de la planta y sistema de control asociado.

En donde C_o es la capacidad del lado que actúe como salida, u_o la tensión de salida y v_i la tensión de entrada. W , el cuadrado de la tensión de salida, representa la energía almacenada en el condensador.

Simplificado y prescindiendo de los términos proporcionales y feedforward, se podría representar el sistema como un control proporcional-integral, PI , más la planta simplificada en el efecto de la capacidad de salida, figura 29.

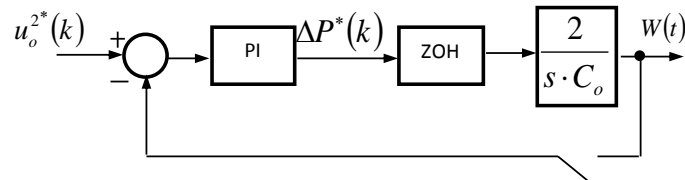


Figura 29 Modelo simplificado de la planta y el sistema de control.

El PI se calculará para lograr un índice de amortiguamiento ε de 0.707 y un tiempo de establecimiento del lazo de control t_s a decidir.

Sabemos que la función de transferencia de la planta del sistema es

$$G(s) = \frac{2}{sC_o} \quad \text{Ecuación 73}$$

La cual, al discretizar, pasará a tener la forma:

$$G(z) = \frac{b}{z - a} \quad \text{Ecuación 74}$$

Y el controlador PI discretizado será de la forma:

$$C(z) = k_p + k_i \frac{T_{sample}}{z - 1} \quad \text{Ecuación 75}$$

La respuesta en lazo cerrado del sistema tendrá la siguiente función de transferencia:

$$G_{cl}(z) = \frac{\frac{b}{z - a} (k_p + k_i \frac{T_{sample}}{z - 1})}{1 + \frac{b}{z - a} (k_p + k_i \frac{T_{sample}}{z - 1})} \quad \text{Ecuación 76}$$

Cuyo denominador se puede expresar como:

$$D(z) = z^2 - (2\rho \cos\theta)z + \rho^2 \quad \text{Ecuación 77}$$

Donde

$$\rho = e^{-\varepsilon \cdot \omega_n \cdot T_{sample}} \quad \text{Ecuación 78}$$

Y

$$\theta = \omega_n \cdot T_{sample} \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2} \quad \text{Ecuación 79}$$

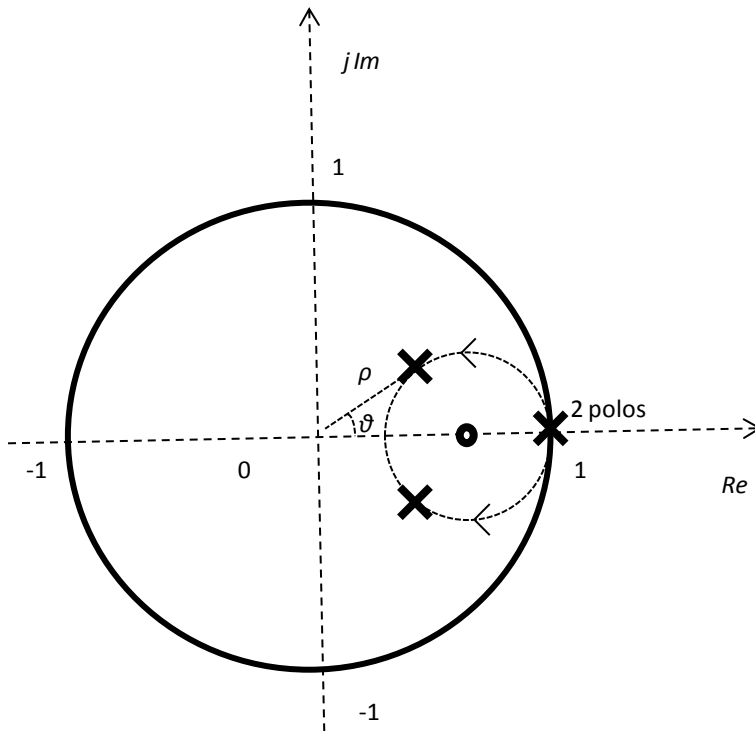


Figura 30 Posicionamiento de los polos del sistema en lazo cerrado en función de ρ y ϑ . Polos situados en $(z - \rho e^{j\vartheta})$ y $(z + \rho e^{j\vartheta})$

Para conseguir una respuesta caracterizada por unos índices de amortiguamiento y frecuencia natural de oscilación de:

$$\varepsilon = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0.707 \quad \text{Ecuación 73}$$

$$\omega_n = \frac{1}{\varepsilon \cdot t_s} \quad \text{Ecuación 74}$$

Se deben elegir los siguiente parámetros:

$$k_p = (1 - e^{-\varepsilon \cdot \omega_n \cdot T_{sample}} \cdot \cos(\omega_n \cdot T_{sample} \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2})) \cdot \frac{C_o}{T_{sample}} \quad \text{Ecuación 75}$$

$$\alpha = \frac{1 - e^{-2 \cdot \varepsilon \cdot \omega_n \cdot T_{sample}}}{2 \cdot (1 - e^{-\varepsilon \cdot \omega_n \cdot T_{sample}} \cdot \cos(\omega_n \cdot T_{sample} \cdot \sqrt{1 - \varepsilon^2}))} \quad \text{Ecuación 76}$$

$$k_i = \frac{(1 - \alpha) \cdot k_p}{T_{sample}} \quad \text{Ecuación 77}$$

$$k_{aw} = \frac{1}{k_p} \quad \text{Ecuación 78}$$

Donde T_{sample} es el periodo de muestreo, que en el caso considerado es de 50us.

En este punto hay que recalcar de nuevo que el método de control propuesto es válido para carga resistiva. Si la carga tuviera otra naturaleza, sería necesario revisar cuando menos la

selección del PI . Una carga tipo batería tendría unas constantes de tiempo del orden de horas, que es lo que tarda en cargarse una batería. Una simulación correcta debería durar varias horas. Si la carga estuviese compuesta por supercondensadores el orden de magnitud sería de minutos. Además en ambos casos habría que desdoblar el control en una etapa de carga inicial a corriente constante y una segunda etapa, alcanzado cierto nivel de carga, a tensión constante.

Capítulo 6

6 Simulación y cálculo de pérdidas

Con las siguientes simulaciones se trata de estimar las pérdidas de potencia de los semiconductores en los distintos circuitos y formas de funcionamiento para distintos niveles de potencia de salida. Conocidas las pérdidas máximas asumibles, se podrá obtener una indicación aproximada de la potencia manejable por el circuito. Emplearemos la herramienta de simulación *PSim* y dentro de ésta el módulo de cálculo térmico, alimentada con la información que proporciona el fabricante de los *IGBTs* en su hoja de datos [16]. Si bien los resultados a nivel cuantitativo podrían ser discutibles por cuanto no están correlados en la práctica, a nivel cualitativo nos darán información valiosa para comparar las distintas soluciones entre sí.

6.1 Condiciones realistas de simulación

La inductancia parásita, L_σ , que aparece debida a las conexiones entre el condensador del lado de alta y los *IGBTs* tiene un efecto indiscutible sobre las pérdidas en conmutación. El valor de la inductancia parásita depende de factores geométricos difíciles de precisar hasta que el primer diseño mecánico se haya completado. Básicamente son la longitud y el área de la espira representada por las conexiones eléctricas. Para el montaje previsto, se estima que tendría un orden de unos 50nH.

Para tratar de atenuar las sobretensiones que la L_σ provoca en el apagado de los *IGBTs*, se suele incluir una pequeña capacidad sobre los mismos terminales de los *IGBTs*, entre el positivo y el negativo del bus de continua. Se le suele denominar condensador de *snubber*. En el caso que nos ocupa este condensador valdrá 200nF.

La siguiente figura muestra un esquema eléctrico que modela de forma más precisa la realidad.

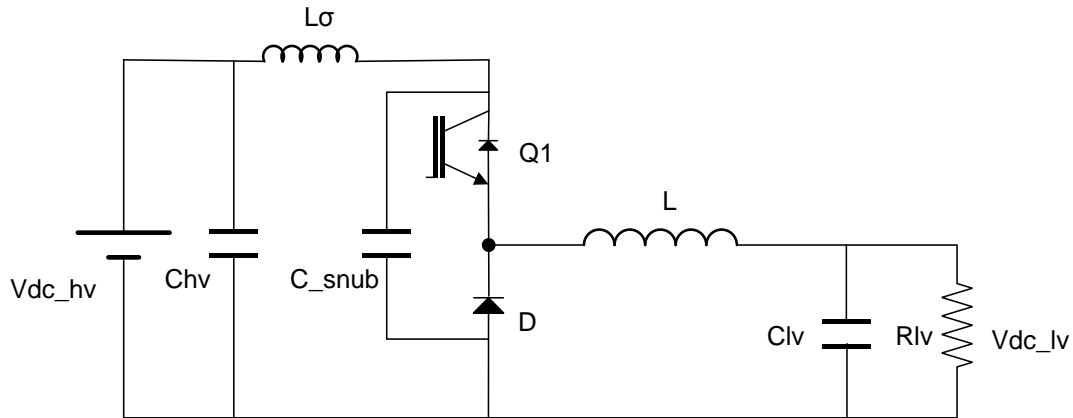


Figura 31 Esquema eléctrico (parte de potencia) empleado en la simulación. Contempla el efecto de la inductancia parásita entre el condensador de alta y los semiconductores ($L\sigma$) y el condensador *snubber* empleado para atenuar el efecto de dicha inductancia.

Las formas de onda simuladas de la tensión en terminales del diodo para distintas inductancias parásitas y condensador de *snubber* se muestran a continuación.

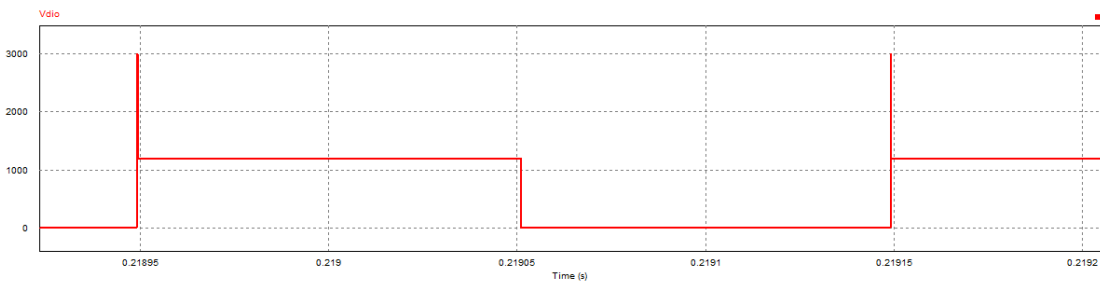


Figura 32 Tensión cátodo ánodo en el diodo de libre circulación, en modo reductor, con $L\sigma=2\mu\text{H}$ sin *snubber*.

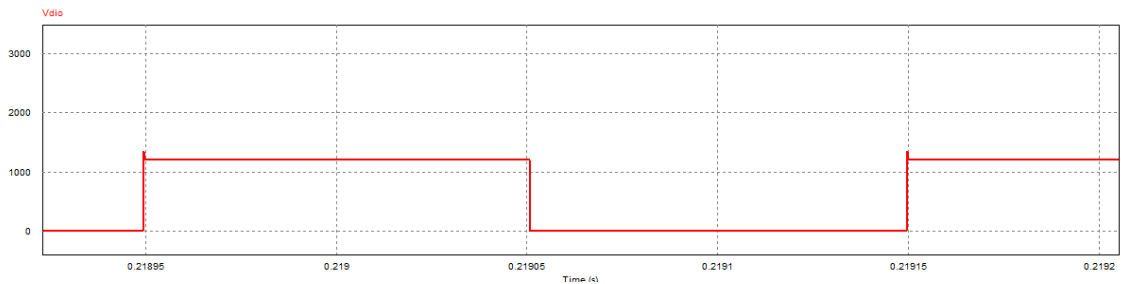


Figura 33 Tensión cátodo ánodo en el diodo de libre circulación, en modo reductor, con $L\sigma=50\text{nH}$ sin *snubber*

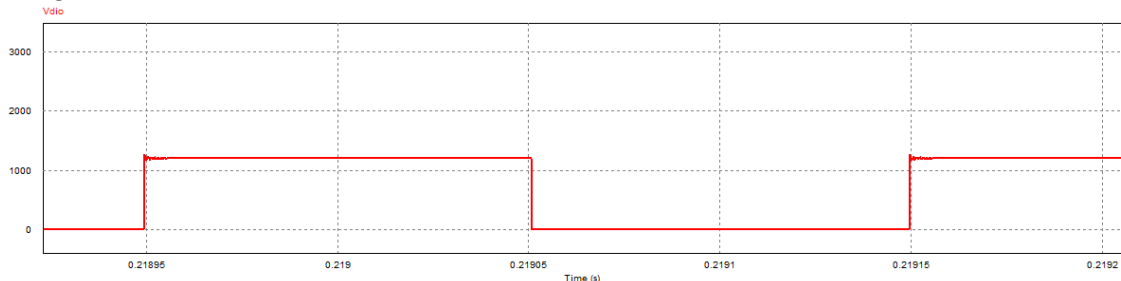


Figura 34 Tensión cátodo ánodo en el diodo de libre circulación, en modo reductor, con $L\sigma=50\text{nH}$ con *snubber*.

Como se puede apreciar, el resultado de reducir la inductancia parásita es muy notable. Y ello tiene dos efectos principales:

-Por una parte se reduce la tensión máxima que han de soportar los *IGBTs*. De hecho, en el caso de que la inductancia parásita fuera de 2uH la simulación indica que la sobretensión estaría cerca de los 3000V, lo cual rompería el *IGBT*.

-Por otro lado, como las pérdidas en el apagado dependen en gran medida de la tensión, si ésta es muy alta debida al efecto de la inductancia parásita, las pérdidas aumentarían notablemente.

Para lograr reducir al mínimo la inductancia parásita es necesario situar físicamente los condensadores del bus muy cerca del semiconductor a fin de reducir la sección de la espira que forma la conexión entre condensador e interruptor. Se suele emplear un bus bar (o barras de conexiones sólidas y muy próximas) para conseguirlo.

Para poder decidir cuáles de las distintas opciones de diseño son aceptables en la realidad de nuestro sistema es necesario conocer el límite físico de la potencia de pérdidas que se puede extraer del módulo en cuestión. Una consulta al fabricante del *IGBT* nos permite conocer que la máxima potencia de pérdidas admisible, mediante un sistema de refrigeración líquida estándar, es de unos 5kW.

6.2 Simulación del circuito de potencia

A continuación y mediante la herramienta PSim, realizaremos las simulaciones a potencia nominal en régimen permanente. El análisis se centrará en el equipo funcionando a las tensiones nominales para los circuitos de los lados de baja y alta tensión: 600V y 1200V.

6.2.1 Modo de conducción continuo

La primera decisión a tomar es la elección del valor de la inductancia. Las limitaciones existentes son las corriente por el *IGBT* y diodo (<2400A) y la potencia de pérdidas en el módulo semiconductor (<5kW).

Aunque los cálculos basados en limitación por corriente máxima indicaban que se podría obtener hasta 930kW con 40uH, la realidad es que en estas condiciones se sobrepasan claramente los 5kW de pérdidas admisibles.

$L\sigma=50nH$	I_{igbt_max} (A)	P salida (kW)	P_diodo (W)	P_{igbt} (W)	P_total (W)
Reductor MCC ($L\sigma=40uH$)	2300	930	2562	13204	15766

Tabla 3 Pérdidas en los semiconductores para el reductor funcionando a la máxima corriente admisible en MCC.

Tras realizar diversas simulaciones se observa que la potencia máxima extraíble está en torno a 340kW en MCC, independientemente de la inductancia. El factor limitante de la potencia con que trabajar, no es la corriente máxima por *IGBT* sino las pérdidas en el mismo. Esta es la primera gran conclusión que podemos extraer respecto al MCC.

Se repite el análisis anterior para buscar la inductancia que marca el límite entre *MCC* y *MCD*, pero sin tener en cuenta la restricción de corriente máxima y se elige una potencia máxima de 340kW. Con ayuda de la ecuación 79 se observa que la inductancia crítica es de 53uH para 340kW. Como ya se vio en la tabla 2, el caso más restrictivo para asegurar *MCD* era tensión de entrada mínima (1080V) y tensión de salida máxima (660V). En este caso, la inductancia crítica para 340kW es de 49uH. Como también se vio en la tabla 2, para asegurar el *MCC* el peor caso es tensión de entrada máxima (1320V) y tensión de salida máxima (660V). Hay que elegir una inductancia de más de 64.1uH para asegurar el *MCC*.

Vlv (V)	Vhv (V)	f (Hz)	P (W)	Rlv (ohm)	L (uH)
600	1200	5000	340000	1,06	52,9
600	1200	5000	340000	1,06	52,9
600	1080	5000	340000	1,06	47,1
600	1320	5000	340000	1,06	57,8
540	1200	5000	340000	0,86	47,2
540	1320	5000	340000	0,86	50,7
540	1080	5000	340000	0,86	42,9
660	1200	5000	340000	1,28	57,7
660	1320	5000	340000	1,28	64,1
660	1080	5000	340000	1,28	49,8

Tabla 4 Valores de inductancia crítica para una potencia máxima manejable de 340kW. La corriente máxima es siempre inferior a la admisible.

Se realizan varias simulaciones para observar la evolución de las pérdidas frente a las distintas posibles inductancias.

Lσ=50nH	I_igbt_max (A)	P salida (kW)	P_diodo (W)	Pigbt (W)	P_total (W)
Reductor <i>MCC</i> (Lo=60uH)	1067	340	718	4425	5144
Reductor <i>MCC</i> (Lo=90uH)	904	340	949	4112	5061
Reductor <i>MCC</i> (Lo=120uH)	820	340	1059	3982	5041
Reductor <i>MCC</i> (Lo=240uH)	694	340	1222	3825	5047
Elevador <i>MCC</i> (Lo=60uH)	1075	340	737	4298	5035
Elevador <i>MCC</i> (Lo=90uH)	910	340	971	4000	4972
Elevador <i>MCC</i> (Lo=120uH)	825	340	1085	3885	4970
Elevador <i>MCC</i> (Lo=240uH)	700	340	1217	3888	5105

Tabla 5 Análisis del funcionamiento en *MCC* para distintas inductancias.

Se aprecia como al subir la inductancia aumentan las pérdidas en el diodo y se reducen las del *IGBT*, pero la suma se mantiene parecida.

Elegir inductancias altas tiene un coste relacionado con el tamaño y peso de las bobinas.

La tabla 6 muestra una estimación de pesos, en virtud de la fórmula empírica:

$$Peso(kg) = k_1 \cdot (L \cdot I_{max} \cdot I_{rms})^{k_2} \quad \text{Ecuación 90}$$

Donde k_1 y k_2 dependen de aspectos geométricos, constructivos o el tipo de refrigeración. La fórmula anterior, lógicamente no es exacta pero sirve para dar una aproximación de pesos.

L (uH)	I _{max} (A)	I _{rms} (A) @ 340kW	Peso estimado (kg)
45	1150	566	47
60	1075	566	53
90	910	566	58
120	825	566	63
240	700	566	79

Tabla 6 Estimación de pesos de inductancias. Corriente de saturación de la bobina establecida en el nivel de la máxima corriente circulante a máxima potencia.

L (uH)	I _{max} (A)	I _{rms} (A) @ 340kW	Peso estimado (kg)
60	1250	566	56
90	1250	566	66
120	1250	566	75
240	1250	566	107

Tabla 7 Estimación de pesos de inductancias. Corriente de saturación de la bobina establecida en el nivel de la máxima corriente admisible por los IGBTs y diodos.

Revisados estos datos, habría que decantarse en principio por la opción de inductancia más baja a fin de ahorrar peso y volumen.

El convertidor finalmente seleccionado se resumiría en una inductancia de 60uH, extrayendo una potencia de 340kW, lo que proporcionaría rendimientos del 98.48% para el modo reductor y 98.51% para el elevador.

Un gran inconveniente de trabajar en *MCC* es que si se va reduciendo la corriente de salida, se pasa inexorablemente a trabajar *MCD* y el modo de control se ve afectado. Los parámetros antes calculados, g_{od} y g_{ovi} que habían sido calculados bajo la hipótesis de trabajar en *MCC*, al funcionar en *MCD* no están optimizados.

6.2.2 Modo de conducción discontinuo

Los cálculos basados en corriente máximas indicaban que se podrían obtener hasta 590kW con una bobina de 40uH y mantener el modo de funcionamiento *MCD*. Como se ve en los resultados de la simulación, tabla 8, estamos muy lejos de poder cumplir con el requisito de pérdidas máximas. De nuevo el factor limitante no es la corriente, sino las pérdidas.

L _σ =50nH	I _{igbt_max} (A)	P salida (kW)	P_diodo (W)	P _{igbt} (W)	P_total (W)
Reductor <i>MCD</i> (L _σ =40uH)	2300	590	983	10323	11307

Tabla 8 Pérdidas en los semiconductores para el reductor funcionando a la máxima corriente admisible en *MCD*

Tras varias simulaciones se aprecia que la potencia máxima admisible está en torno a los 310kW antes vistos para no superar los 5kW de pérdidas por módulo. En estas condiciones el *MCD* se garantiza con inductancias menores de 47uH

La tabla siguiente recoge los resultados de las correspondientes simulaciones.

Lo=50nH	I_igbt_max (A)	P salida (kW)	P_diodo (W)	Pigbt (W)	P_total (W)
Reductor MCD (Lo=45uH)	1178	310	471	4674	5145
Reductor MCM (Lo=45uH)	1185	310	371	4944	5316
Elevador MCD (Lo=45uH)	1188	310	478	4386	4865
Elevador MCM (Lo=45uH)	1191	310	378	5058	5436

Tabla 9 Pérdidas en los *IGBTs* y diodos con inductancia de 45uH y extrayendo 310kW por módulo en modo *MCD* y *MCM*.

Por tanto parece factible, a nivel de pérdidas, mantener un diseño con una bobina de 45uH y extrayendo una potencia nominal de 310kW. Sin considerar las pérdidas en la inductancia, se obtendría un rendimiento aproximado del 98.4% tanto en modo reductor como elevador para el diseño en funcionamiento *MCD*. El rendimiento empeoraría muy ligeramente si se considera el funcionamiento en modo *MCM*, pasando al 98.2%.

6.2.3 Efecto del encendido del *IGBT* sobre la recuperación del diodo de libre circulación

En el modo de conducción continua *MCC*, cuando se produce el encendido del *IGBT* Q_1 , el diodo de libre circulación de Q_2 , que se encuentra conduciendo corriente, pasa a soportar bruscamente toda la tensión del lado de alta. Pero el diodo necesita un cierto tiempo para pasar de conducción a bloqueo. Es lo que se denomina tiempo de recuperación del diodo, y los fabricantes de *IGBT* suelen indicarlo mediante el parámetro Q_r , o carga de recuperación. En el caso que nos ocupa el fabricante del *IGBT* elegido no nos da esa información. Para el caso de un *IGBT* relativamente parecido como el *FD1200R17KE3-K_B2* de *Infineon*, el parámetro representativo del tiempo de recuperación, Q_r vale 510uC, lo que significa 0.42us a 1200A. Durante ese tiempo las pérdidas en conmutación vienen dadas por el parámetro E_{rr} de la hoja de datos que representa la energía de pérdidas asociada al proceso de recuperación. Es muy dependiente de los niveles de tensión y corriente a los cuales se lleve a cabo la transición. Semikron sí que suministra en sus hojas de datos la curva E_{rr} vs I_F .

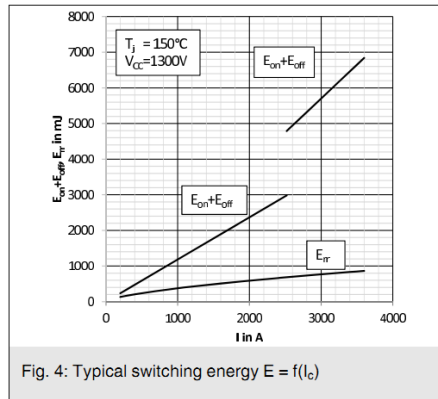


Figura 35 Energía disipada en encendido, apagado y recuperación del diodo en función de la corriente. Fuente: Datos del fabricante Semikron 2xSKiiP 2414 GB17E4-4DUK0018.

En el *MCD*, el *IGBT* se enciende con corriente nula, lo cual elimina tanto las pérdidas por encendido del *IGBT* como las pérdidas de recuperación del diodo. A cambio, el apagado se produce con corriente más alta y por tanto mayores son las pérdidas por apagado.

Es habitual que el diodo sea capaz de soportar menos pérdidas que el *IGBT*. Esto se puede verificar analizando las hojas de datos del fabricante al comparar la resistencia térmica de diodo e *IGBT*. La del diodo normalmente es más del doble de la del *IGBT*. Como la temperatura de unión admisible es la misma y la del disipador prácticamente también, entonces la potencia disipable sería menos de la mitad. Se puede ver un claro ejemplo en el módulo alternativo de *Infineon*.

Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT	R_{thJC}		19,0	K/kW
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{paste} = 1 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ / $\lambda_{grease} = 1 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$	R_{thCH}		23,0	K/kW
Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode	R_{thJC}		42,0	K/kW
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{paste} = 1 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$ / $\lambda_{grease} = 1 \text{ W/(m}\cdot\text{K)}$	R_{thCH}		52,0	K/kW

Figura 36 Resistencia térmica del módulo en la parte del *IGBT* (arriba) y del diodo (abajo). Se aprecia que la resistencia es mayor en el diodo, lo que significa que permite menos pérdidas. Fuente: hoja de datos de *Infineon*: FD1200R17KE3-K_B2.

En el caso del *MCM*, mientras el *IGBT* Q_1 está apagado la corriente circula inicialmente por el diodo de Q_2 y luego por el propio *IGBT* de Q_2 . Así que cuando se enciende el *IGBT* Q_1 , no hay corriente por el diodo de Q_2 y por tanto no hay pérdidas por recuperación. El efecto es parecido al del *MCD*.

En el *MCC* el encendido de Q_1 puede producirse con un nivel de corriente considerable por el diodo de Q_2 , con lo que las pérdidas por recuperación del diodo resultan significativas.

En el diseño que nos ocupa, en *MCC* no obtendremos pérdidas por recuperación elevadas, puesto que a fin de reducir el tamaño de la inductancia estamos trabajando con valores de inductancia muy bajas. La corriente de encendido es relativamente baja. En otras palabras, se observa que la mejor opción para trabajar en *MCC* es que éste tienda a funcionar cerca del *MCD*.

Sin embargo, por trabajar en *MCD* en vez de *MCC* aparece un inconveniente: un rizado de corriente por la bobina muy alto. Ello supone:

- 1.- Mayores valores de corriente, lo cual no es un problema en el caso bajo estudio, ya que con los *IGBTs* empleados el límite de corriente máxima queda lejos.
- 2.- Mayores pérdidas en el apagado. Existe un equilibrio entre pérdidas en apagado y pérdidas en recuperación. A menores pérdidas en apagado, mayores en recuperación.
- 3.- La necesidad de emplear condensadores de mayor capacidad para obtener tensiones de salida con poco rizado de tensión. En nuestra aplicación esto tampoco será un problema, ya que se trabajará con varios convertidores *CC/CC* actuando en paralelo y desfasados, precisamente para reducir este rizado. En el siguiente apartado se mostrará la importante reducción en el rizado de corriente que se obtiene al ir añadiendo módulos en paralelo.

En definitiva, se puede decir que el punto de funcionamiento ideal resulta del balance entre las pérdidas en apagado y en recuperación. Para esta aplicación concreta, con el *IGBT* empleado, ese punto de equilibrio se sitúa en la misma frontera entre los modos de conducción continua y discontinua. Esta no es una conclusión universal, sino que debe ser verificada en cada aplicación.

6.2.4 Efecto del rizado de corriente

Ya se ha señalado que la restricción de mantener el valor de corriente máxima por debajo del nominal del *IGBT* y diodo (en nuestro caso 2400A) no tiene consecuencias en nuestra aplicación ya que la segunda restricción de evitar que las pérdidas superen los 5kW, es mucho más exigente. El equilibrio entre pérdidas en apagado y por recuperación del diodo tiende a igualar la potencia manejable en ambos modos, *MCD* y *MCC*.

Hay sin embargo una diferencia remarcable que se provoca por el hecho de diseñar el circuito para trabajar en *MCD* o *MCC*. Es el rizado de corriente. Si se desea que la tensión en la carga fuese continua con el mínimo rizado posible habría que colocar un mucha capacidad en la salida. Cuanto mayor sea el condensador (*C*) o menor el rizado de corriente por la bobina, menor será el rizado de la tensión de salida (ΔU).

$$\Delta U = \frac{1}{C} \int i(t) \cdot dt \quad \text{Ecuación 91}$$

Si existen limitaciones severas en cuanto al rizado admisible, debe considerarse la elección de la capacidad necesaria de acuerdo a la formula anterior.

En nuestra aplicación se parte de la base de la reutilización de una rama de un inversor trifásico. Si se emplean las tres ramas de que consta el inversor, además de triplicar la potencia, se puede reducir el rizado de corriente sin más que desplazar 120° el disparo de los *IGBTs*. Si se emplean 6 ramas con 60° de desfase, el rizado se reduce aún más. Trabajando justo en el umbral entre *MCC* y *MCD*, el rizado se reduciría a 1/6. Como no se funcionará exactamente en ese punto, sino en un *MCD* más marcado, la reducción de rizado de tensión es

algo menor. Trabajando en paralelo, además de multiplicar la potencia, se puede reducir la capacidad de salida y por tanto el tamaño del condensador C_{lv} en modo reductor o C_{hv} en modo elevador.

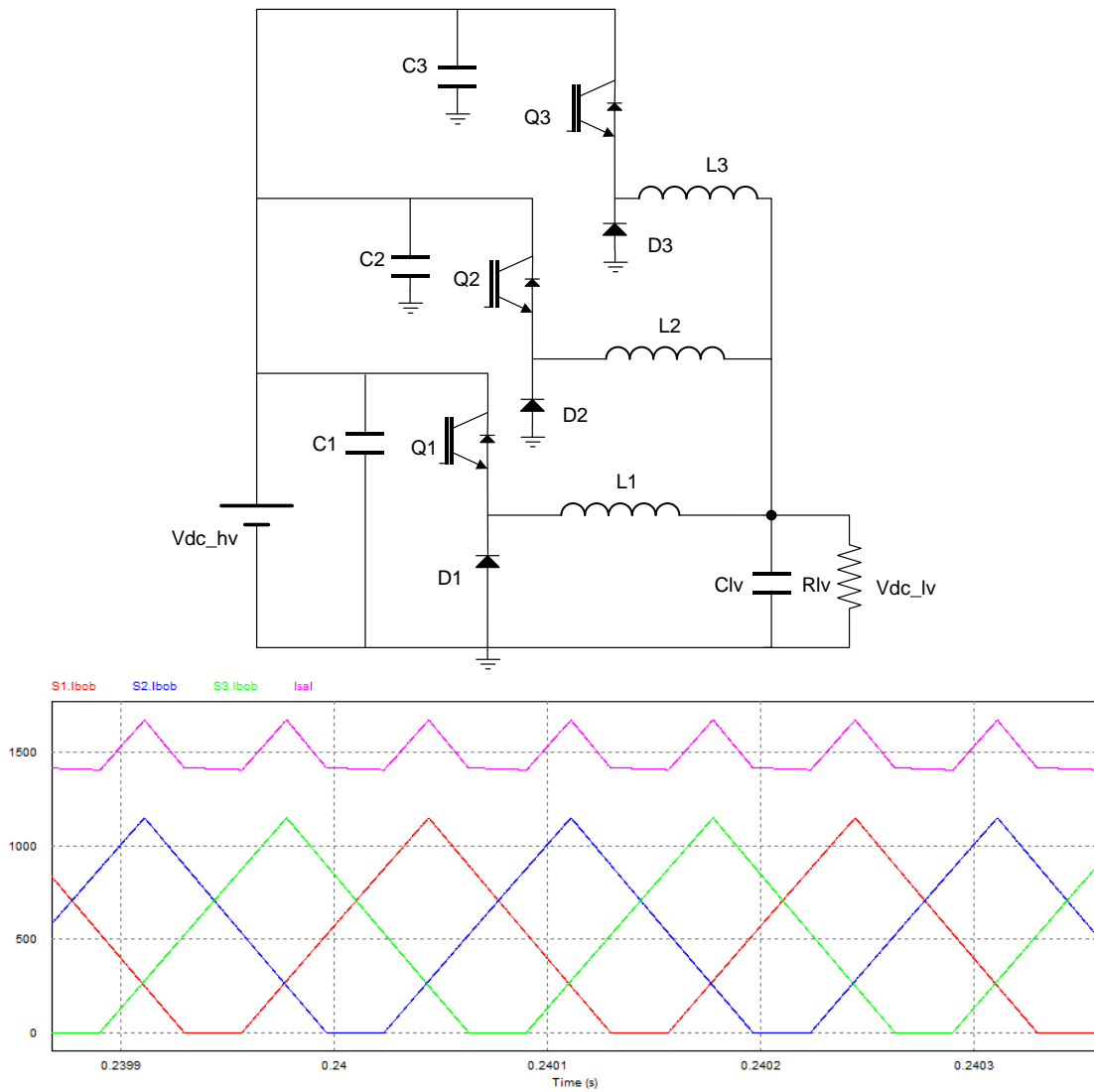


Figura 37 Corriente por cada una de las tres ramas del inversor trifásico empleadas para construir tres reductores (MCD) en paralelo trabajando en desplazamiento de fase, y corriente total hacia el condensador de salida y la carga.

6.3 La topología *Dual Active Bridge*

Al igual que se ha hecho al estudiar las topologías reductoras-elevadoras, en este otro caso también se empleará el mismo tipo de *IGBT* en ambos lados.

Vista la experiencia anterior, se puede aventurar que la corriente máxima por *IGBT* no constituirá una restricción en el diseño, ya que se espera que las pérdidas admisibles por los módulos (5kW) se produzcan con valores de corriente de pico muy por debajo del admisible. Así pues, se centrará el estudio en el análisis de pérdidas. En un primer paso se analizará la influencia de la relación de transformación. Recuérdese que la relación de transformación se relacionaba directamente con los tres posibles modos de funcionamiento ($I_2 > 0$, $I_2 < 0$, $I_1 < 0$). De entre las diversas combinaciones se resaltan las más significativas en la siguiente tabla:

P _{lv} =400kW		Ip _{k hv} (A)	Ip _{k lv} (A)	Phv/modulo (kW)	P _{lv} /modulo (kW)
n=0.4 ($I_1 < 0$)	L=20uH	1086	2717	3.8	32.9
n=0.4 ($I_1 < 0$)	L=40uH	700	1749	1,8	15,1
n=0.5 ($I_2 > 0$)	L=20uH	397	794	3.4	4.5
n=0.5 ($I_2 > 0$)	L=40uH	405	810	3.0	4.5
n=0.6 ($I_2 < 0$)	L=20uH	823	1372	7.3	1.4
n=0.6 ($I_2 > 0$)	L=40uH	637	1062	5.3	2.5

Tabla 10 Pérdidas en los *IGBTs* y diodos del *DAB* en distintos modos de funcionamiento en función de la relación de transformación.

A la vista de las pérdidas obtenidas, solo el modo $I_2 > 0$ parece factible. Se consigue con una relación de transformación de 0.5. Analizando un poco más en detalle la influencia de la inductancia serie, se puede ver lo siguiente:

P _{lv} =400kW		Ip _{k hv} (A)	Ip _{k lv} (A)	Phv/modulo (kW)	P _{lv} /modulo (kW)
n=0.5	L=10uH	398	797	3.0	4.3
	L=20uH	397	794	3.4	4.5
	L=40uH	405	810	3.0	4.5
	L=60uH	445	891	3.4	5.8

Tabla 11 Pérdidas en los *IGBTs* y diodos del *DAB* para distintos valores de inductancia para una relación de transformación de 0.5.

Los límites de corriente máxima por los semiconductores están muy lejos de ser alcanzados, el efecto limitante son las pérdidas por módulo, especialmente en el lado de baja tensión. Sin tener en cuenta las pérdidas en la bobina y el transformador, una solución razonable como la de $n=0.5$ y $L=40uH$, nos proporcionaría un rendimiento aproximado del 96.25%.

Inductancias bajas parecen más favorables, pero la diferencia es poco significativa. Se puede comprobar que inductancias bajas suponen ciclos de trabajo pequeños en condiciones nominales. Ello se traduce en que a medias o bajas cargas el ciclo es demasiado pequeño, del orden del tiempo muerto y se pierde controlabilidad. Por tanto una inductancia del orden de 40uH puede resultar razonable.

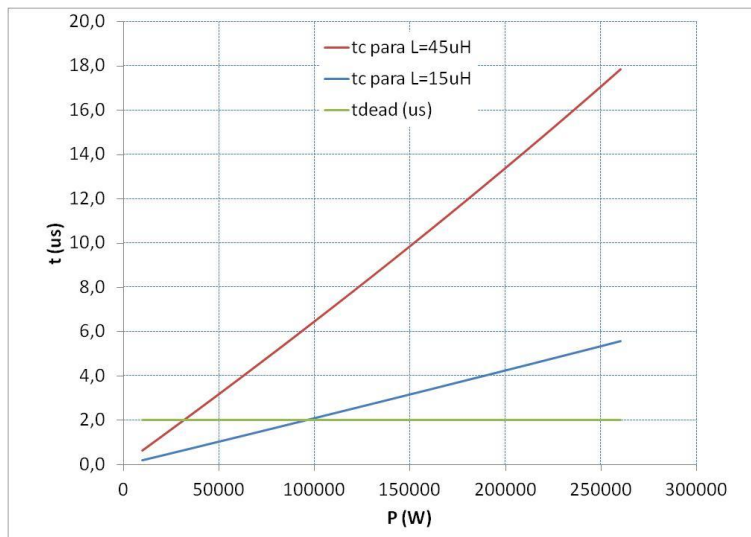


Figura 38 Evolución del tiempo de ciclo en función de la potencia para dos posibles valores de inductancia, según ecuaciones 69 y 70. Para $L=15\mu\text{H}$, el tiempo de ciclo de trabajo se hace inferior al tiempo muerto de los IGBTs (2us) por debajo de 100kW, con la consiguiente pérdida de controlabilidad.

El circuito es completamente simétrico en cuanto al funcionamiento como reductor o elevador. El mismo circuito de control, los mismos parámetros, los mismos niveles de corriente, las mismas pérdidas. Para que funcione como elevador solo hay que retrasar el primario respecto al secundario, al revés que antes, cuando los disparos del secundario se retrasaban respecto al primario un tiempo que llamábamos el ciclo.

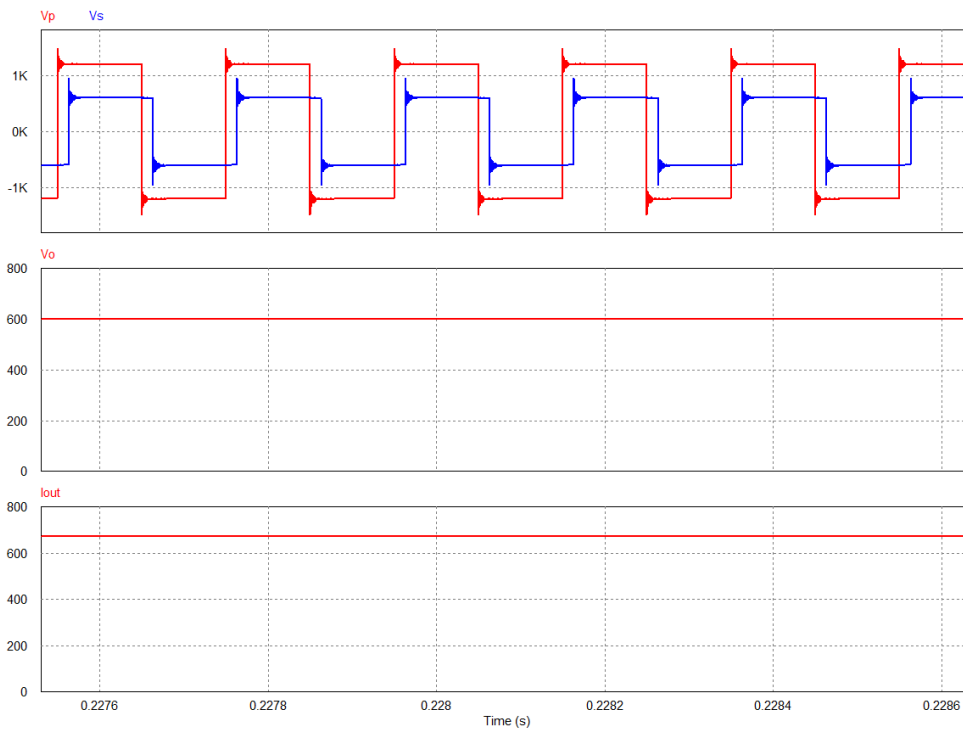


Figura 39 DAB actuando en modo reductor. Arriba tensiones de primario (rojo) y secundario (azul) de transformador. En medio, tensión de salida. Abajo, corriente de salida.

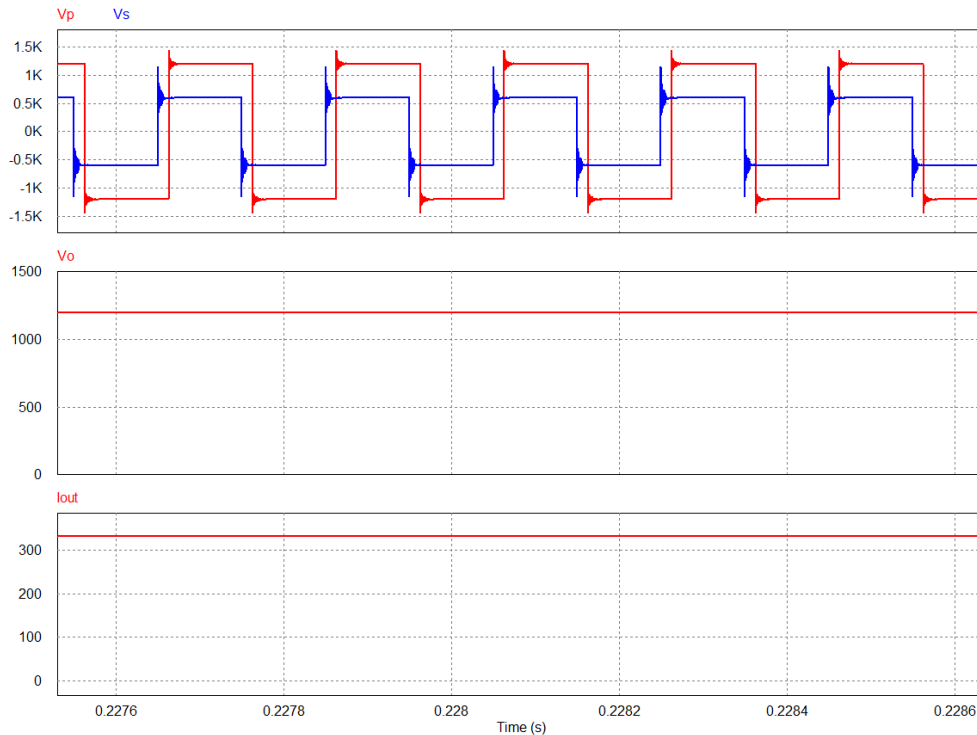


Figura 40 *DAB* actuando en modo elevador. Arriba tensiones de primario (rojo) y secundario (azul) de transformador. En medio, tensión de salida. Abajo, corriente de salida.

Se puede conectar esta conclusión con las dos soluciones que ofrecía la ecuación 70 para el cálculo del ciclo de trabajo. Una de ellas aplica en modo reductor, la que inicialmente habíamos considerado (ecuación 72), y la otra para el modo elevador.

En comparación con las topologías sin aislamiento estudiadas, se observa que el *DAB* nos permite trabajar con algo más de 400kW empleando cuatro módulos dobles. El elevador-reductor permitía unos 300kW por módulo, luego la densidad de potencia que admiten las topologías sin aislamiento es de hasta tres veces superior. Si se hubiese empleado un *IGBT* más optimizado en cuanto a niveles de tensión y corriente se podría haber corregido en parte este desajuste, pero quedando aún lejos de las soluciones sin aislamiento. Harían falta semiconductores de muchas menos pérdidas para igualar ambas soluciones. Los semiconductores de carburo de silicio (*SiC*) podrían ser la solución.

6.3.1 Método alternativo de control *DAB* (modo transformador)

Hasta ahora se ha planteado el lazo de control del *DAB* para que la tensión de salida fuese un valor constante e independiente de la tensión de entrada o la carga. Podría pensarse en emular el funcionamiento de un transformador ideal en el cual la tensión de salida siempre es proporcional al de la entrada e independiente de la carga. En tal caso habría que aplicar el esquema de control de la figura 40, que no es más que una pequeña variación del anterior. El criterio de cálculo de los parámetros del control es el mismo. Solo es necesario recalcular el nuevo punto alrededor del cual se linealiza (d y V_{in}).

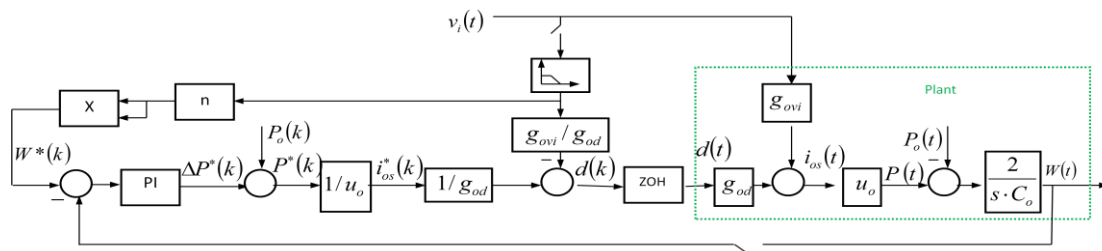


Figura 41 Esquema de control a emplear si se desea regular para que la tensión de salida sea proporcional a la de entrada.

Un control de este tipo puede garantizar el funcionamiento en una de las tres zonas posibles del *DAB* para cualquier condición de carga. Se ha comprobado por simulación que esto no supone ninguna mejora apreciable en cuanto a las pérdidas de potencia en los semiconductores y por tanto se ha descartado su análisis en mayor profundidad.

6.3.2 Control a baja carga del *DAB*

Se puede apreciar que si se intenta hacer funcionar el *DAB* a poca carga habrá problemas para lograr una buena regulación de tensión. A baja carga el tiempo de trabajo teórico puede fácilmente volverse inferior al tiempo muerto, ver figura 38. Ello supone la pérdida de capacidad de control y la imposibilidad de reducir la tensión de salida en caso de que esta suba en algún transitorio (por ejemplo al quitar carga bruscamente).

Una solución parcial a esto pasa por controlar la tensión de salida mediante la inhibición de los pulsos del puente que actúe como entrada. Cuando el control pida un ciclo demasiado pequeño (inferior al tiempo muerto), la generación de pulsos debería evitar el entregar pulsos. Se corta así toda transmisión de energía de un puente a otro, de tal forma que la tensión del condensador de salida se descargue de forma natural sobre la carga.

6.3.3 Uso de condensadores resonantes para reducir las pérdidas en conmutación

Se trata de intentar suavizar las conmutaciones bruscas (abrir o cerrar el dispositivo en presencia de tensión y corriente) añadiendo un pequeño condensador en los terminales colector y emisor de los *IGBTs*. Así se podrían lograr conmutaciones a tensión o corriente cero, lo que permitiría reducir las pérdidas en conmutación.

El concepto del polo resonante, que se muestra gráficamente en la figura 42, explica cómo la tensión en terminales del dispositivo se reduce a cero por causa de la resonancia provocada por este condensador adicional y la inductancia serie que se viene considerando. El circuito *LC* provoca que tras el apagado, durante el tiempo muerto, la corriente siga recirculando por el diodo de libre circulación del *IGBT* complementario, haciendo que la tensión colector emisor sea *0V*. Cuando el tiempo muerto acaba y se enciende el *IGBT* complementario, lo hace a tensión cero. Esto anula las pérdidas en el encendido.

Además se reducen también las pérdidas en el apagado porque el *IGBT* al abrir no corta toda la corriente, sino que una parte de esta se desvía por el condensador.

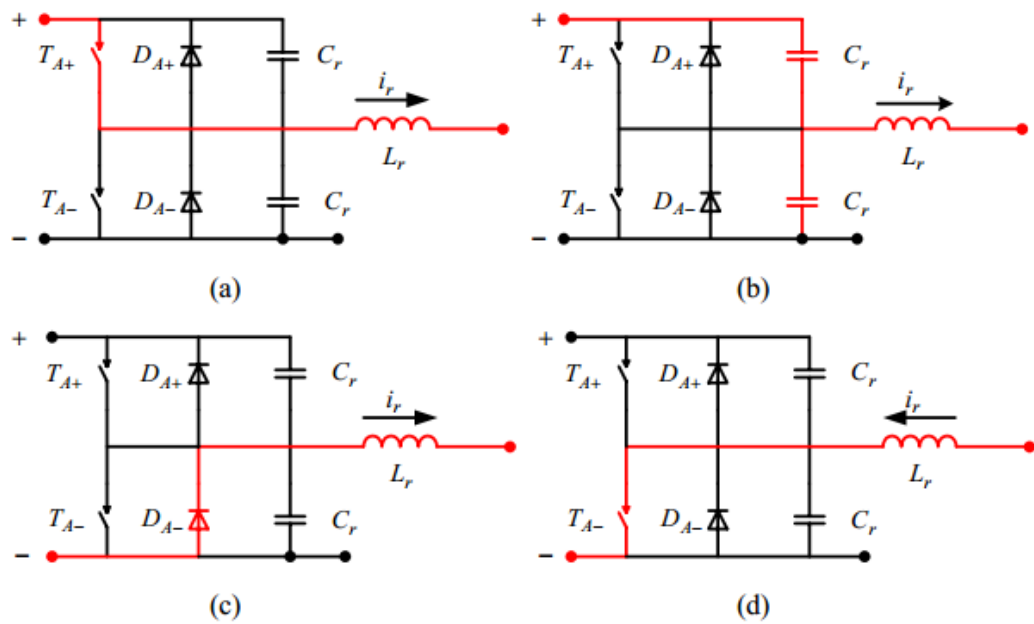


Figura 42 Distintas fases de la conmutación con polo resonante [21].

Las ecuaciones significativas en la transición son las que tienen que ver con el periodo de la resonancia y la duración del tiempo muerto.

$$\frac{1}{2} L \cdot I_{r\min}^2 \geq \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot C_r \cdot V_{DC}^2 \quad \text{Ecuación 92}$$

$$I_{r\min} \geq V_{DC} \sqrt{\frac{2 \cdot C_r}{L}} \quad \text{Ecuación 93}$$

$$t_{dead} \leq \frac{\pi}{2} \sqrt{L \cdot (2C_r)} \quad \text{Ecuación 94}$$

Si no se alcanzan las condiciones necesarias para generar correctamente la resonancia ($I_r < I_{r\min}$) entonces el condensador no llega a descargarse en el intervalo que transcurre el tiempo muerto y el encendido se hace con tensión. Esto provoca un enorme pico de corriente (de más duración cuanto mayor sea la capacidad) que puede llegar a destruir el IGBT. A poca carga el problema tiende a producirse, ya que en estas condiciones la corriente de descarga (I_r) es menor.

En el DAB las transiciones a tensión cero (ZVS) se consiguen de forma natural ya que el diodo siempre está conduciendo cuando el IGBT complementario se enciende. Por ello el concepto de polo resonante no resulta útil para reducir las pérdidas en el encendido. Sin embargo sí podría ayudar a reducir las de apagado.

Para aumentar la zona de conmutaciones suaves empleando condensadores resonantes, de acuerdo a las ecuaciones 92 a 94, hay tres opciones:

-Reducir los tiempos muertos, t_{dead} , opción poco práctica ya que los tiempos muertos son los que aseguran que no se producirán cortocircuitos entre *IGBTs* complementarios y han de limitarse para trabajar de forma segura.

-Reducir la capacidad empleada, lo que sin embargo nos aleja de reducir las pérdidas en el apagado, que son las que hay que principalmente se pueden reducir en el *DAB*.

-Subir el valor de la inductancia, lo que conlleva incrementar peso y coste del equipo.

Así pues, sólo en aplicaciones donde se pueda garantizar que el nivel de carga estará por siempre por encima de unos mínimos será posible implementar una solución de este tipo. Los resultados, de acuerdo a las simulaciones, pueden ser importantes. Así, en nuestro caso:

P=400kW n=0.5 L=40uH dead time 2us	Phv/modulo (kW)	Plv/modulo (kW)
Sin condensadores	3.0	4.5
Con condensadores 100nF en ambos lados	5.2	2.2
Con condensadores 100nF en el lado de baja	3.0	1.7
Con condensadores 10nF en alta y 100nF en baja	2.6	1.7

Tabla 12 en los *IGBTs* y diodos del *DAB* para distintas condiciones sin y con condensador resonante.

Se aprecia el efecto positivo de los condensadores resonantes en el apagado, ya que se han reducido considerablemente las pérdidas. Entre los cuatro módulos hemos reducido las pérdidas al 58%. A cambio, con poca potencia de salida no podremos funcionar. Esta es una consideración altamente limitante que hay que tener en cuenta.

6.4 El concepto del polo resonante aplicado al reductor elevador *MCM*

Se ha visto que el convertidor elevador-reductor funcionando como *MCM* es básicamente un convertidor elevador reductor diseñado para operar en *MCD*. A diferencia del *MCD*, el *IGBT* complementario conmuta en contrafase al principal. La corriente no se mantiene en *0A* sino que se hace negativa. En cuanto a los valores máximos de corriente aparecen algunas pequeñas diferencias respecto al *MCD* que ya hemos analizado cuando dedujimos las ecuaciones de funcionamiento. En lo relativo a pérdidas el comportamiento es ligeramente peor que el *MCD*. Por tanto, hasta ahora, el *MCM* no ha aportado evidencias de mejorar al *MCD* o *MCM*.

Aprovechando que ya se ha introducido el concepto del polo resonante, siguiendo lo expuesto en [15] se va a analizar esta técnica a la topología elevadora-reductora funcionando en *MCM*.

La siguiente figura muestra el convertidor elevador-reductor diseñado para funcionar en *MCD*, disparando los dos *IGBTs* en contrafase, lo que le hace funcionar en *MCM* y con la adición del polo resonante.

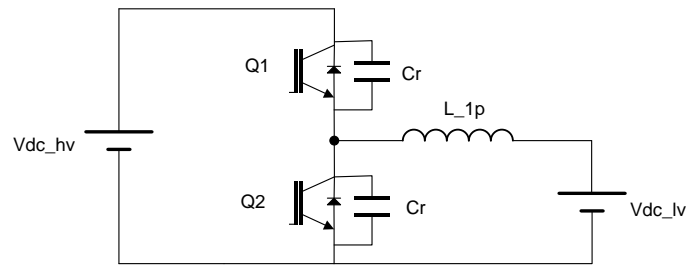


Figura 43 Convertidor elevador-reductor con condensador resonante incluido

La siguiente tabla basada en simulaciones nos sirve para comparar el efecto de emplear dichos condensadores o no en distintos casos.

Lo=45uH	I_igbt_max (A)	P salida (kW)	P_diodo (W)	Pigbt (W)	P_total (W)
Reductor MCD	1147	295	450	4263	4713
Reductor MCD, C=100nF en igbt	1150	295	340	6494	6800
Reductor MCC (Lo=60uH)	1067	340	718	4425	5144
Reductor MCC (Lo=60uH) C=100nF en igbt	1072	340	716	5952	6669
Reductor MCM	1159	295	355	4828	5183
Reductor MCM, Cr=100nF en igbts	1162	295	355	1792	2145
Reductor MCM, Cr=100nF en igbts	682	20	198	1112	1310
Elevador MCM (Lo=45uH)	1142	295	355	4828	5183
Elevador MCM, Cr=100nF en igbts	1259	295	360	926	1286

Tabla 13 Pérdidas en los IGBTs y diodos del reductor para distintas condiciones sin y con condensador resonante.

La reducción de pérdidas en MCM al emplear los condensadores resonantes es enorme (41%). El rendimiento supera el 99%. Como se ve en la tabla, a baja carga el funcionamiento sigue siendo correcto. Por tanto, estamos ante una solución muy interesante.

La siguiente figura nos muestra las formas de onda de corriente y tensión en el IGBT con y sin el condensador resonante y nos da alguna pista del porqué de esta mejoría.

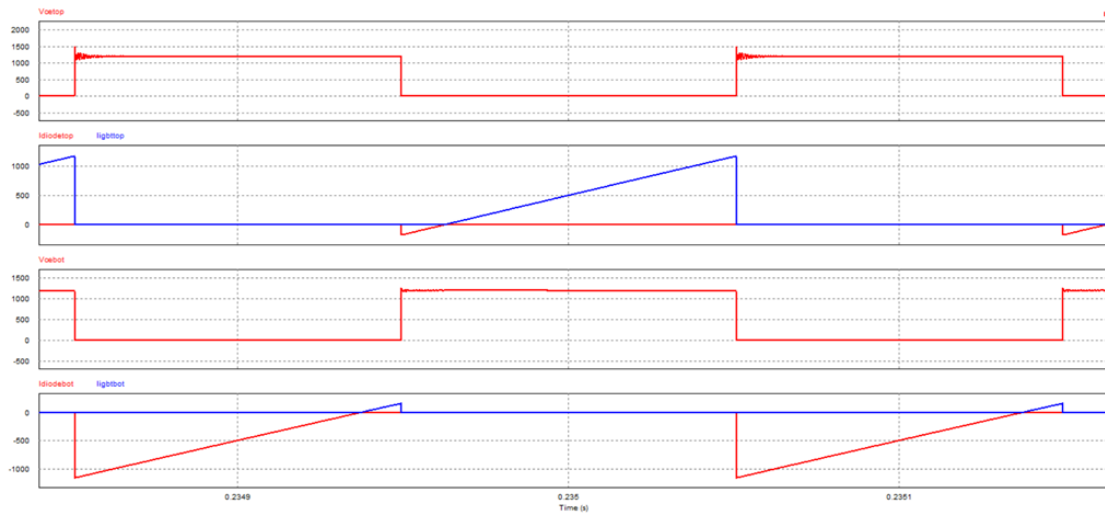


Figura 44 MCM a 295kW, sin condensador resonante: a) Tensión ce en *IGBT*-diodo top b) corriente por diodo (rojo) y por *IGBT* top (azul) c) Tensión colector-emisor en *IGBT*-diodo bottom d) corriente por diodo (rojo) y por *IGBT* bottom (azul)

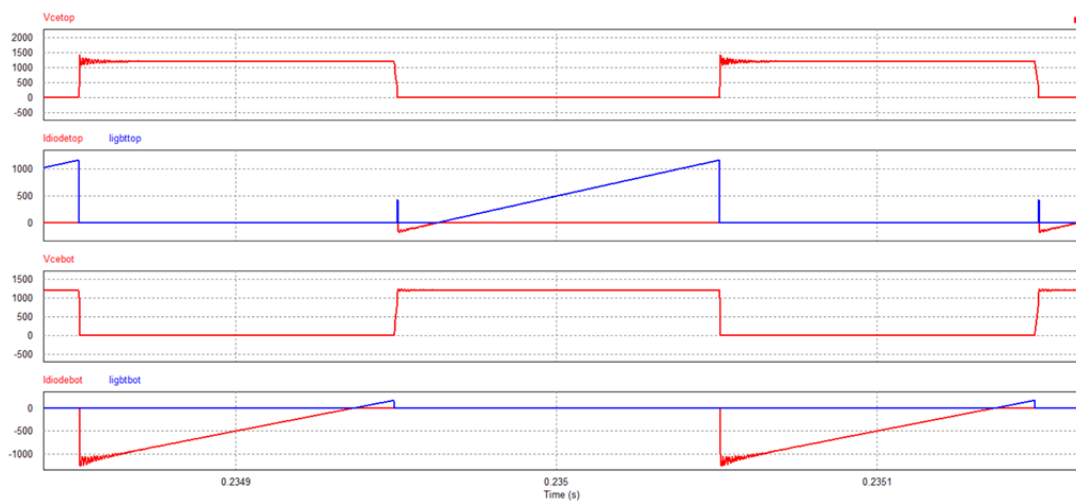


Figura 45 MCM a 295kW, con condensador resonante: a) Tensión ce en *IGBT*-diodo top b) corriente por diodo (rojo) y por *IGBT* top (azul) c) Tensión colector-emisor en *IGBT*-diodo bottom d) corriente por diodo (rojo) y por *IGBT* bottom (azul)

Las derivadas de tensión se han suavizado. Antes de producirse el encendido, siempre hay corriente por el diodo del *IGBT* complementario, luego todos los encendidos son a tensión cero (ZVS), incluso a muy baja carga. En los apagados se consigue que parte de la corriente a cortar se desvíe hacia el condensador, con lo que se reducen las pérdidas por apagado.

Empleando un condensador de 10nF el efecto de reducción de pérdidas es muy poco significativo y con 1uF aparecen oscilaciones indeseadas. Por tanto 100nF parece una buena elección para implementar el condensador resonante en esta aplicación. Se observa que hay un rango estrecho de valores posibles en que elegir el valor de la capacidad resonante y obtener resultados positivos.

Se ha comprobado por simulación que el funcionamiento en modo elevador produce los mismos resultados que el modo reductor en cuanto a las pérdidas. Tanto a alta como a baja carga se logra una drástica reducción de pérdidas, empleando en ambos casos el mismo condensador resonante.

Cabe pensar en subir la potencia a manejar, ya que la otra posible limitación (corriente por semiconductor) está lejos de ser alcanzada. Al subir la potencia hay que bajar la inductancia para mantener el funcionamiento en *MCM*. Retomando el cálculo inicial según el cual con 22uH se podían alcanzar 590kW para llegar al límite de corriente máxima del *IGBT*. Obtenemos:

Lo(uH)	I_igbt_max (A)	P salida (kW)	P_total (W)
22	2353	590	8739

Tabla 14 Pérdidas en los *IGBTs* y diodos del reductor *MCM* con condensador resonante para la máxima corriente posible por el semiconductor.

Se superamos la potencia máxima admisible. De nuevo la corriente deja de ser una restricción. Tanteando distintas posibilidades y se llega a:

Modo	Lo (uH)	I_igbt_max (A)	P salida (kW)	P_total (W)
Reductor	30	1841	500	4954
Elevador	30	1867	500	4140

Tabla 15 Pérdidas en los *IGBTs* y diodos del reductor y del elevador *MCM* con condensador resonante para la máxima potencia de pérdidas posible en el semiconductor.

Esta solución, que emplea 30uH para trabajar en *MCM* con 500kW y condensadores resonantes de 100nF, arroja un rendimiento extraordinario del 99.0% en el caso del reductor y del 99.1% en el del elevador. Es importante hacer notar que este balance de pérdidas contempla solamente las pérdidas en semiconductores.

Es interesante comprobar el funcionamiento a baja carga. Y merece la pena hacerlo porque el resultado es muy positivo.

Potencia (kW)	Pérdidas (kW)	Ibob_rms (A)
500	4.9	1020
100	3.6	605
10	2.7	579

Tabla 16 Pérdidas en los *IGBTs* y diodos y corriente eficaz por la bobina del reductor en *MCM* con condensador resonante de 100nF para diferentes potencias de salida.

Como se aprecia en la tabla anterior, el buen funcionamiento en cuanto a pérdidas se mantiene a muy bajas cargas, lo cual es una característica magnífica.

Analizando por otro lado la forma de onda de la corriente por la bobina a muy baja carga se observa que, aunque tiene un valor medio próximo a $0A$, posee un valor eficaz bastante alto. Ello repercute directamente en el rendimiento a bajas cargas, pues las pérdidas en la bobina (que no se han tenido en cuenta hasta ahora en los análisis de pérdidas) serán muy altas en estas condiciones, a diferencia de el *MCD* o el *MCC*. La siguiente figura muestra la forma de onda de corriente por la bobina funcionando a 10kW de potencia de salida.

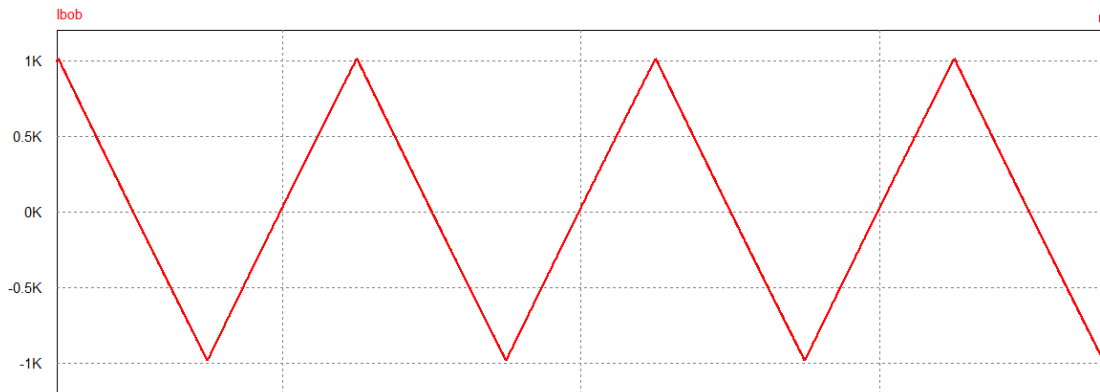


Figura 46 Corriente por la bobina del *MCM* reductor suministrando a 10kW

Este comportamiento es propio del *MCM* y no tiene que ver con el hecho de emplear o no condensadores resonantes.

6.5 Recopilación de las soluciones propuestas

El objetivo del estudio iniciado en este trabajo no es tanto buscar unas soluciones óptimas o cuantitativamente exactas, sino un primer acercamiento, analítico y sistemático a los distintos circuitos, identificar aspectos significativos del diseño y obtener una primera estimación de diseños factibles. Por tanto no haremos especial énfasis en las decisiones y resultados, que deberían ser cotejados experimentalmente antes de dados por buenos, pero sí recogeremos a modo de resumen una tabla con las principales características de los diseños propuestos.

Para que las comparaciones sean realistas, se considerará que los circuitos elevadores reductores trabajan en una configuración con 6 módulos dobles en paralelo desfasados 60° . Esto corresponde a emplear los seis módulos típicamente empleados en un inversor de dos niveles en configuración *back-to-back* como el de la figura 3. Por sencillez, y vistos los resultados, no se diferenciará entre funcionamiento elevador y reductor ya que las potencias manejables y pérdidas son similares. Además no se tendrán en cuenta las pérdidas en inductancia y transformador.

En cuanto al circuito *DAB*, emplearemos los mismos seis módulos que en el elevador-reductor, pero dispuestos en una configuración que pueda permitir exprimir un poco mejor sus características: dos módulos en el primario formando un puente y un transformador con dos secundarios. De cada secundario colgarían dos puentes (es decir cuatro módulos) en paralelo sobre el mismo bus de salida. Al final resulta el mismo número de *IGBTs* que el elevador reductor de 6 ramas, 12 *IGBTs* en total.

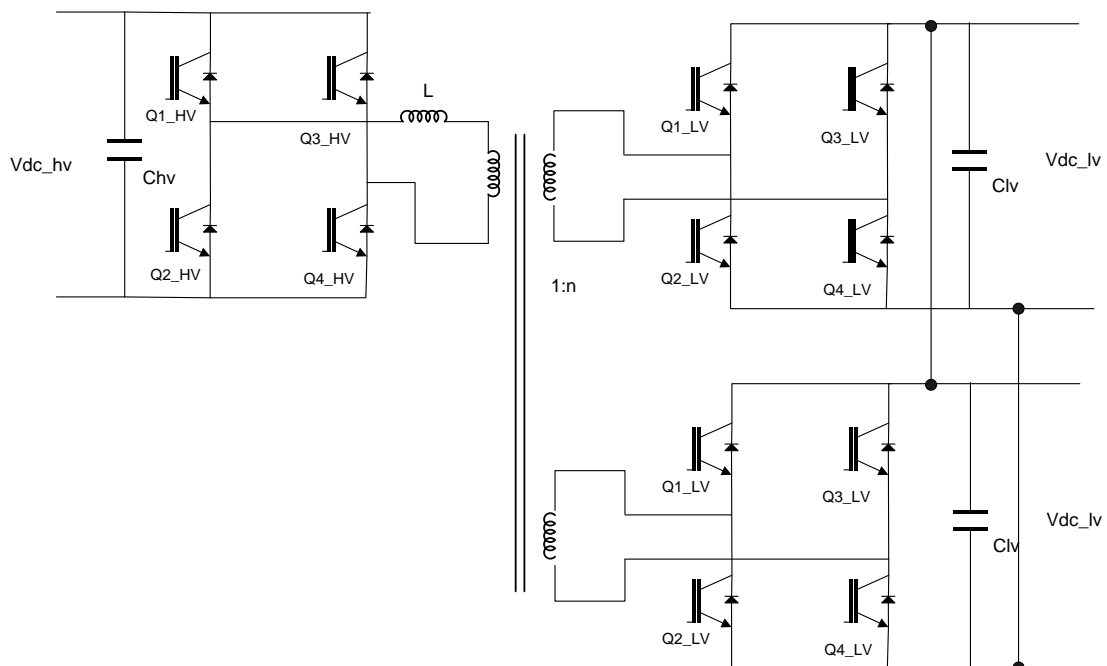


Figura 47 Topología *DAB* empleada en la comparación con 6 circuitos elevadores reductores en paralelo.

Las simulaciones arrojan que se obtendrían 5.7kW de pérdidas en cada uno de los dos módulos del lado de alta y 4kW en cada uno de los cuatro del de baja. En total 27.4kW de pérdidas.

Circuito	L (uH)	n	Po(kW)	Rendimiento (%)
<i>MCD</i>	45	-	1860	98.4
<i>MCC</i>	60	-	2040	98.5
<i>MCM</i> con condensador resonante	30	-	3000	99.0
<i>DAB</i>	40	0.5	600	95.4

Tabla 17 Recopilación de resultados de las distintas soluciones propuestas haciendo uso de seis módulos dobles.

Cabe señalar que a causa de su bajo rendimiento, la topología *DAB* no resulta competitiva en términos de potencia manejable ni de eficiencia, cuando se la compara con la topología elevadora reductora. Dentro de esta última, la opción de elevador-reductor funcionando en *MCM* con condensadores resonantes presenta un rendimiento extraordinario.

Capítulo 7

7 Integración del sistema de almacenamiento de energía en un sistema de inyección a red

El análisis que se ha llevado a cabo ha servido para tener una idea orientativa de la potencia que puede manejar el convertidor continua-continua en función de la topología que se escoja. Es importante recordar que todas las conclusiones vienen determinadas por la limitación autoimpuesta de emplear una solución estándar en conversión CC/CC. Al ir explorando los límites de funcionamiento de las distintas soluciones de convertidor CC/CC se han ido revisado qué criterios deben ser aplicados. El proceso seguido hasta ahora podría ser empleado para revisar las posibilidades de cualquier otra topología de convertidor CC/CC.

A partir de ahora el estudio se centrará en la integración del convertidor CC/CC en una aplicación real como es la de un aerogenerador conectado a la red eléctrica.

7.1 Descripción del sistema de inyección a red

El convertidor de aerogenerador seleccionado es aquel que empleaba el módulo CA/CC original. Es decir, trabajaba con una tensión de bus de 1200V, unos IGBTs de 2400A conmutando a 5kHz y una tensión del lado red de 690V. El convertidor se divide, básicamente, en dos inversores. Por un lado el del lado generador, que convierte la corriente alterna proporcionada por un generador de imanes permanentes en corriente continua. Y por otro lado el inversor de lado red que convierte la corriente continua en corriente alterna. Este inversor dispone de una inductancia trifásica entre los semiconductores y el transformador de red. Hacia la red eléctrica se podrá entregar tanto potencia activa como potencia reactiva. La potencia activa vendrá en condiciones normales desde el generador y en condiciones puntuales desde las baterías. La potencia reactiva se podrá entregar siempre y cuando el operador de red lo necesite y en la medida que el dimensionamiento en corriente del convertidor del aerogenerador lo permita.

7.2 Integración de los sistemas a través del convertidor CC/CC

Se pretende acoplar el sistema de baterías al convertidor del aerogenerador. Para ello se conectará el bus de continua del convertidor del aerogenerador al lado de alta de un convertidor CC/CC. El lado de baja de este convertidor irá conectado al banco de baterías, cuya tensión nominal es de 600V. El convertidor actuará de forma bidireccional, es decir, en condiciones normales desviará una pequeña cantidad de energía procedente del generador hacia las baterías a fin de mantenerlas cargadas. Estará actuando como reductor. En condiciones excepcionales, cuando se desee entregar un extra de potencia hacia la red, el convertidor pasará a funcionar como elevador transfiriendo energía de las baterías al bus de continua. Luego, el convertidor CC/CA del aerogenerador volcará ese extra de energía hacia la red eléctrica.

El convertidor del aerogenerador impone una serie de limitaciones al funcionamiento del convertidor CC/CC. Básicamente se trata de que frente a los posibles transitorios de potencia activa o reactiva, la tensión de bus se mantenga dentro de unos márgenes que eviten la desconexión del equipo por tensión de bus demasiado alta o demasiado baja. En nuestro caso estos márgenes podrían establecerse en 1300V y 1100V.

A la hora de decidir cuál de las opciones de convertidor CC/CC elegir de entre las analizadas hay dos particularmente interesantes. Por un lado la topología elevadora reductora sin aislamiento funcionando en modo de conducción mixto (*MCM*) y por otro lado la topología dual active bridge. La primera resulta muy interesante por el magnífico rendimiento que presenta, y el rendimiento es una exigencia fundamental en las aplicaciones energéticas. La segunda opción presenta la característica de dotar de aislamiento galvánico la interconexión. Se ha optado por centrar el estudio en la segunda opción, dado el interés a nivel de investigación que despierta en la actualidad. Sin embargo en la práctica, a efectos de simular la integración de sistemas no deberían en principio encontrarse diferencias significativas entre una u otra opción.

7.3 Modelo de simulación integrado

Se ha empleado *Matlab Simmulink* para llevar a cabo estas simulaciones. Para simular de forma simplificada el sistema se ha dividido el mismo en una serie de bloques:

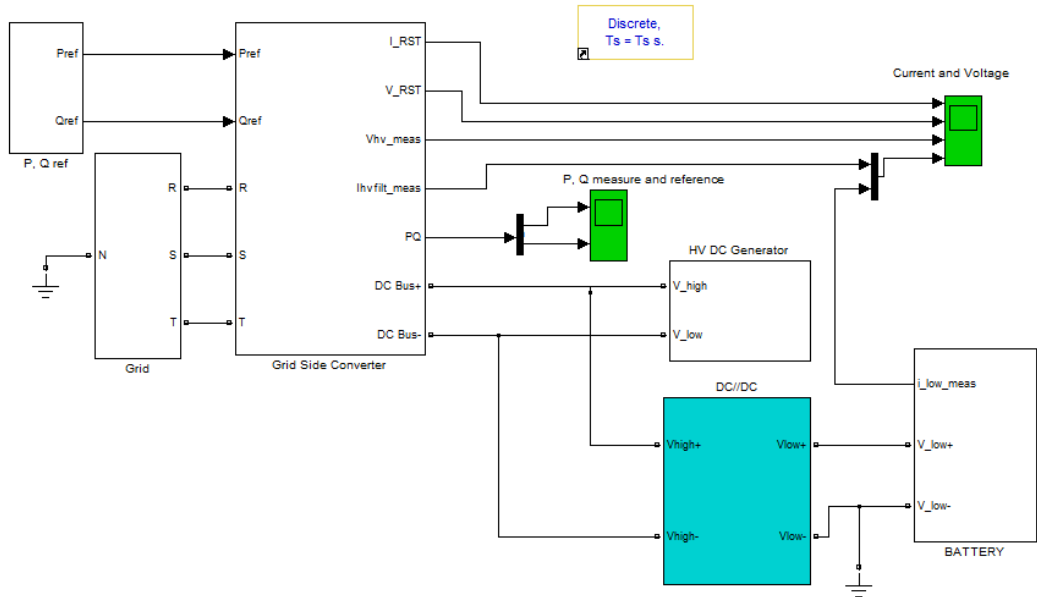


Figura 48 Diagrama de bloques Simulink del sistema compuesto por el convertidor del aerogenerador y un convertidor CC/CC (en azul) conectando el bus de continua con las batería.

-**Bloque de red (Grid)** que contiene el modelo de red eléctrica de 690V, incluyendo la impedancia de cortocircuito. En el caso que nos ocupa la impedancia de cortocircuito es de 1mOhm y 59uH, lo cual es un valor realista para una red relativamente débil. El punto neutro de este sistema en estrella es la referencia de tierra del circuito, tal y como se implementa en la realidad.

-**Bloque de referencias de potencia activa y reactiva (P , Q_{ref})**. Este bloque envía las consignas de potencia activa y reactiva a entregar. Se han considerado saltos en la referencia 400kW y ± 300 kVA.

-**Bloque del convertidor del aerogenerador, lado red (Grid Side Converter)**. Incluye el inversor CC/CA y la inductancia de salida, de 225uH. Contiene además los bloques de medida y algoritmos de control y modulación para funcionamiento en lazo cerrado. Es un clásico sistema de control vectorial en ejes dq , ampliamente estudiado. El modelo *Matlab* ha sido construido específicamente para este trabajo siguiendo las directrices aportadas por [22] que se resumen en las figuras 49 y 50. El modelo incluye alguna aportación propia en relación a la medida de tensión de red que se explica en el apartado 10.1.

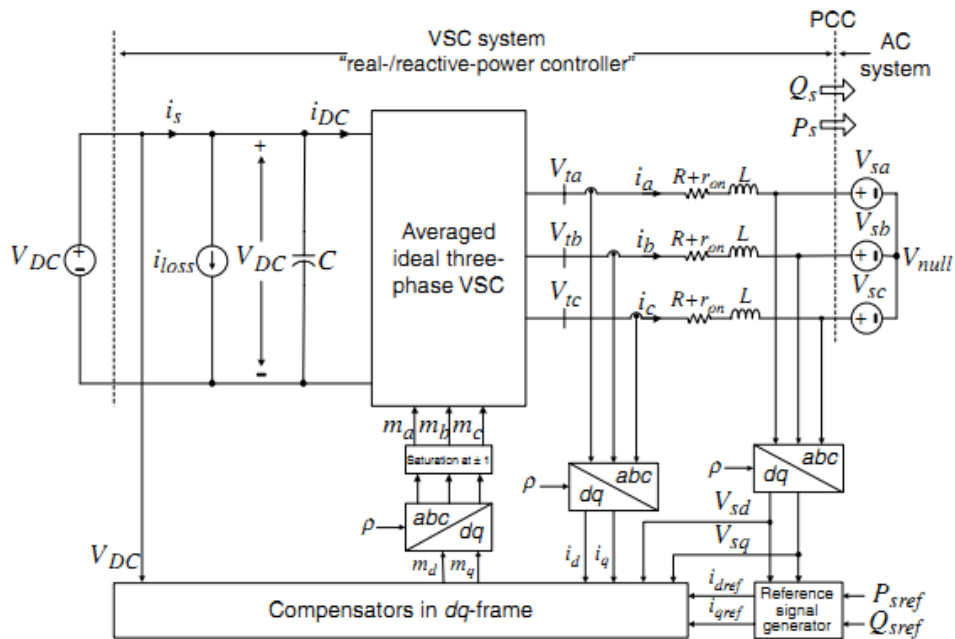


Figura 49 Convertidor de lado red. Esquema de control genérico de un convertidor en fuente de tensión para el control de potencia activa y reactiva en marco de referencia dq

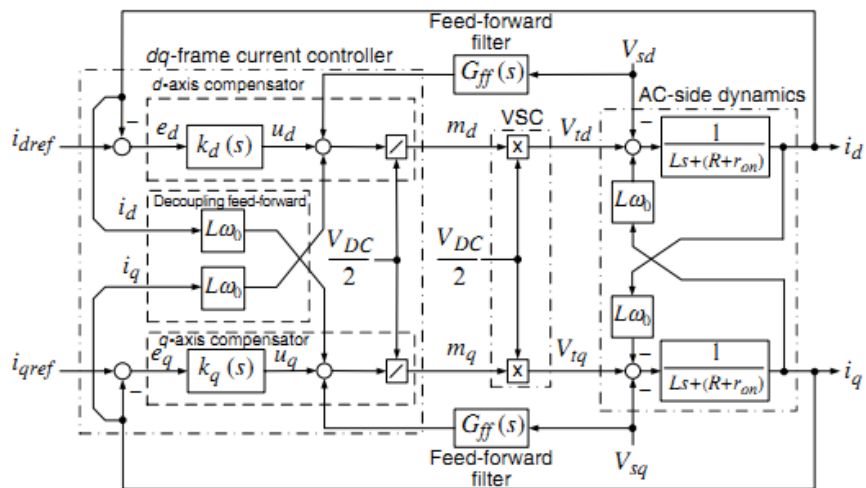


Figura 50 Convertidor de lado red. Diagrama de bloques del control de los compensadores y su interconexión con el modelo de la inductancia y red.

-Bloque del convertidor del aerogenerador, lado generador (HV DC Generator). Correspondería a un inversor de lado generador con su control asociado y al modelo de un generador síncrono de imanes permanentes movido por energía cinética. Todo ello en realidad es una fuente de tensión, y se ha optado por modelar lo anterior por una fuente de tensión continua de 1200V en serie con una impedancia de elevado valor, 1ohm. Con esta impedancia tan alta se pretende simular el efecto de cuando llega una consigna de potencia activa elevada, la fuente de tensión al tratar de aportar dicha potencia reduzca el nivel de tensión que aporta en el bus debido al efecto de la impedancia de salida. Al caer la tensión del bus, automáticamente entrará el convertidor CC/CC a aportar la energía necesaria procedente de las baterías para mantener la tensión del bus en el nivel original. De este modo serán las baterías quienes aporten la energía necesaria para satisfacer la potencia comandada.

-Bloque de batería (Battery). Es el modelo de la bancada de baterías empleada para almacenar energía. Se ha modelado de forma simplificada mediante una fuente de tensión ideal de 600V en serie con una resistencia de valor relativamente alto, 10mohm y una resistencia en paralelo de 18ohm. Con la resistencia en serie se pretende simular de alguna forma el efecto de caída de tensión proporcional a la corriente de salida de la batería, y con la resistencia en paralelo el consumo necesario para mantener la batería cargada. Es evidente que este modelo de batería está lejos de la realidad. El modelo de una batería presenta una elevada complejidad debido a las lentas constantes de tiempo, el efecto memoria que presentan los procesos de carga y descarga o a la elevada dependencia de la temperatura, entre otras cosas. El terminal de polaridad negativa de las baterías debe ser conectado a tierra por indicación de los fabricantes. Ello sólo es posible gracias al aislamiento galvánico que proporciona el convertidor CC/CC. Las ventajas de poder poner a tierra un componente son muy importantes para la protección de ese dispositivo, y ya se han explicado en apartados anteriores. De haberse elegido un convertidor CC/CC sin aislamiento galvánico, solo se hubiera podido poner a tierra un punto, bien el negativo de baterías o bien el neutro del transformador. En los aerogeneradores actuales suele ser el punto neutro de la estrella que conforma el secundario del transformador el punto que se pone a tierra, por lo que emplear un convertidor CC/CC sin aislamiento para conectar las baterías obligaría a cambiar esta configuración típica.

-Bloques de visualización. De entre las muchas medidas interesantes que podrían efectuarse para verificar el correcto funcionamiento del sistema integrado, se han destacado el seguimiento a las consignas de potencia activa y reactiva y la visualización de las formas de onda de tensión y corriente de red y de tensión y corriente de bus.

-Bloque convertidor continua-continua (DC-DC). Este es el bloque que representa al convertidor *DAB* bidireccional que conecta baterías con bus de continua. Integra los puentes *H* de alta y baja, el transformador, la inductancia serie con el transformador y los bloques de medida, algoritmos de control y modulación de los disparos de los *IGBTs*.

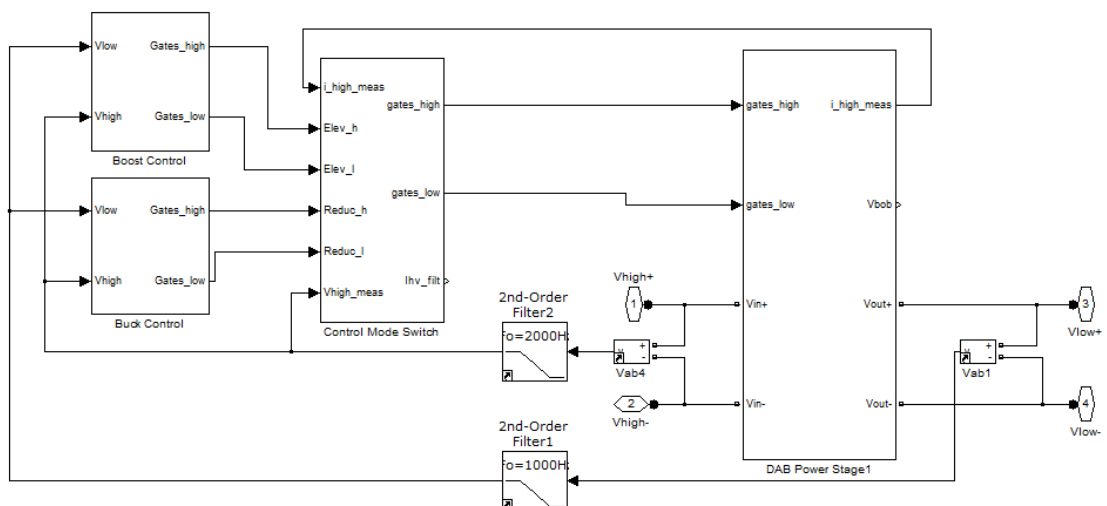


Figura 51 Esquema de bloques del convertidor CC/CC

El convertidor CC/CC cuenta con los siguientes bloques principales:

- Etapa de potencia (*DAB Power Stage*). Modela los componentes de potencia, lo que incluye los dos puentes H de los lados de alta y baja, con sus *IGBTs* conmutando a 5kHz, transformador con relación 0.5, y la inductancia serie de valor 40uH.
- Controles en modo elevador y reductor (*Boost Control* y *Buck Control*). Ambos reciben las mismas lecturas de tensión y generan los pulsos de disparo hacia los *IGBTs*. Es el mismo control que ya se explico en los apartados iniciales y que sirvió para realizar las simulaciones relativas a la parte de potencia para valorar las pérdidas de potencia.
- Selector del modo de funcionamiento (*Control Mode Switch*). En función de las tensiones y corrientes selecciona cuál de los modos de funcionamiento posibles (elevador o reductor) debe aplicarse. En el interior de este bloque se alberga la lógica de estados que gobierna el modo de operación, cuya lógica es la siguiente:

-Cuando la tensión del bus cae por debajo de un cierto umbral (1160V), entra el modo elevador.

-Cuando la corriente filtrada del bus cae por debajo de un cierto umbral (0A), entra el modo reductor.

-Si ambas condiciones se producen al mismo tiempo, la prioridad está del lado de la primera condición.

-Si ninguna de las dos condiciones se cumple, se mantiene el estado previo.

7.4 Resultados

A continuación se muestran algunas gráficas con los registros de los resultados más significativos.

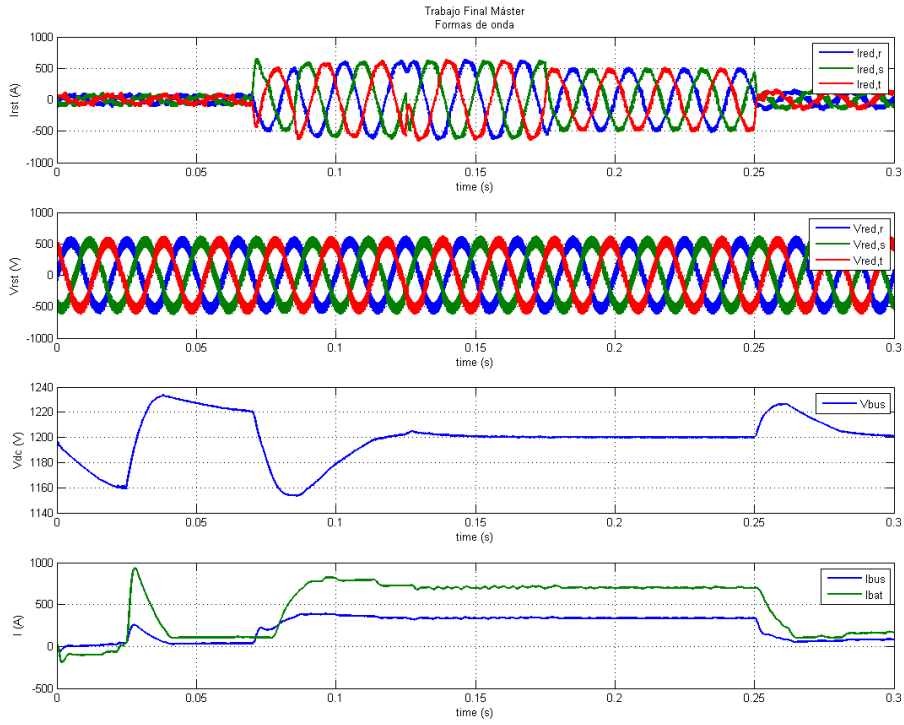


Figura 52 Formas de onda de 1) corriente inyectada a red, 2) tensión de red, 3) tensión de bus y 4) corriente de bus (azul) y de batería (verde) filtradas.

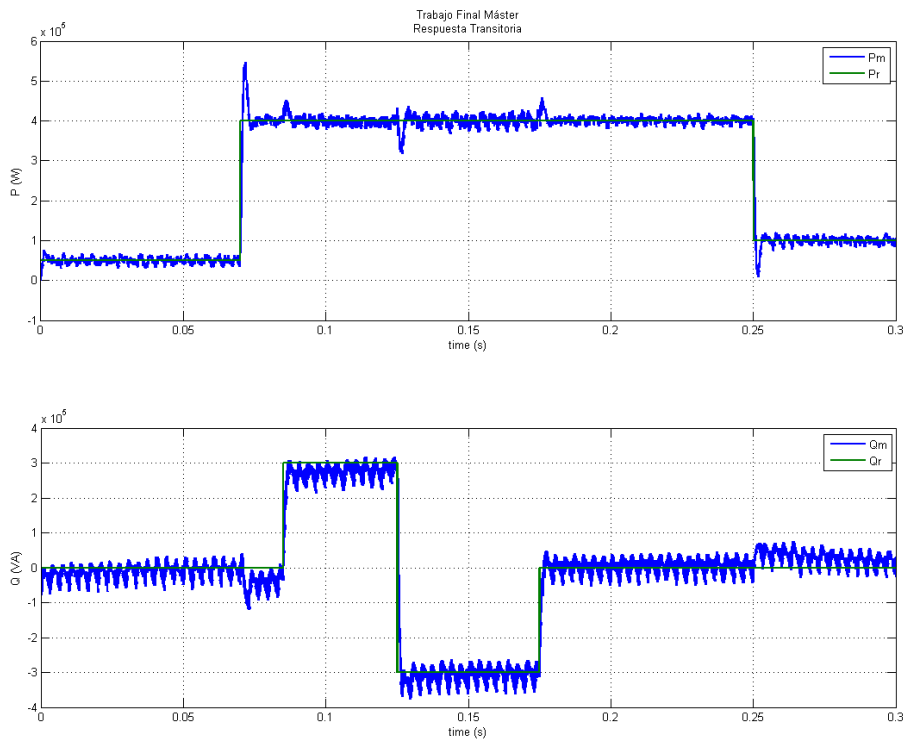


Figura 53 Respuesta transitoria frente al escalón de consigna de potencia activa (arriba) y reactiva (abajo)

Tramo 1. De 0ms a 70ms

Se parte de una situación inicial en que se están entregando 40kW hacia la red. Esta potencia proviene inicialmente de la fuente de tensión que modela al generador. La batería se está cargando a través del convertidor CC/CC que actúa en modo reductor. La fuente se va cayendo debido a su alta impedancia serie, y cuando la tensión de bus llega a 1160V, el convertidor CC/CC entra en modo elevador y empieza a cargar el bus a partir de la energía que entrega la batería. Lo hace inyectando un fuerte pico de corriente de hasta 1000A hacia el bus. Al llegar a los 70ms la tensión del bus ya se está estabilizando hacia 1200V, tras haber sobreoscilado de forma amortiguada llegando a alcanzar 1230V, un nivel perfectamente aceptable.

Tramo 2. De 70ms a 250ms

Se introduce una consigna de escalón de potencia activa para que la potencia llegue a 400kW. La tensión de bus cae hasta 1150V y se recupera de tal forma que en el instante 150 ms ya ha recuperado su nivel nominal de 1200V. El convertidor CC/CC se queda pues entregando los 400kW que se demandan, manteniendo el bus en 1200V y consumiendo 670A de la batería. El transitorio de potencia entregada presenta una sobreoscilación de unos 150kW durante 1ms. La forma de onda de la corriente entregada a la red es perfectamente senoidal, con el rizado de corriente correspondiente a la frecuencia de conmutación.

En el instante 85ms se produce la consigna de inyectar 300kVA de reactiva. Como era de esperar no hay ninguna afección hacia el bus de continua, que no se ve perturbado. La potencia reactiva es manejada en exclusividad por el inversor de lado red. Se aprecia como la corriente de red aumenta su amplitud por el incremento de potencia aparente.

En el instante 125ms la consigna de reactiva cambia de +300kVA a -300kVA. No hay afección al bus de continua, aunque sí una pequeña alteración en la potencia activa entregada. Esto era de esperar ya que el lazo de control de corriente de los ejes d y q no están perfectamente desacoplados. Es interesante apreciar el brusco cambio de fase de la corriente inyectada a red.

En el instante 175ms la consigna de reactiva se hace nula. Toda la potencia que se entrega vuelve a ser activa.

Tramo 3. De 250ms a 300ms

Se reduce la consigna de potencia activa de 400kW a 100kW. Como era de esperar la tensión del bus presenta un transitorio en el que la tensión alcanza 1230V y recupera su valor nominal en unos 50ms.

Conclusión

En conclusión podemos decir que los transitorios registrados en tensión y corriente provocan cambios en la tensión y corriente que están bien controlados, siguen correctamente a las referencias y se mantienen dentro de los rangos de tensión y corriente que los IGBTs pueden soportar con seguridad, y también dentro de los rangos admisibles sin paradas por tensión de bus alta o baja (1300V a 1100V). Los transitorios de tensión no superan 1250V lejos del límite

de 1300V ni caen por debajo de 1150V, con lo que no hay riesgo de desconexión por tensión alta o baja. En cuanto a la corriente, los picos no superan los 1000A lejos del límite de 2400A que admiten los *IGBTs* empleados.

Capítulo 8

8 Conclusiones y trabajo futuro

Tanto en las topologías sin aislamiento como en las que llevan aislamiento, para el tipo de *IGBT* escogido, las limitaciones en cuanto a la potencia manejable provienen de las pérdidas máximas disipables por el módulo y no de la corriente máxima que por ellos puede circular.

En la aplicación estudiada y en las topologías sin aislamiento, el convertidor elevador-reductor diseñado para funcionar en *MCC* es capaz de manejar algo más de potencia que el diseñado para *MCD*, pero sin embargo requiere una inductancia algo mayor. La cantidad de potencia que puede manejar un diseño en tanto en *MCD* como en *MCC* viene limitada por las pérdidas admisibles. En este caso concreto, si se parte de un diseño en *MCC* y se reduce ligeramente la inductancia (75%) el diseño pasaría a operar en *MCD* y sería capaz de manejar algo menos de potencia (87%). Parece que con las restricciones actuales en cuanto a corriente máxima y pérdidas admisibles, el diseño óptimo tiende a converger hacia el punto límite entre *MCC* y *MCD*.

El funcionamiento en *MCM*, que supone diseñar el circuito en *MCD* y controlar los dos *IGBTs* con un desfase de 180°, puede lograr una importante reducción de pérdidas si se emplean condensadores resonantes. Se unen las bajas pérdidas en recuperación propias del modo *MCD*, con la reducción en pérdidas por apagado resultantes del uso de condensadores resonantes. En simulación parece que éstas pueden reducirse hasta la mitad. Como consecuencia, no solo se logra una mejora en el rendimiento sino que además se logra trabajar con más potencia con los mismos semiconductores. Y lo que es más interesante, que en *MCM* el uso de los condensadores resonantes no limita el funcionamiento del convertidor a bajas cargas.

Las topologías con aislamiento son bastante menos óptimas en cuanto a la potencia manejable por módulo de *IGBT*. Ello se debe al elevado número de semiconductores a emplear en el circuito. La opción de trabajar con condensadores resonantes para reducir pérdidas puede resultar atractiva sólo si las condiciones de carga y tensiones de entrada se encuentran bien acotadas en los márgenes seguros de funcionamiento.

La integración del convertidor CC/CC entre las baterías y el bus de continua es correcta. Se observa que el convertidor es capaz de hacerse con el control del bus de forma rápida y precisa. La dinámica es rápida debido al hecho de que la constante de tiempo del sistema es pequeña, ya que la inductancia del convertidor CC/CC es pequeña. Los transitorios de tensión de bus entran holgadamente dentro del rango de tensiones en los cuales no se producen desconexiones.

Propuestas de trabajo futuro

Sería muy interesante validar experimentalmente, mediante algún prototipo a escala, la previsible reducción de pérdidas del convertidor reductor-elevador funcionando en *MCM* con condensadores resonantes. Habría que explorar si aparecen efectos no deseados, como tal vez podría ser una pérdida de controlabilidad a baja carga, resonancias no deseadas, etc. Deberían encontrarse métodos analíticos que permitan prever los efectos de diferentes capacidades resonantes a fin de acotar los valores óptimos de éstas.

En cuanto a la aplicación concreta estudiada, parece que el modelo de IGBT empleado no es el óptimo por niveles de corriente, lejos de alcanzarse, ni por niveles de tensión, lejos de alcanzarse en el secundario del DAB. En caso de plantearse seriamente el desarrollo de la aplicación analizada, debería explorarse el impacto de emplear distintos *IGBTs* a fin de reducir pérdidas y mejorar el rendimiento.

Como se ha visto, los convertidores CC/CC tienen un futuro muy prometedor como parte de los sistemas de almacenamiento de energía basados en supercondensadores y baterías. Estas son las cargas con las que más probablemente interaccionarán. Una vez decidido el tipo de sistema de almacenamiento, debe modelarse en detalle el comportamiento de dicha carga. A continuación podrá abordarse con rigor el estudio del control óptimo. Este deberá tener en cuenta factores tales como la dinámica muy lenta de condensadores y baterías, los distintos métodos de carga: a corriente constante o a tensión constante, el modelado del efecto memoria de las baterías, la temperatura, el envejecimiento, el sistema de equilibrado de las ultracapacidades, etc.

Los convertidores con aislamiento podrán ser una alternativa interesante cuando se consiga reducir las pérdidas en conmutación de los elementos semiconductores tradicionales. El desarrollo de los nuevos semiconductores de carburo de silicio (*SiC*), con muchas menos pérdidas en conmutación, hará de estas topologías una alternativa muy competitiva. Probablemente se acerquen a las topologías sin aislamiento o la transmisión en CA en muchos aspectos y las superándolas en otros. Convendría estar preparados para la llegada masiva de semiconductores *SiC* que debe producirse en pocos años. Debería avanzarse en el diseño, ajuste y montaje de prototipos basados en semiconductores tradicionales. Sería muy interesante la implementación del control del DAB en una plataforma digital específica. Los nuevos semiconductores tardarán un tiempo aún en estar plenamente disponibles en el mercado, pero estar preparados para su llegada, con las topologías bien estudiadas y los modelos de control bien ajustados, ahorrará un tiempo precioso en el desarrollo de estas soluciones.

9 Bibliografía

- [1] F. Díaz, A. Sumper, O. Gomis y R. Villafáfila, «A review of energy storage technologies for wind power applications,» de *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2012.
- [2] CAF / Alstom, «Optimal Strategy to Innovate and Reduce energy consumption in urban rail Systems Rev 4,» 2014.
- [3] Z. Wen, J. Cao y Z. Gu, «Research on sodium sulfur battery for energy storage,» 2008.
- [4] K. Zaghib, M. Dontignya y A. Guerfi, «Safe and fast charging Li-ion battery with long shelf life for power applications,» de *Journal of Power Sources*, 2011.
- [5] P. Hall y E. Blain, «Energy storage technologies and electricity generation,» de *Energy Policy*, 2008.
- [6] P. Li, «Energy storage is the core of renewable energy technologies,» de *Nanotechnology Magazine*, 2008.
- [7] I. Hadjipaschalis, A. Poullikkas y V. Efthimiou, «Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications,» de *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2009.
- [8] M. Beaudin, H. Zareipour, A. Schellenberglobe y W. Rosehart, «Energy storage for mitigating the variability of renewable electricity sources: an updated review,» de *Energy for Sustainable Development*, 2010.
- [9] «Maxwell Technologies,» [En línea]. Available: <http://www.maxwell.com>.
- [10] P. Ray, S. Mohanty y N. Kishor, «Proportional-integral controller based small signal analysis of hybrid distributed generation systems,» de *Energy Conversion and Management*, 2011.
- [11] G. Suvire y P. Mercado, «DSTATCOM with Flywheel Storage System for wind energy application: control design and simulation,» de *Electric Power System Research*, 2010.
- [12] W. Du, H. Wang, F. Cheng y J. Wen, «Robustness of damping control implemented by Energy Storage Systems installed in power systems,» de *Electrical Power and Energy Systems*, 2011.
- [13] Y. Rebours y D. Kirschen, «What is spinning reserve?,» 2005. [En línea]. Available: http://www.eee.manchester.ac.uk/research/groups/eeps/publications/reportstheses-aoe/rebours%20et%20al_tech%20rep_2005A.pdf.

- [14] K. Mainali, A. Tripathi, S. Madhusoodhanan, A. Kadavelugu, D. Patel, S. Hazra, K. Hatua y S. Bhattacharya, «A transformerless Intelligent Power Substation. A three-phase SST enabled by a 15kV SiC IGBT,» *IEEE Power Electronics Magazine*, nº September 2015, pp. 31-43, 2015.
- [15] J. Zhang, J. Lai, R. Kim y W. Yu, «High-Power Density Design of a Soft-Switching High-Power Bidirectional dc-dc Converter,» de *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007.
- [16] Semikron, «2xSKiiP 2414 GB17E4-4DUK0018 Data Sheet Rev. 1,» Semikron, 2012.
- [17] M.-H.-2. N. 2, *Military Handbook Reliability prediction of Electronic Equipment*, 1991.
- [18] G. Demetriades, «On Small-Signal Analysis and Control of the Single and the Dual-Active Bridge Topologies,» de *Doctoral Dissertation*, 2005.
- [19] P. Zumel, L. Ortega, A. Lázaro, C. Fernández y A. Barrado, «Control Strategy for Modular Dual Active bridge Input Series Output Parallel,» 2013.
- [20] A. Rodríguez, D. Lamar, A. Vázquez, J. Sebastián y M. Hernando, «An Overall Study of a Dual Active Bridge for Bidireccional DC / DC Conversion,» 2010.
- [21] D. Divan y R. DeDoncker, «Hard and soft-switching voltage source inverters,» de *IEEE 25th Power Electronics Specialists Conference, Tutorial 1*, 1994.
- [22] A. Yazdani y R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, John Wiley, 2010.
- [23] U. Tietze y C. Schenk, *Electronic Circuits*, Springer, 2002.

10 Apéndices

10.1 Filtrado de la tensión de red

A lo largo de la simulación del convertidor en el aerogenerador se ha observado que la tensión de red presenta un importante rizado de tensión. Ello es causado por los armónicos de corriente de alta frecuencia debidos a la conmutación sobre la impedancia de cortocircuito de la red. La medida de tensión juega un papel fundamental en el bucle de control del inversor del lado red, en concreto en el *feed-forward* del bucle re corriente. Dicha medida cuando se lleva al control debe filtrarse mínimamente para no introducir ruido de alta frecuencia, pero por otro lado, el filtrado debe ser el mínimo para no introducir retardos en la fase, que impedirían una correcta sincronización. En la simulación llevada a cabo en este trabajo se ha aprovechado para experimentar con dos tipos de filtrado alternativos al filtrado clásico y compararlos. El filtrado clásico es un *DSP* que muestrea una vez, o a lo sumo dos veces por ciclo de proceso, el cual suele ser del orden de 100 μ s. Con este muestreo tan espaciado se logra un efecto de filtrado de la señal, aunque la reconstrucción de la misma está lejos de reproducir correctamente al que sería primer armónico de tensión, con respecto al cual debe sincronizarse la inyección de corriente. En la figura 54 se muestra el resultado de aplicar dos filtrados alternativos, uno analógico y otro digital. El digital estaría realizado por un dispositivo dedicado específicamente a ello y por tanto con un muestreo mucho más corto, de 10 μ s.

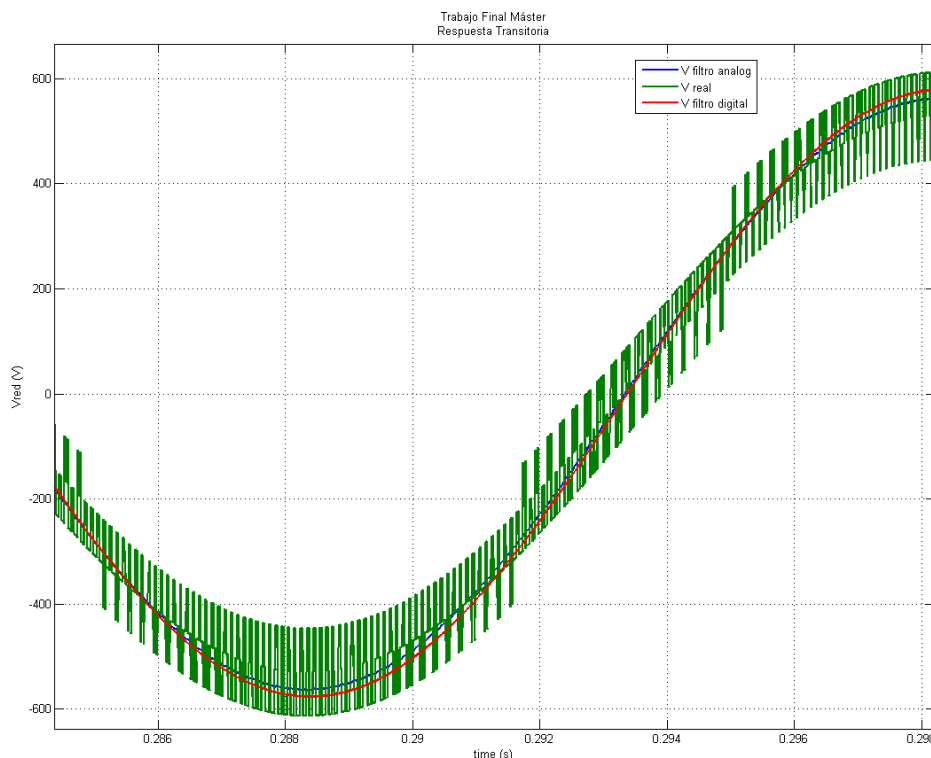


Figura 54 Forma de la tensión de red real (verde), filtrada mediante un filtro analógico de adelanto-retraso (azul) y mediante un filtro digital Butterworth paso banda muestreando a 100kHz (rojo).

Los filtros analógico y digital consiguen un filtrado parecido, si bien parece que el analógico tarda menos ciclos desde el arranque en capturar el primer armónico de la tensión de red. No obstante, en pocos ciclos se igualan. Lo significativo es la buena respuesta del filtro analógico, lo cual le convierte en una alternativa muy interesante por lo económico que resulta implementarlo.

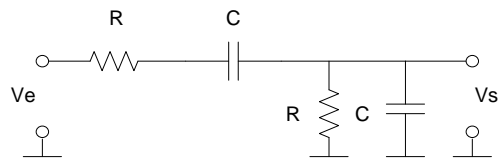
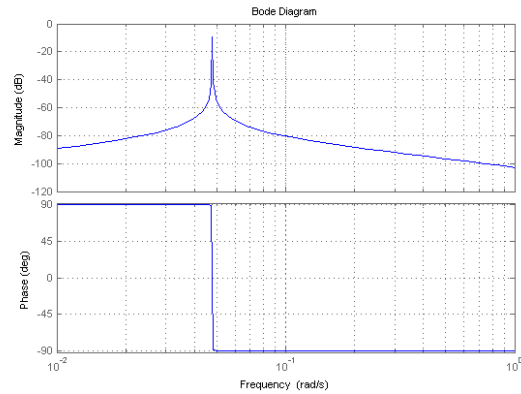


Figura 55 Filtro analógico adelanto retraso empleado para obtener el primer armónico de la tensión de red, y su diagrama de Bode para $R=68k\Omega$, $C=47nF$, que sirve para sintonizarlo a 50Hz



La figura 55 muestra el filtro analógico empleado [23], conocido como red de adelanto-retraso. Presenta la siguiente función de transferencia:

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{sRC}{1 + 3sRC + s^2R^2C^2} \quad \text{Ecuación 95}$$

Y se sintoniza a la frecuencia deseada mediante las siguientes relaciones:

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad \text{Ecuación 96}$$

$$A_r = \frac{1}{3} \quad \text{Ecuación 97}$$

La desventaja evidente del filtro analógico frente al digital es su poca flexibilidad. Si se tratara de emplear la solución anterior en otra aplicación con frecuencia de red distinta, digamos 60Hz, es necesario cambiar los componentes analógicos.

10.2 Archivos de simulación

Los archivos de simulación empleados, *Matlab-Simulink* y *Psim*, se adjuntan en formato electrónico