

E.T.S. de Ingeniería Industrial,
Informática y de Telecomunicación

Diseño de un Convertidor Multimegavatio en Configuración Paralelo para Aplicación Eólica



Máster Universitario en Energías Renovables:
Generación Eléctrica

Trabajo Fin de Máster

Javier Samanes Pascual

Eugenio Gubia Villabona

Pamplona, 25 de septiembre de 2015

Abstract

Wind turbines are constantly increasing their rated power, developing prototypes in 2015 over 7 MW. In order to maximize annual energy production (AEP) variable speed wind turbines include a power converter. The latest is responsible for the MPPT control and the adaptation of the generator electric variables to meet the requirements of the grid operator.

A common solution for wind energy conversion is based on a low voltage generator with a full-scale back-to-back power converter. When the power of the generator is increased, several back-to-back power converters can be parallelized in order to cope with the generator rated power. By using several low-voltage power conversion lines a competitive and mature technology is used, achieving a fault tolerant system, which is especially interesting in offshore applications.

The main goal of this project is the development of a modular and scalable power converter based on a basic unit of 4-4.5 MW for wind energy conversion systems. This converter, designed for full converter low voltage topologies, should minimize the capital cost of wind turbines with a rated power up to 9 MW, meeting the stringent grid codes.

Key Words:

Parallel back to back converters, wind energy conversion, coupled inductors (IPT), modulation, interleaving.

Resumen

En la industria eólica actual se están desarrollando turbinas multimegawatio, con potencias nominales que alcanzan los 7 MW. La velocidad variable en estas turbinas es obligatoria si se pretende maximizar la energía anual producida (AEP). El convertidor de potencia es el encargado de controlar la velocidad de la máquina adaptando las variables eléctricas del generador, generalmente de baja tensión, a las características de la red.

Una opción recurrente a la hora de desarrollar convertidores para máquinas multimegawatio es la de paralelizar unidades de conversión back to back de baja tensión. Utilizando líneas de conversión de baja tensión se logra redundancia en la turbina, aprovechando una tecnología madura y competitiva en la industria eólica.

El objetivo de este proyecto es desarrollar un sistema de conversión de potencia escalable y modular basado en unidades de conversión de 4 – 4.5 MW para aplicación eólica. Este convertidor estará orientado a conexiones a red tipo Full Converter (FC), minimizando el coste de la inversión necesaria para potencia eólica offshore en baja tensión (LV) hasta 9MW, asegurando la calidad de la energía inyectada a la red.

Palabras Clave:

Paralelización de convertidores back-to-back, conversión de energía eólica, inductancias acopladas (IPT), modulación, interleaving.

Agradecimientos

Para que este proyecto final de máster, que supone el comienzo de una nueva etapa como es la realización de una tesis, he necesitado la ayuda de mucha gente.

En primer lugar me gustaría dar las gracias a Eugenio Gubía, que confió en mí para realizar este proyecto y desde un primer momento siempre ha estado dispuesto a echarme una mano. También quiero agradecer a todo el grupo Ingeper el gran ambiente que existe tanto en la sala como fuera de ella con los “Ingebike”, “Ingepadel”...

Me gustaría agradecer a Carlos, Alberto e Iker de Ingeteam todas las ideas y propuestas que han hecho en las distintas reuniones que hemos tenido, porque gracias a ellas este proyecto ha ido mejorando y prosperando.

También quiero agradecer al “G9 y apegadas” por todos esos buenos ratos al final del día y esas cañas que hacen que la semana sea más divertida.

Quiero agradecer a mi familia, a mis padres y a mi hermana por haberme animado siempre a estudiar y formarme, apoyándome en todo el proceso. Por último quiero agradecer a Irati su confianza y ánimos en este año.

Índice

1	<i>Topologías de Conversión en Aerogeneradores de Gran Potencia: Estado del Arte</i>	1
1.1	Introducción.....	1
1.2	Sistemas de Conversión: Clasificación.....	3
1.2.1	Generadores Empleados en Eólica	3
1.2.2	Clasificación de los Sistemas de Conversión Comerciales	4
1.3	Convertidores de Potencia Empleados en la Generación Eléctrica por medio de Energía Eólica	8
1.3.1	Requisitos Técnicos Exigidos a los Convertidores de Potencia para Máquinas Multimegawatio	9
1.3.2	Convertidores de Potencia con Aplicación Eólica.....	10
1.4	Paralelización de Unidades de Conversión: Estado del Arte.....	20
1.5	Objetivos del proyecto.....	23
2	<i>Convertidores en Paralelo: Modelización de la Interacción entre Ambos y Necesidades de Control</i>	24
2.1	Single-Block: Estructura y Opciones.....	24
2.2	Modelización e Interacción entre Convertidores en Paralelo.....	26
2.2.1	Análisis de las Corrientes en el Convertidor	26
2.2.2	Obtención de los Circuitos Equivalentes Simplificados	30
2.2.3	Circuito Equivalente para cada Componente de la Corriente	31
2.2.4	Generalización para N Convertidores.....	35
2.3	Control de las Corrientes.....	37
2.4	Acoplamiento de los Convertidores.....	39
2.4.1	Acoplamiento en Tensión.....	39
2.4.2	Acoplamiento en Corriente	40
2.4.3	IPT.....	42
3	<i>Topología Single Block</i>	46
3.1	Configuración Topológica Base Single-Block	46
3.2	Variables y Funciones Objetivo	47
3.3	Influencia de las Variables sobre las Funciones Objetivo	49
3.3.1	Componentes Pasivos: IPT.....	49
3.3.2	Componentes Pasivos: Condensador	51
3.3.3	Corriente de Red y de Máquina.....	52
3.3.4	Tensiones Fase-Tierra en la Máquina.....	53
3.3.5	Eficiencia: Pérdidas de Conmutación	54
3.3.6	Comportamiento tras Fallo.....	54
3.3.7	Conclusiones.....	58
3.4	Propuestas para el Convertidor Multimegawatio.....	59
3.4.1	Mejora de la Eficiencia del Convertidor	59
3.4.2	Reducción del Volumen de las IPTs	68

3.4.3	Mejora de la Calidad de la Corriente de Máquina.....	91
3.4.4	Comparación de las Distintas Propuestas	91
4	<i>Resultados del Estudio y Líneas Futuras</i>	94
5	<i>Bibliografía</i>	95

1 Topologías de Conversión en Aerogeneradores de Gran Potencia: Estado del Arte

1.1 Introducción

La utilización de los recursos de origen renovable se ha convertido hoy en día en una alternativa real a la explotación de los combustibles fósiles para la generación eléctrica. Impulsadas por los compromisos medioambientales alcanzados por los principales países desarrollados, la creciente preocupación por el medio ambiente y la búsqueda de la independencia energética, la potencia instalada renovable no ha parado de crecer.

Entre las distintas fuentes de carácter renovable destacan la energía fotovoltaica con una potencia instalada de 177 GWp [1] y la energía eólica con 370 GW [2] instalados a finales de 2014. Atendiendo a la variación de la potencia eólica instalada acumulada, Figura 1, se aprecia como esta ha crecido cada año a un ritmo elevado, debido principalmente a la reducción de costes, programas de incentivos por parte de los gobiernos y a la evolución de la tecnología.

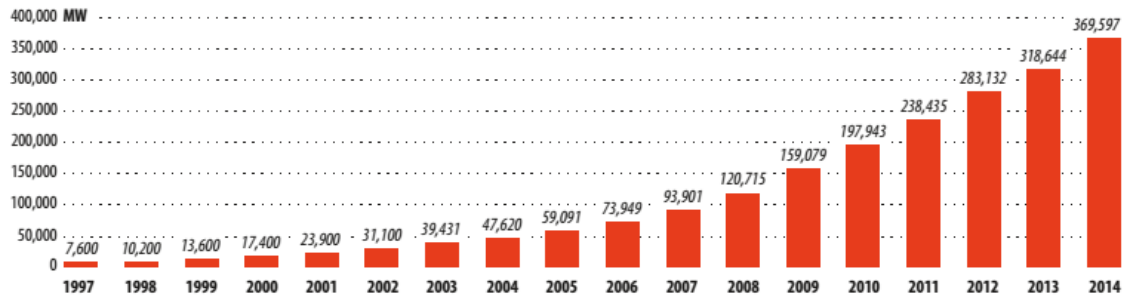


Figura 1 Potencia instalada acumulada en el mundo, 1997-2014 [2]

Aunque se podría decir que los aerogeneradores modernos comenzaron su desarrollo en los años 80 del siglo pasado, el ser humano siempre ha utilizado la energía del viento para satisfacer sus necesidades. Ya en el año 5000 a.C. el viento propulsaba los barcos a lo largo del río Nilo y los molinos de eje horizontal aprovechaban la fuerza del viento para moler el trigo en Persia en el año 900 a.C. Los molinos se extendieron rápidamente por Europa en la edad media a raíz de las cruzadas. En los países bajos se utilizaron para bombear agua y drenar el terreno ya en el siglo X d.C. Sin embargo, no fue hasta 1888 cuando Charles F. Brush construyó la primera turbina eólica para generación eléctrica, esta constaba de 144 palas, un rotor de 17 metros y una potencia nominal de 12 kW, Figura 2. Desde entonces la tecnología no ha cesado de evolucionar. Cabe destacar el papel de Poul la Cour (1846-1908) quien desarrolló turbinas de pocas palas y giro rápido.

Con la crisis del petróleo de 1973 las energías renovables centraron el interés de los gobiernos, entre ellos el estadounidense, dando lugar al "Californian Wind-rush" con máquinas de velocidad fija de 55 kW conectadas a red. Con la mejora de los materiales, la reducción de los costes y el desarrollo de la tecnología, las máquinas fueron aumentando su potencia alcanzando en los años 90 potencias nominales de 600 a 800 kW. Desde entonces y gracias al desarrollo de la electrónica de potencia se introdujo la velocidad variable y la tecnología fue alcanzando su madurez.

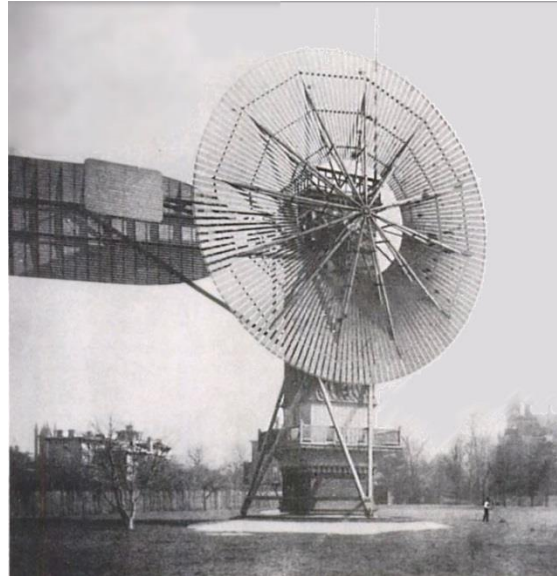


Figura 2 Aerogenerador construido en 188 por Charles F. Brush.

La potencia de un aerogenerador es proporcional al cuadrado del diámetro del rotor. Los grandes aerogeneradores pueden capturar mayor potencia del viento con menores costes de operación y mantenimiento que un grupo de pequeñas turbinas de la misma potencia nominal. Por este motivo el tamaño de los aerogeneradores comerciales no ha dejado de crecer en los últimos 35 años, desde los 15 metros de diámetro en 1980 con una potencia nominal de 50 kW, hasta un diámetro de 164 metros y una potencia nominal de 8 MW de la turbina V164 de Vestas en 2014. En la actualidad existen proyectos para alcanzar potencias de 10 MW principalmente para aplicaciones offshore, un ejemplo es la SeaTitan de AMSC. Las tendencias actuales apuntan a que el tamaño de los aerogeneradores va a continuar aumentando conforme se desarrollen materiales más ligeros y resistentes, se espera que en el año 2020 se alcancen potencias nominales de 15 a 20 MW.

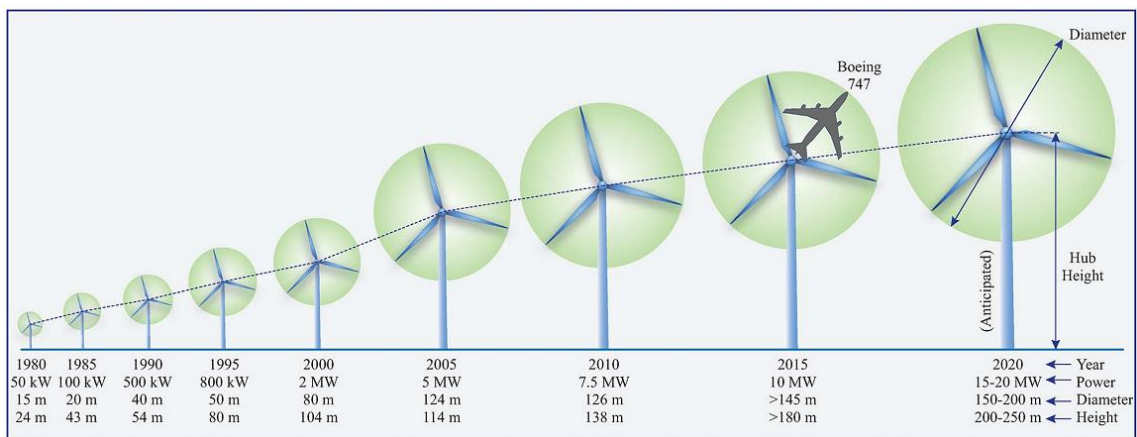


Figura 3 Evolución del tamaño de los aerogeneradores en los últimos 30 años [3].

La industria eólica ha sufrido numerosos cambios tecnológicos en todos sus aspectos; aerodinámica, sistemas mecánicos, generadores eléctricos, convertidores de potencia, integración en la red y sistemas de control. Este trabajo se enmarca en la etapa final de la conversión de la energía eólica, la que afecta al convertidor de potencia y su interacción con el generador eléctrico y la red.

Con objeto de proporcionar un marco de referencia para el presente estudio, en las siguientes secciones se recoge una visión general de las posibles combinaciones de generador y convertidor actualmente utilizados. Se compararán en base al número de componentes, la modularidad, la fiabilidad, la complejidad del control, las tensiones de operación y los niveles de potencia alcanzable.

1.2 Sistemas de Conversión: Clasificación

Los aerogeneradores pueden clasificarse desde distintos puntos de vista tanto mecánicos como eléctricos. Los principales componentes eléctricos son:

- Generador
- Filtro en el lado del generador
- Convertidor electrónico
- Filtro de red
- Transformador elevador
- La red en el punto de acoplamiento

Los componentes eléctricos listados anteriormente aparecen recogidos en la Figura 4. Algunas de las soluciones comerciales propuestas por los distintos fabricantes han omitido algunos de los componentes, como es el caso del convertidor de potencia y los filtros, tanto en el lado máquina como en el lado red en las primeras soluciones comerciales, así como el transformador elevador en las máquinas de media tensión. En esta sección se realiza una clasificación de acuerdo a los dos principales componentes eléctricos presentes en la inmensa mayoría de los aerogeneradores: el generador y el convertidor.

El generador empleado determinará las características del convertidor electrónico a utilizar, que se conectará en bornes del mismo. Las características de la red y los códigos a cumplir, junto con el convertidor seleccionado para el lado máquina determinarán las características del convertidor conectado a la red, así como el transformador y el filtro de red.

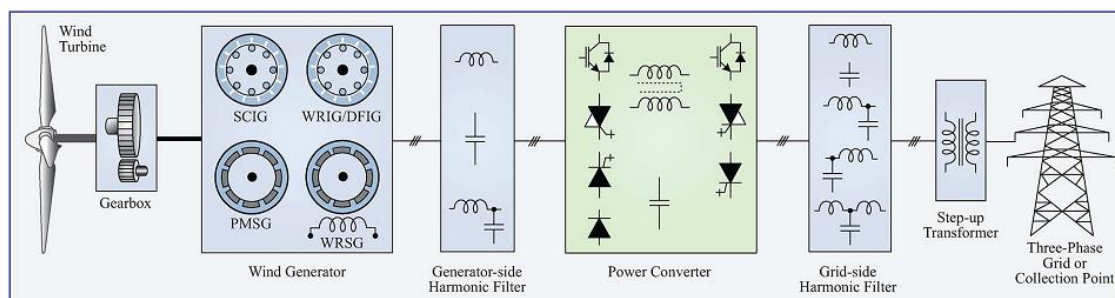


Figura 4 Componentes eléctricos de un aerogenerador.

En las siguientes secciones analizaremos las distintas topologías de conversión atendiendo al generador y en mayor profundidad al convertidor de potencia utilizado.

1.2.1 Generadores Empleados en Eólica

El generador eléctrico es el encargado de transformar la energía mecánica de rotación en energía eléctrica. Los aerogeneradores modernos a lo largo de su breve historia han incorporado distintos generadores eléctricos como son el generador de inducción o asíncrono de jaula de ardilla o SCIG por sus siglas en inglés (Squirrel Cage Induction Generator), generador de inducción de rotor bobinado, WRIG (Wound Rotor Induction Generator),

generador síncrono de imanes permanentes, PMSG (Permanent Magnet Synchronous Generator) y generador síncrono de rotor bobinado, WRSG (Wound Rotor Synchronous Generator).

Las primeras generaciones de turbinas eólicas se basaban en el generador de inducción de jaula de ardilla. Estos generadores, con un número de polos reducido, operan a altas velocidades por lo que la multiplicadora era un elemento indispensable en estas configuraciones. En la actualidad se emplean tanto generadores síncronos como asíncronos. Una de las grandes diferencias es que mientras que los generadores de inducción trabajan habitualmente a altas velocidades, al tener un número reducido de pares de polos, los generadores síncronos pueden hacerlo a velocidades bajas ya que a estos se les puede incorporar un elevado número de pares de polos. Esta característica permite que los generadores síncronos puedan trabajar a altas, medias y bajas velocidades. Si se incorpora un número elevado de pares de polos se puede eliminar la multiplicadora o reducir el número de etapas requeridas. El peaje a pagar por eliminar este elemento del aerogenerador es el de construir un generador eléctrico más grande que permita albergar los pares de polos necesarios, con lo que este será más pesado.

A pesar del inconveniente señalado, muchos fabricantes están optando por esta opción debido a los problemas asociados al uso de la multiplicadora. La multiplicadora presenta inconvenientes como son el ruido, el desgaste, su reducido ciclo de vida y las elevadas necesidades de mantenimiento [4]. Por estos motivos desde un primer momento la empresa Enercon propuso un modelo, el E-40 de 500 kW basado en un generador síncrono de excitación que permitía eliminar este elemento. Esta solución aunque más cara presenta ventajas, como por ejemplo un menor mantenimiento. Conforme los aerogeneradores se han comenzado a instalar en el mar, muchos fabricantes han optado por opciones similares utilizando generadores síncronos de imanes permanentes, al ser el mantenimiento un aspecto crítico en la eólica offshore. Esta solución permite eliminar la multiplicadora y los anillos rozantes. Otros fabricantes, buscando un compromiso entre el tamaño del generador, su coste y los inconvenientes de la multiplicadora, han optado por soluciones con una multiplicadora de dos etapas como Gamesa en su gama G10x o por una etapa, como Areva en la M5000.

El generador puede ser acoplado directamente a la red o a través de un convertidor electrónico, dando lugar la clasificación presentada en la Sección 1.2.2.

1.2.2 Clasificación de los Sistemas de Conversión Comerciales

Los principales componentes eléctricos de las turbinas eólicas son el generador y el convertidor de potencia. Utilizando diferentes diseños y combinaciones de estos dos componentes se pueden establecer las principales configuraciones de turbinas comerciales:

- Tipo 1: Velocidad fija ($\pm 1\%$) con generador de inducción de jaula de ardilla y arrancador estático.
- Tipo 2: Velocidad semi variable ($\pm 10\%$) con generador de inducción de rotor bobinado, arrancador estático y convertidor en el rotor.
- Tipo 3: Velocidad variable ($\pm 30\%$) con generador de inducción de rotor bobinado y convertidor de potencia conectado al rotor y a la red, configuración DFIG (Doubly Fed Induction Generator) o MADA en español (Máquina Doblemente Alimentada)

- Tipo 4: Velocidad variable (0-100%) con generador de inducción de jaula de ardilla, generador síncrono de imanes permanentes o generador síncrono de excitación.
- Tipo 5: Velocidad variable (0-100%) con generador síncrono de excitación y multiplicadora dinámica.

Los generadores de tipo 1 son los más antiguos, basados en los generadores SCIG, tal y como se muestra en la Figura 5. Como se puede apreciar en la misma el generador se conecta a la red a través de un soft-starter y un transformador elevador. Este generador habitualmente consta de dos o tres pares de polos según se conecte a redes europeas o americanas, 50 o 60 Hz respectivamente. Al utilizar un generador de inducción directamente conectado a la red, sin un convertidor de potencia, el máximo deslizamiento que se puede alcanzar es de ($\pm 1\%$), por este motivo se consideran máquinas de velocidad fija. Con esta configuración, la turbina únicamente se comporta como generador en el hipersincronismo, a velocidades mayores que la de sincronismo. La multiplicadora, como ya se ha destacado anteriormente, resulta necesaria al utilizar generadores de inducción. El arrancador o soft-starter se cortocircuita una vez que la máquina comienza a funcionar. Este elemento resulta clave a la hora de arrancar la máquina para evitar las grandes sobre corrientes al conectar la maquina a la red, ya que inicialmente esta se encuentra desmagnetizada. Los bancos de condensadores se encargan de compensar la potencia reactiva requerida por la máquina para su magnetización. Esta tipología destaca por su bajo coste inicial, fiabilidad y simplicidad. Sin embargo, hay una serie de desventajas que han provocado que esta tecnología esté obsoleta y en la actualidad ya nadie apuesta por ella, estas son:

- Bajo AEP (Annual Energy Production)
- Compensación de reactiva discreta por lo que no es muy precisa
- Mal comportamiento ante huecos de red
- Flicker debido a que las rachas de viento se trasladan a la red con lo que no se cumplen los códigos de red

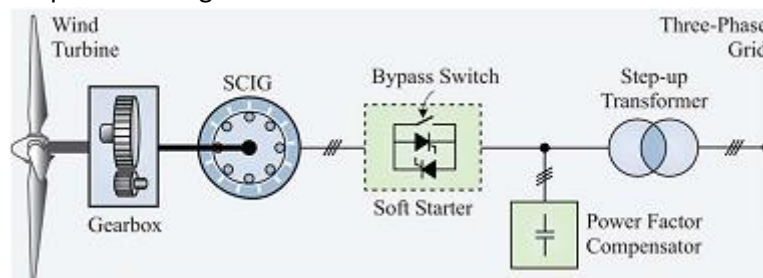


Figura 5 Generadores de velocidad fija de tipo 1 y SCIG [3].

Los generadores de tipo 2 basados en generadores de inducción de rotor bobinado (WRIG) incorporan resistencias rotóricas, Figura 6, las cuales se conectan y desconectan gracias a un convertidor de potencia basado en un puente de diodos y un chopper. Esta solución también recibe el nombre de optislip, introducido por Vestas en 1994. Al introducir las resistencias rotóricas se introduce un freno eléctrico a la turbina que tumba la curva par velocidad del generador. Esto permite aumentar el AEP, al funcionar en un mayor rango de velocidades ($\pm 10\%$), a pesar de que parte de esa potencia extra capturada se quema en la resistencia variable.

La máquina únicamente puede funcionar en hipersincronismo al igual que las de tipo 1 y continua necesitando la multiplicadora, el arrancador estático y la compensación de la energía

reactiva. También presenta un comportamiento malo ante transitorios de red como huecos de tensión. Además del aumento de la energía anual producida presenta como ventaja que reduce el stress mecánico causado por las rachas de viento, al amortiguarlas variando su velocidad, lo que reduce el flicker y aumenta el tiempo de vida de los componentes mecánicos del aerogenerador. A pesar de que existen ejemplos comerciales como la turbina Vestas V66-2.0 MW o la turbina Sulzon Energy S88-2.1 MW, esta tecnología está en desuso.

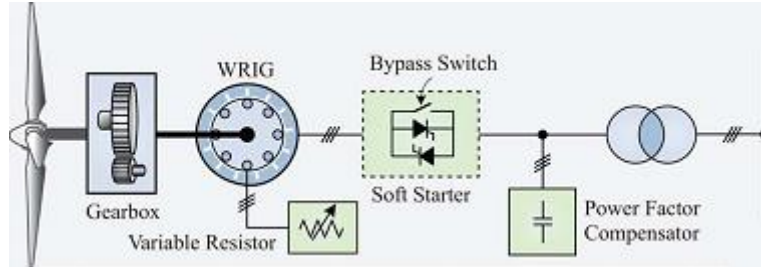


Figura 6 Generadores de velocidad semi-variable de tipo 2 y WRIG [3].

Los generadores eólicos de tipo 3 basados en la configuración DFIG presentan el esquema mostrado en la Figura 7. En esta configuración se utiliza un generador de inducción de rotor bobinado al que se le acopla un convertidor de potencia. La potencia proveniente del generador tiene dos vías hacia la red; a través del rotor y a través del estator. El convertidor de potencia bidireccional acoplado en el rotor se diseña para una potencia de aproximadamente el 30% de la del generador, lo que permite un deslizamiento del 30% y por lo tanto realizar el seguimiento del punto de máxima potencia en ese rango de velocidades. El AEP de las turbinas de tipo 3 aumenta notablemente con respecto a las de tipo 1 y 2. Además la máquina puede funcionar como generador tanto en hipersincronismo como en subsincronismo, a diferencia de las anteriores. Aunque continua necesitando multiplicadora al utilizar un generador asíncrono, no resultan necesario ni el arrancador estático, ni los compensadores de potencia reactiva. Dado que el convertidor se diseña para el 30% de la potencia de la máquina se han desarrollado numerosas soluciones para mejorar su comportamiento ante transitorios de red, uno de los puntos débiles de esta estructura de conversión.

Otro problema significativo de este tipo de turbinas, al igual que las de tipo 2, es la utilización de anillos rozantes, los cuales tienen una vida reducida y requieren mantenimiento regular. Los generadores DFIG han sido los grandes dominadores del mercado y la gran mayoría de fabricantes ofertan turbinas con esta configuración. Si nos fijamos en los fabricantes españoles destaca la G114 de Gamesa de 2.5 MW en baja tensión a 690 V y la AW3000 de Acciona de 3MW en media tensión a 12 kV.

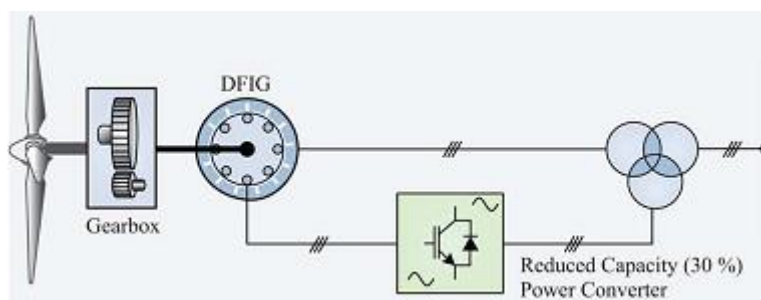


Figura 7 Generadores de velocidad variable de tipo 3 en configuración DFIG [3].

El comportamiento de los aerogeneradores puede ser mejorado mediante la utilización de un convertidor para el 100% de la potencia nominal, topología full converter. En la Figura 8 se muestra esta estructura de conversión llamada aquí tipo 4. Los generadores PMSG, WRSG y SCIG han sido empleados en esta configuración con potencias nominales de varios megavatios. Como el convertidor tiene que ser de la misma potencia que el generador el coste, el tamaño y la complejidad del sistema se incrementan notablemente. Además dado que todo el flujo de potencia atraviesa el convertidor aumentan las pérdidas en el mismo con respecto a los de tipo 3. Con esta configuración al estar el generador desacoplado de la red se puede operar el mismo en un rango de velocidades superior a los de tipo 3, permitiendo realizar el seguimiento del punto de máxima potencia en un mayor rango de velocidades de viento. De este modo la obtención de energía en este tipo de configuraciones es mayor. El convertidor de potencia permite conectar el equipo de manera suave a la red, así como compensar la reactiva. Al utilizar esta configuración la multiplicadora puede ser eliminada empleando generadores multipolares síncronos de excitación o de imanes permanentes. El cumplimiento de la normativa ante transitorios de red resulta más sencillo con esta topología al estar la red y el generador desacoplados.

Algunas turbinas comerciales que emplean esta topología son la turbina de Enercon E-126 de 7.5 MW con un generador síncrono de excitación, o la Vestas V112 de 3 MW. Esta topología sin multiplicadora está siendo la gran dominadora del mercado offshore y gran parte de los desarrollos actuales de los fabricantes de cara a los próximos años siguen esta línea.

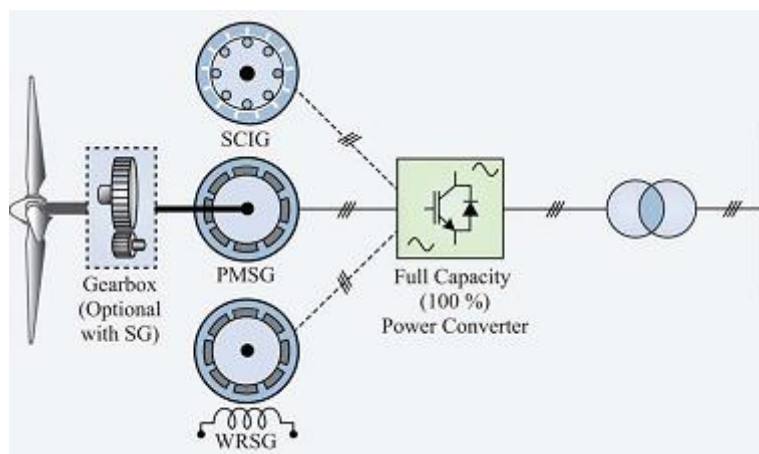


Figura 8 Generadores de velocidad variable de tipo 4 con SG o SCIG [3].

El último tipo de turbina eólica, tipo 5, directamente conectada a la red con generador síncrono de excitación, consta de una multiplicadora dinámica capaz de adaptar la velocidad variable del rotor a una velocidad constante. La velocidad variable se alcanza pues gracias a un convertidor mecánico. En la Figura 9 se muestra el esquema de conversión de estas máquinas. Uno de los proyectos de mayor interés dentro de este tipo de turbinas es el de Mitsubishi, en el que se ha desarrollado una turbina de 7 MW con una multiplicadora hidráulica controlada digitalmente. Hasta el momento esta solución no ha sido muy empleada por ser una tecnología que no ha sido comercialmente probada, sin embargo, ofrece claros beneficios como la conexión directa a la red sin necesidad de transformador elevador y la ausencia de convertidor de potencia con lo que la necesidad del filtro de red también desaparece.

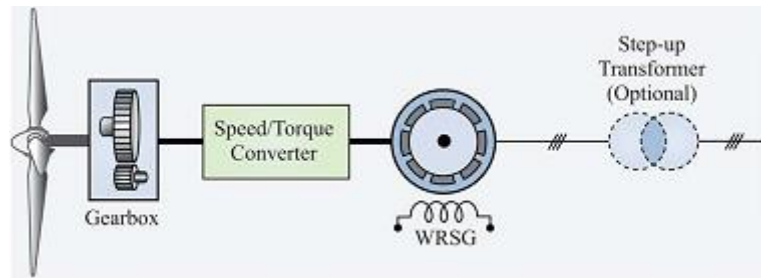


Figura 9 Generadores de velocidad variable de tipo 6 con WRS [3].

A modo de conclusión cabe destacar que las turbinas de tipo 3 y 4 son las más utilizadas en la actualidad. El mercado ha estado dominado por la configuración DFIG, sin embargo, con el desarrollo de la eólica offshore y las nuevas máquinas de gran potencia las opciones full-converter están ganando mayor importancia y todo apunta a que van a ser las dominadoras en los próximos años. A modo de resumen, los siguientes argumentos tratan de justificar este cambio de tendencia:

- FRT (fault ride through o comportamiento ante huecos de tensión): en las topologías full-converter al estar el generador desacoplado de la red la máquina no sufre ante estos transitorios de red, mientras que el golpe de par en la topología DFIG [5] supone un fuerte stress mecánico.
- El peso de la nacelle es mayor en la DFIG al tener una multiplicadora de tres etapas a pesar de que el generador es más ligero.
- Las escobillas requieren un elevado mantenimiento, algo que se puede evitar con un generador síncrono de imanes permanentes o asíncrono de jaula de ardilla y una topología full converter.
- El rendimiento a bajas velocidades de la topología full-converter es mayor ya que se puede realizar el seguimiento del punto de máxima potencia a velocidades inferiores a las que se podría hacer en la topología DFIG.

Dentro de este contexto de cambio en el sector eólico, este trabajo se centra en el desarrollo de convertidores para máquinas multimegavatio en configuración full-converter. En la siguiente sección se realiza un análisis de las opciones utilizadas hasta el momento de tal forma que se pueda establecer un marco lo más claro posible del mercado eólico actual y sus tendencias en cuanto a convertidores de potencia.

1.3 Convertidores de Potencia Empleados en la Generación Eléctrica por medio de Energía Eólica

La electrónica de potencia juega un papel fundamental en la energía eólica. En esta sección se hace una descripción de las características deseables de los convertidores de potencia en aplicación eólica, para posteriormente destacar las principales soluciones.

El objetivo principal de un convertidor es permitir la operación a velocidad variable al desacoplar la velocidad de giro del rotor de la red. Las tensiones y frecuencias del generador eólico deben adaptarse a la tensión y frecuencia prácticamente constantes de la red.

Los convertidores de potencia pueden ser directos o indirectos. Los convertidores directos son aquellos que realizan la conversión ac/ac en una única etapa, mientras que los indirectos utilizan dos o tres etapas ac/dc + dc/ac y ac/dc + dc/dc + dc/ac. Los convertidores indirectos de dos etapas son los que han encontrado mayor aplicación en las soluciones

comerciales implementadas por los distintos fabricantes, por este motivo van a ser descritos en mayor detalle en las secciones 1.3.2.1, 1.3.2.2 y 1.3.2.3.

Los convertidores de potencia utilizados en máquinas multimegawatio tienen que cumplir una serie de requisitos muy exigentes, dada su importancia dentro del sistema de conversión. Estos requisitos técnicos se detallan en el siguiente apartado.

1.3.1 Requisitos Técnicos Exigidos a los Convertidores de Potencia para Máquinas Multimegawatio

En las primeras turbinas eólicas la electrónica de potencia se encargaba únicamente de conectar suavemente el aerogenerador a la red, es decir, una vez acoplada la turbina a la red se desconectaba el convertidor. Conforme la velocidad variable se fue desarrollando y la potencia eólica instalada fue creciendo una lista de requisitos se fueron imponiendo a los aerogeneradores, siendo el convertidor el principal responsable del cumplimiento de dichos requisitos. Entre los principales requisitos de encuentran:

- Coste inicial bajo: El coste inicial del convertidor supone un porcentaje bajo del coste total de la turbina, entre un 7% y un 12% [6]. Si se quiere conseguir un coste de la energía (LCOE) competitivo con el resto de formas de generación a nivel de parque, el cual puede estar formado por cientos de turbinas, el peso del convertidor cobra importancia.
- Fiabilidad, modularidad y costes de mantenimiento: para que el LCOE sea bajo los costes de mantenimiento deben de ser bajos. De acuerdo con diversos autores [7] [8], el convertidor de potencia es responsable de gran número de paradas en aerogeneradores. Los fallos en el convertidor de potencia provocan paradas en la turbina eólica, una situación especialmente indeseada en los grandes aerogeneradores situados en el mar. En la eólica offshore la modularidad y la alta fiabilidad son factores clave. También resultan deseables los sistemas redundantes de tal forma que ante una falta el aerogenerador pueda seguir funcionando a una potencia reducida.
- Eficiencia: Minimizar la pérdidas en el convertidor de una máquina multimegawatio full-converter resulta clave. Para ello se deberán utilizar interruptores eficientes, topologías, modulaciones y sistemas de refrigeración adecuados.
- Calidad de la potencia entregada: atribuible a la tensión y la corriente de salida. Deben presentar THD bajo.
- Códigos de red: el cumplimiento de estos códigos es un requisito para la conexión de las grandes turbina eólicas. El THD de las corrientes debe de ser menor del 5%, aportar reactiva cuando el operador del sistema lo solicite, cumplir con la normativa ante huecos de tensión ayudando a la estabilidad de la red, cumplir con la regulación de tensión y en un futuro participar de la regulación de frecuencia o regulación primaria.
- Peso y tamaño: debido al reducido espacio disponible en la nacelle el convertidor de potencia debe tener una densidad de potencia elevada, un requerimiento especialmente importante en la eólica offshore.
- Tamaño de los cables y pérdidas: la salida del convertidor o el generador se conecta a la red a través de un transformador elevador con cables de alterna. Dada la gran altura de la nacelle en la eólica actual el coste de los cables y las

pérdidas en los mismos resultan muy importantes. Se debe de tener en cuenta este factor para reducir el coste y las pérdidas en los cables al máximo.

En la práctica, satisfacer por igual todas estas necesidades resulta imposible. Habrá que buscar un compromiso entre las características presentadas anteriormente.

Una vez que se han conocido las principales características técnicas deseables en los convertidores de potencia, en la sección 1.3.2 se introducen las principales soluciones desarrolladas para satisfacerlas.

1.3.2 Convertidores de Potencia con Aplicación Eólica

Para clasificar los convertidores empleados en la eólica multimegawatio conviene definir en primer lugar a que nos referimos cuando hablamos de baja tensión y de media tensión. De acuerdo con la Tabla 1 los niveles de tensión que separan la baja de la media tensión son distintos en América y en Europa. Mientras que en Europa se considera baja tensión a aquella que es inferior a 1000 V, en América del Norte el límite se sitúa en 600 V. Las tensiones más comunes en el PCC son 33 y 34.5 kV respectivamente. Esta clasificación en eólica es cada vez menos importante ya que la conexión en el PCC (Point of Common Coupling) se realiza a través de un transformador elevador, independientemente de la tensión a la que se conecte. De este modo con la relación de espiras adecuada se puede conseguir la tensión deseada en el aerogenerador.

Tabla 1 Clasificación de los niveles de tensión en Europa y América del Norte.

Zona	Norma	Tensión
Europa	IEC60038	Baja Tensión (<1000 V) <ul style="list-style-type: none"> • 220, 400, 690 V
		Media tensión (1-35 kV) <ul style="list-style-type: none"> • 3.3, 6.6, 11, 22, 33 kV
América del Norte	ANSI C84.1	Baja Tensión (<600 V) <ul style="list-style-type: none"> • 208, 120/240, 480, 575 V
		Media tensión (600 V-35 kV) <ul style="list-style-type: none"> • 2.4, 4.16, 6.9, 12.47, 13.81, 21, 34.5 kV

La principal clasificación que se puede realizar en eólica a los convertidores de potencia, y que va a ser el hilo conductor de esta sección es la que se recoge en la Figura 10. Además dentro de cada sección se completará la clasificación distinguiendo entre convertidores de baja tensión y de media tensión. Las categorías estudiadas, por ser las que cuentan con aplicaciones comerciales en eólica, son los convertidores back to back de conmutación forzada, convertidores de conmutación natural en el lado máquina y forzada en la red, convertidores para generadores multifásicos y convertidores sin bus de continua o convertidores directos.

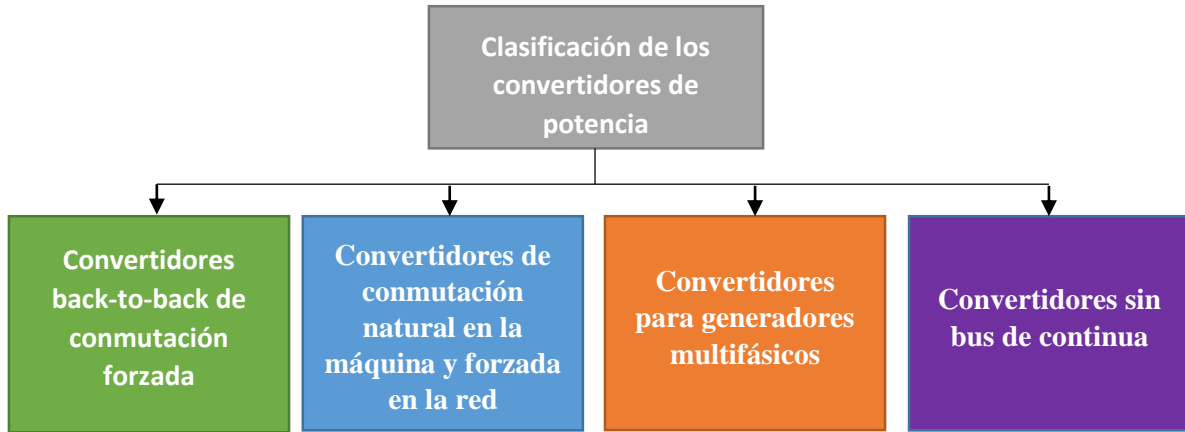


Figura 10 Clasificación de los convertidores de potencia.

En las secciones 1.3.2.1 - 1.3.2.4 se desarrolla la clasificación presentada anteriormente.

1.3.2.1 Convertidores Back-to-Back de Conmutación Forzada en el Lado Red y en el Lado Máquina

Cuando el convertidor de potencia es idéntico en el lado red y en el lado máquina y está unido por un enlace en continua, se llama convertidor back-to-back (B2B). Los convertidores hacen la conversión de una tensión y frecuencia variables a la salida del generador a una tensión continua y después la adaptan a la tensión y frecuencia de la red. El flujo de potencia en estos convertidores es bidireccional, por lo que puede ser utilizado en generadores SCIG, DFIG, PMSG y WRSG. Como se había anticipado anteriormente, estos convertidores se van a dividir entre convertidores de baja tensión y de media tensión, de acuerdo con la clasificación Europea.

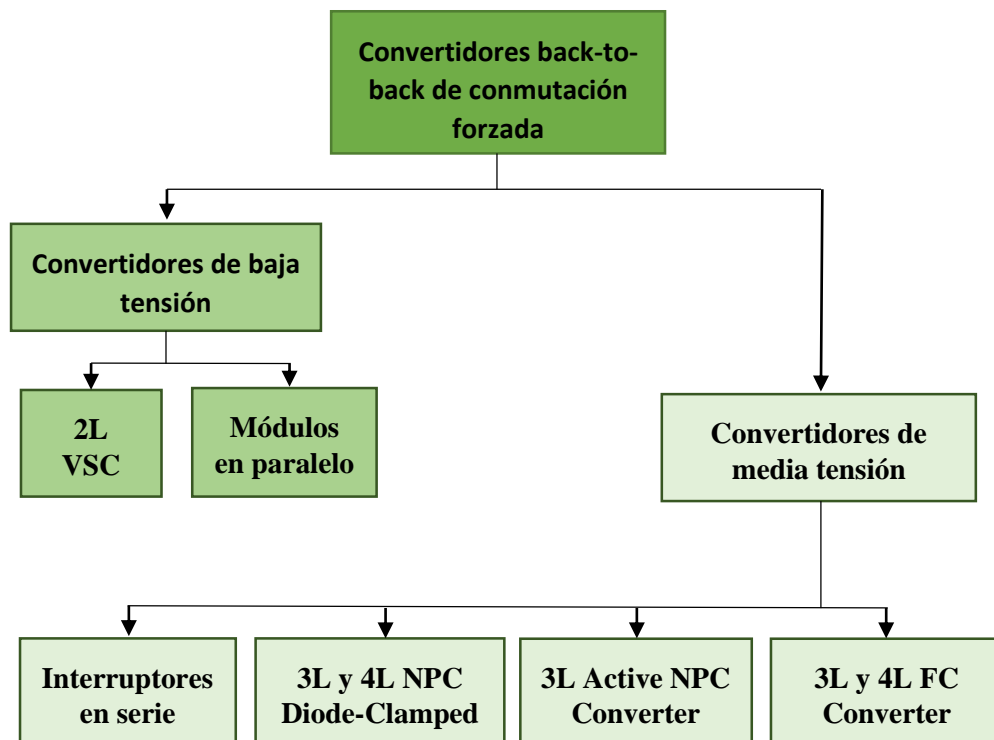


Figura 11 Clasificación de los convertidores back-to-back. (VSC: voltage source converter, NPC: neutral-point clamped, FC: flying capacitor, 2L: two-level, 3L: three-level, 4L: four-level).

Comenzando por los convertidores de baja tensión se van a analizar los convertidores B2B biniveles (2L VSC); diseñados para la potencia nominal del generador o topología full converter, para un porcentaje de la potencia o topología DFIG y los módulos en paralelo con un único bus de continua o con buses de continua independientes, tal y como se indica en la Figura 11.

- 2L VSC topología full-converter: El esquema típico de este tipo de estructuras de conversión es el mostrado en la Figura 12. Como se observa, tanto el rectificador (VSR) como el inversor (VSI) están conectados por un bus de continua e incorporan IGBTs de alta potencia, al estar hablando de convertidores de potencia para máquinas multimegawatio. El bus DC se construye utilizando condensadores en serie y en paralelo para conseguir el nivel de tensión y la capacidad deseadas. Este bus consigue que los transitorios de la red no se trasladen al generador. Se trata de una opción tecnológicamente madura.

El convertidor del lado máquina (VSR) controla el par y con él la velocidad de la turbina y consecuentemente la potencia extraída. El convertidor del lado red (VSI) se encarga de controlar la tensión del bus y la potencia reactiva inyectada en la red. La tensión del bus debe de mantenerse más elevada que la del pico de la red para que la operación de las etapas de conversión sea la posible. En convertidores de gran potencia la frecuencia de conmutación se mantiene entre 1-3 kHz para que las pérdidas por conmutación no sean excesivamente elevadas consiguiendo elevada densidad de potencia [9].

Para cumplir con los códigos de red resulta necesario incluir filtros LCL en los convertidores del lado red. El transformador de conexión a red puede estar situado en lo alto de la nacelle o en la parte inferior, en cuyo caso las pérdidas por transporte aumentan considerablemente al transmitir toda la potencia en baja tensión. Al ser una solución relativamente común, los componentes están estandarizados y se puede lograr una reducción de costes en este aspecto.

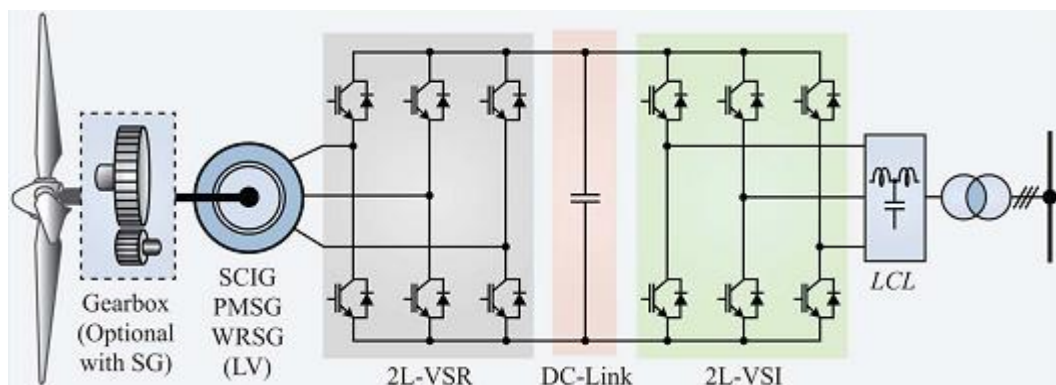


Figura 12 Topología full converter con convertidor 2L VSC [3].

- 2L VSC topología DFIG: El esquema de esta topología de conversión aparece recogido en la Figura 13. En esta topología la potencia nominal del convertidor es el 30% de la del generador. Este convertidor es el encargado de controlar la potencia activa y reactiva del generador, la tensión del bus de continua y el factor de potencia de la red. El rango de velocidad variable depende de la potencia nominal del convertidor. El menor tamaño del convertidor y generador en esta topología de conversión, a pesar de la presencia de la multiplicadora, permite que el transformador pueda situarse en lo alto de la torre, reduciendo las pérdidas por transporte.

Se trata de una opción tecnológicamente madura, de hecho se trata de la topología más extendida en la actualidad. Como principal desventaja cabe destacar que requiere la adición de elementos externos adicionales como el crowbar para cumplir con la normativa ante huecos de tensión. Esto es consecuencia de la unión directa del estator del generador a la red.

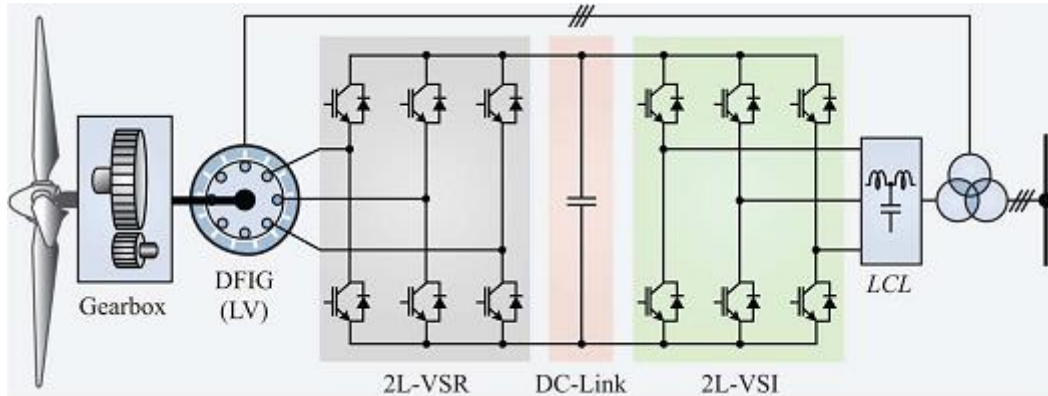


Figura 13 Topología DFIG con convertidor 2L VSC [3].

- Paralelización de unidades de conversión: Paralelizando unidades de conversión se obtiene la deseada redundancia en los convertidores de potencia con topología full-converter. De este modo si el convertidor falla no quedaría totalmente parado si no que podría funcionar a una potencia reducida. Además permite utilizar interruptores de potencia de baja tensión y menor corriente que ya han probado suficientemente su fiabilidad y funcionamiento. La corriente que puede manejar el sistema se ve multiplicada por el número de líneas de conversión en paralelo. En la Figura 14 se muestra la opción en la que los buses de continua están unidos, es decir, se tendría un único bus de continua, mientras que en la Figura 15 se muestra la opción en la que los buses son independientes. Dada la elevada potencia que alcanzan las turbinas actuales y el coste de mantenimiento de las turbinas offshore, la opción de paralelizar unidades de conversión resulta una opción muy interesante para aplicarla a turbinas de baja tensión.

La paralelización de unidades de conversión también sería adecuada para la topología DFIG, motivo por el cual aparecen las conexiones puenteadas en las Figura 14 y Figura 15.

Esta configuración ofrece eficiencia y redundancia. A potencias bajas uno o más convertidores pueden apagarse de tal forma que los convertidores que permanecen conectados se encuentran más cerca de su región de máxima eficiencia. Además, estos convertidores ofrecen la posibilidad de aplicar interleaving haciendo que la frecuencia de conmutación aparente se incremente. Esta característica mejora la calidad de las corrientes de red lo que repercute en unas menores necesidades de filtrado.

Un ejemplo de paralelización de convertidores de potencia en aplicación eólica multimegavatio es la turbina Enercon E-126 de 7.5 MW o la gama G10x de Gamesa.

El acoplamiento entre convertidores así como el estado del arte de esta topología de conversión será analizado en la sección 1.4 al ser el objeto de estudio del presente proyecto.

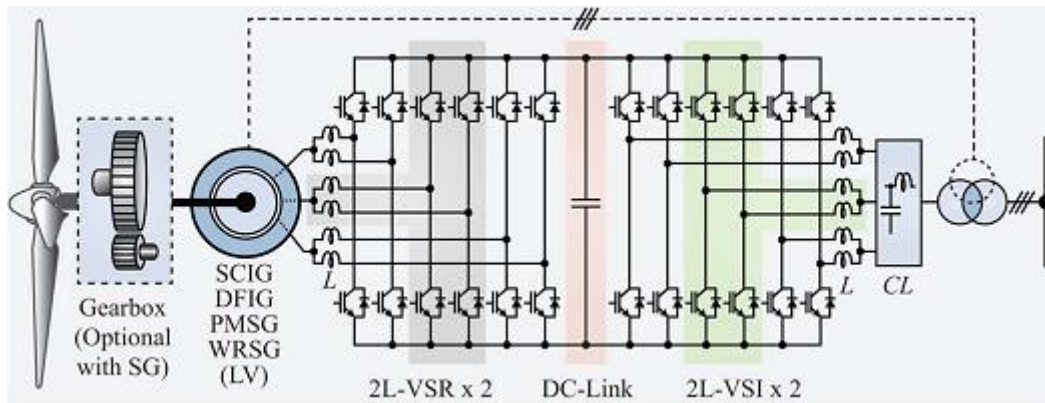


Figura 14 Paralelización de módulos de conversión con un único bus de continua [3].

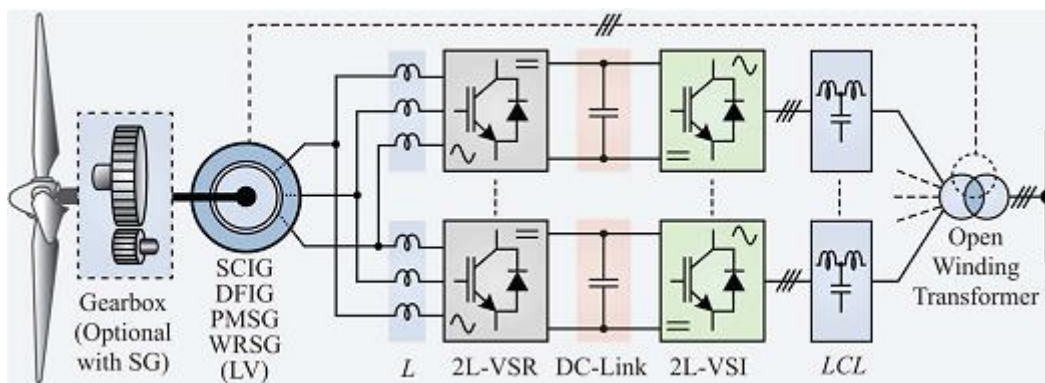


Figura 15 Paralelización de módulos de conversión con buses de continua independiente [3].

Para concluir el análisis de las topologías B2B de conmutación forzada se va a pasar a estudiar los convertidores back to back de media tensión. Los convertidores biniveles de baja tensión son una solución estándar, eficiente y competitiva, sin embargo, a medida que aumenta la potencia de la turbinas y resultan necesarias más líneas de conversión el tamaño, el coste y la complejidad aumentan [9]. Una alternativa a los convertidores de baja tensión son los convertidores de media tensión. Al aumentar la tensión para una misma potencia la corriente a manejar se reduce. Con estas soluciones se pierde la redundancia que ofrecía la paralelización, pero aumenta la eficiencia y se reduce el coste. Hasta el momento la mayoría de los fabricantes han optado por convertidores de baja tensión, sin embargo, aquí se recogen algunas de las soluciones comerciales de media tensión disponibles en el mercado eólico. Las soluciones comerciales que se van a pasar a detallar son las recogidas en la Figura 11: interruptores conectados en serie, BTB NPC (3L y 4L diode-clamped), BTB ANPC y el B2B 3L-FC todos ellos mostrados en las Figura 16 a Figura 20.

- Conexión de interruptores en serie: Conectando interruptores en serie se consigue que la tensión la soporten entre todos los interruptores. Debido a la dispersión de parámetros entre los distintos interruptores utilizados la potencia nominal del convertidor disminuye. Esta solución no se aplica a nivel comercial.
- B2B Neutral-Point Clamped: el convertidor NPC, también conocido como three-level diode clamped, ha sido ampliamente estudiado para su aplicación eólica, Figura 16. En esta topología dos convertidores B2B biniveles se apilan con diodos de enclavamiento y condensadores separados. Se dispone de tres niveles de tensión para sintetizar la tensión de salida.

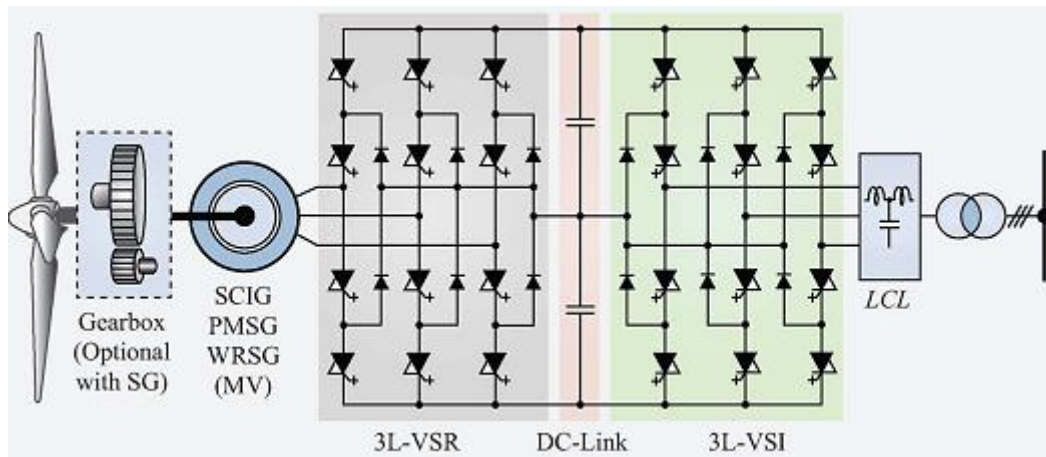


Figura 16 BTB 3L NPC [3].

- El convertidor Active Neutral Point Clamped (ANPC), Figura 17, resuelve el problema de las pérdidas desiguales del NPC. Al sustituir los diodos por interruptores controlados se da mayor redundancia para mantener la misma frecuencia de conmutación en todos los interruptores. De este modo estos convertidores puede manejar mayor potencia que los NPC [10].

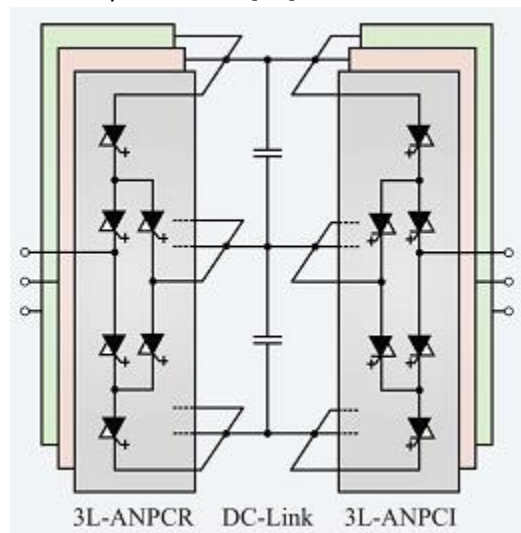


Figura 17 B2B 3L-ANPC [3].

- El convertidor flying capacitor es similar al NPC, reemplazando los diodos por condensadores, de tal manera que permiten que la distribución de pérdidas sea más equitativa entre todos los elementos que en el NPC.

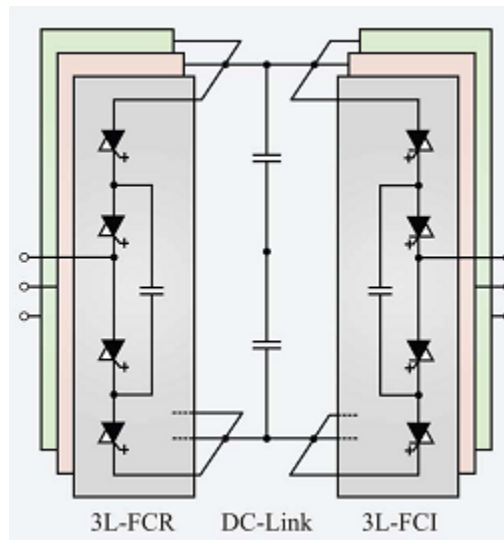


Figura 18 B2B 3L-FC [3].

- Si se desea elevar aún más el nivel de tensión para evitar la utilización del transformador elevador en el aerogenerador se puede acudir a combinaciones de las estructuras anteriores como las mostradas en las Figura 19 y Figura 20 con más niveles de tensión.

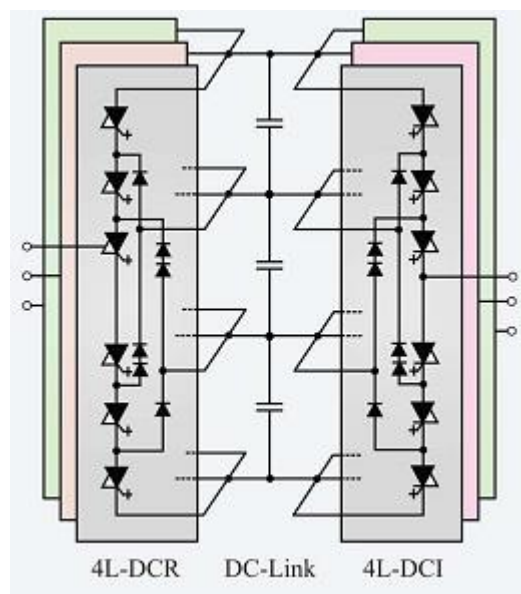


Figura 19 B2B 4L Diode-Clamped [3].

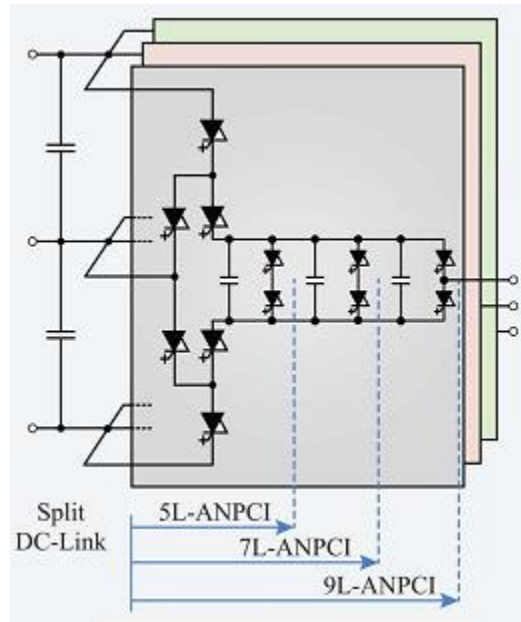


Figura 20 ANPC multinivel [3].

1.3.2.2 Convertidores de Conmutación Natural en el Lado Máquina y Forzada en el Lado Red

En el caso en el que no se requiera un flujo bidireccional de potencia, se puede utilizar un puente de diodos en el lado máquina. Los puentes de diodos tienen la característica de ser más eficientes que los IGBTs, siendo el sistema resultante más sencillo. Este sistema de conversión puede ser utilizado en generadores síncronos de imanes permanentes, en los que el flujo del rotor lo crea el imán, o en generadores síncronos de excitación, en los que el flujo lo crea la alimentación en continua del rotor. Como desventaja de esta topología de conversión se puede destacar que los puentes de diodos tienen dos componentes armónicas importantes en el quinto y séptimo múltiplo de la frecuencia fundamental de la máquina, lo que da origen al sexto armónico en el par.

Un ejemplo de esta configuración es el mostrado en la Figura 21. Esta configuración tiene bajo coste pero presenta problemas a velocidades de viento bajas. La tensión en el bus DC debe de ser siempre mayor que el pico de la red, por lo que a bajas velocidades de viento la tensión será más baja comprometiendo el funcionamiento del sistema. Para evitar esto se sobredimensiona el generador, de tal forma que cuando la velocidad de giro sea baja la tensión inducida sea suficiente.

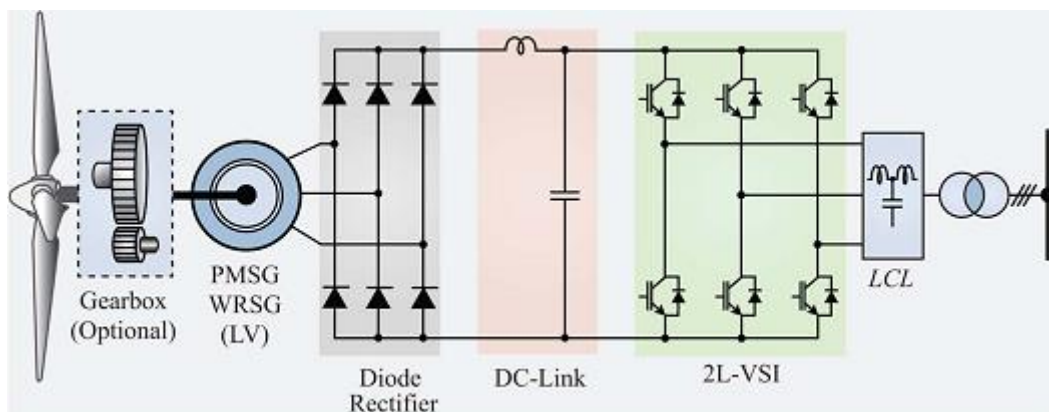


Figura 21 Puente de diodos y convertidor de dos niveles [3].

Para solucionar este problema se ha optado por incluir un elevador antes del bus DC evitando así sobredimensionar el generador, Figura 22. Como ejemplo comercial de esta solución cabe destacar a Enercon con la E82.

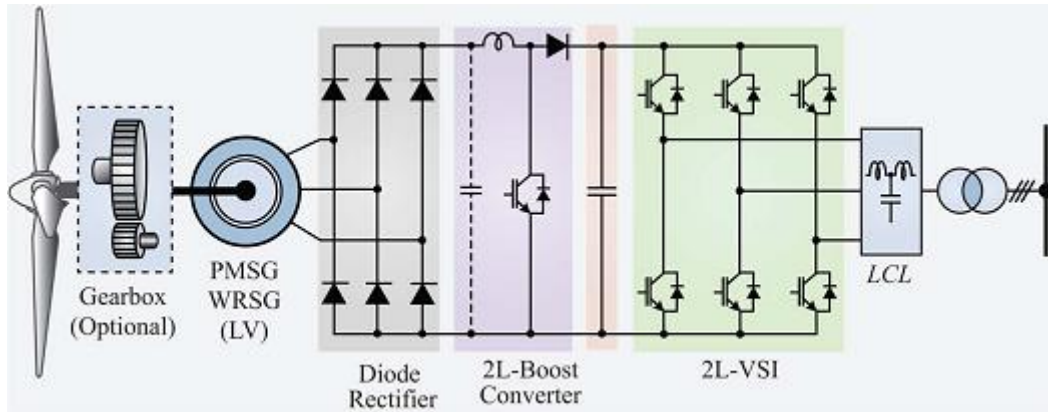


Figura 22 Puente de diodos, elevador y convertidor de dos niveles[3].

1.3.2.3 Convertidores para Generadores Multifásicos

Para aumentar la potencia manejada por las turbinas eólicas se han utilizado los generadores multifásicos para esta aplicación. Los convertidores utilizados en estas aplicaciones son los convertidores distribuidos y los convertidores en cascada. Los devanados del generador se desplazan 30 grados con lo que el quinto y séptimo armónico presentes en las corrientes de estator se cancelan no trasladándose al par [11], [12].

Cuando se habla de convertidores distribuidos nos referimos a que las topologías vistas anteriormente se conectan a los distintos devanados existentes tal y como se observa en la Figura 23.

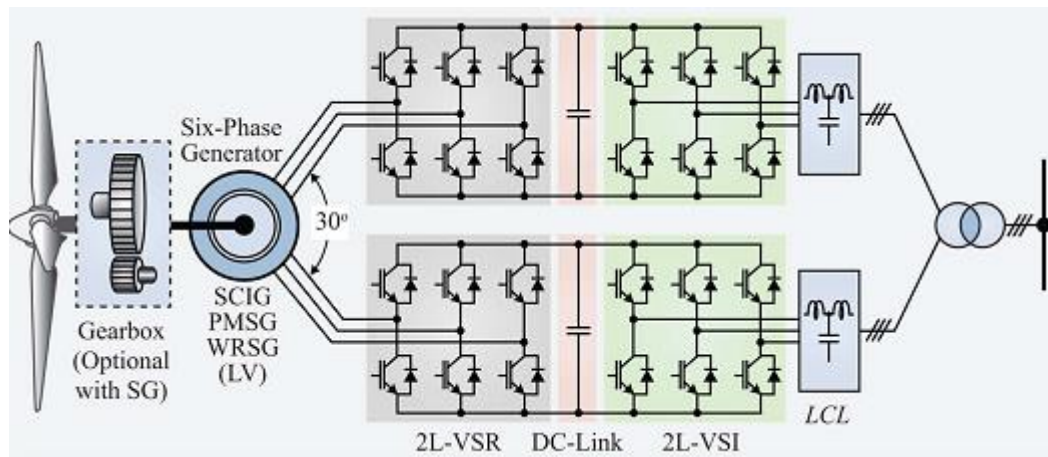


Figura 23 Convertidor B2B binivel conectado a una máquina con dos estatores, configuración distribuida [3].

Cuando se habla de convertidor en cascada nos referimos a la topología mostrada en la Figura 24, en la que la salida de los convertidores de lado máquina se une en serie para crear el bus de un convertidor de mayor tensión, MT.

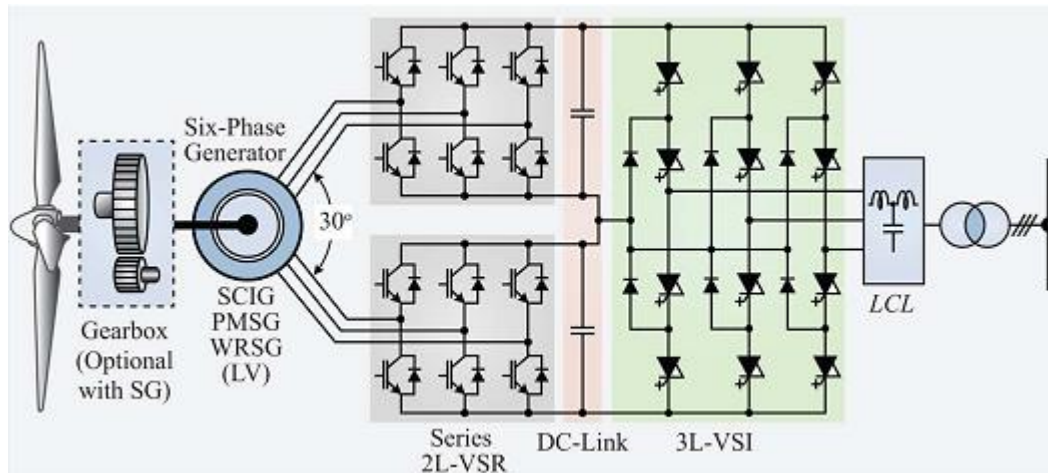


Figura 24 Conexión en cascada de dos convertidores con un inversor de tres niveles [3].

1.3.2.4 Convertidores sin Bus de Continua

En este grupo entran los convertidores matriciales, de los cuales sólo existe una aplicación en eólica en la turbina de Yaskawa. El convertidor matricial aparece representado en la Figura 25. Al no tener bus de continua las perturbaciones de la red se trasladan directamente al generador.

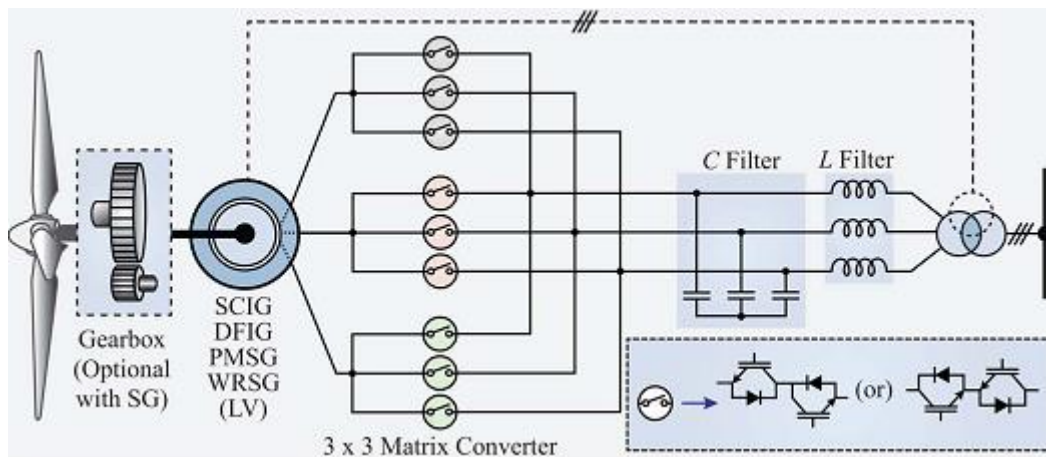


Figura 25 Convertidor matricial [3].

1.3.2.5 Conclusiones

Los requisitos técnicos exigidos a los convertidores de potencia son cada vez más exigentes y algunas de las topologías presentadas son más adecuadas que otras para su aplicación en turbinas multimegavatio.

Los convertidores back to back de baja tensión son los más empleados en la industria eólica. Se trata de una opción que utiliza componentes estandarizados y maduros, por lo que presenta un coste competitivo. Los convertidores back to back de media tensión han probado su eficacia en la industria de los accionamientos eléctricos para máquinas de gran potencia, sin embargo, los fabricantes de aerogeneradores no se han lanzado a su implantación en las turbinas eólicas.

Una opción recurrente en la eólica offshore a la hora de desarrollar convertidores para máquinas multimegavatio es la de paralelizar unidades de conversión back to back. Utilizando

líneas de conversión de baja tensión se logra redundancia en el convertidor, aprovechando una tecnología madura y competitiva en la industria eólica.

Los convertidores matriciales, a pesar de su simplicidad presentan el problema de no desacoplar la red del aerogenerador. Asimismo requiere un mayor filtrado a la salida. Debido a estos problemas no parece que vayan a desarrollarse nuevos convertidores de este tipo en el marco eólico.

Por último los convertidores de conmutación natural en el lado máquina no son adecuados para cualquier generador eléctrico y aunque son una alternativa muy eficiente a los convertidores back to back de conmutación forzada no proporcionan una solución estándar. En este sentido no presentan una economía de escala tan clara como los back to back de conmutación forzada.

Este breve resumen junto con las tendencias eólicas offshore enmarca el proyecto desarrollado en este trabajo y justifica el hecho de acudir a la paralelización de convertidores de potencia como una opción muy interesante en máquinas multimegavatio.

1.4 Paralelización de Unidades de Conversión: Estado del Arte

En esta sección se pretende hacer un análisis de la situación actual de la paralelización de unidades de conversión. Para ello se hará un breve repaso de los distintos artículos publicados relacionados con esta opción tecnológica que tanta atención está recibiendo a día de hoy por las empresas del mercado eólico.

El tamaño de una turbina multimegavatio es un elemento clave del diseño dado que el transporte está limitado por factores como las carreteras, camiones, puentes... Una alta densidad de potencia resulta crucial. Asimismo la eólica offshore demanda redundancia en sus turbinas al estar el mantenimiento programado para estas máquinas en un intervalo de tiempo de 6 a 12 meses. Paralelizando unidades de conversión se pueden lograr diseños con una elevada densidad de potencia, 0.58 MW/m^3 y una alta redundancia que aseguran la operación del sistema a potencia reducida ante un fallo en el convertidor, reduciendo así el tiempo de paradas [13], [14]. A pesar de que una mayor densidad de potencia podría lograrse con convertidores de media tensión [9] los turbinistas son reticentes a su aplicación al ser una tecnología que todavía no ha sido totalmente probada en aplicaciones eólicas [3].

La correcta operación de convertidores modulares conectados en paralelo permite incrementar el rendimiento del sistema de conversión. Cuando la velocidad del viento es baja no funcionarán todos los convertidores, si no que únicamente trabajarán aquellos que resulten necesarios para manejar la potencia de la máquina. De este modo todos los convertidores podrán trabajar durante mayor tiempo en su punto de mayor eficiencia. Estas estrategias de operación de los convertidores en búsqueda de la eficiencia óptima no resulta un problema trivial ni siquiera para el caso de dos convertidores en paralelo [15].

Conectar en paralelo varios convertidores es una manera sencilla de aumentar la potencia de un sistema de conversión sin tener que cambiar el tipo de convertidor o los interruptores de potencia utilizados. Existen tres maneras de paralelizar convertidores, dependiendo del tipo de acoplamiento que haya entre ellos. En el acoplamiento en tensión, Figura 26, la conexión de los convertidores se realiza de manera directa. Los convertidores se conectan a través de una impedancia mínima, que sólo sirve para evitar cortocircuitos entre los mismos. En el acoplamiento en corriente, Figura 27, la conexión se realiza mediante impedancias. Los convertidores se conectan en paralelo a través de impedancias que limitan la

corriente que circula entre convertidores. Por último, en la conexión aislada, Figura 28, no existe posibilidad de que circule corriente entre convertidores. Aparte de por el tipo de conexión entre convertidores, también se puede distinguir entre sistemas con el bus separado, es decir, cada convertidor tiene su propio bus de continua, y sistemas con el bus unido, cuando los convertidores comparten el mismo bus.

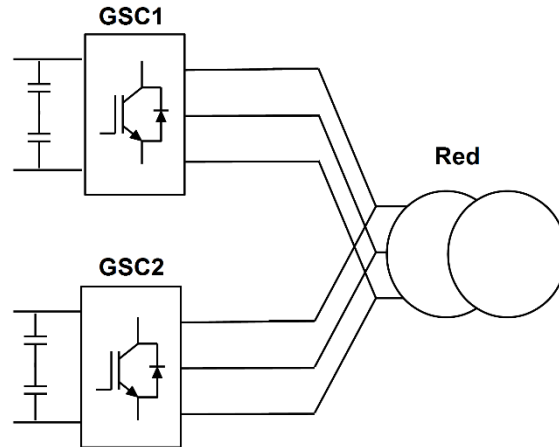


Figura 26 Acoplamiento en tensión.

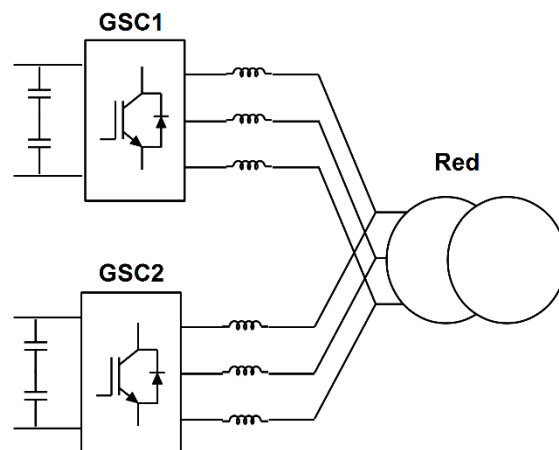


Figura 27 Acoplamiento en corriente.

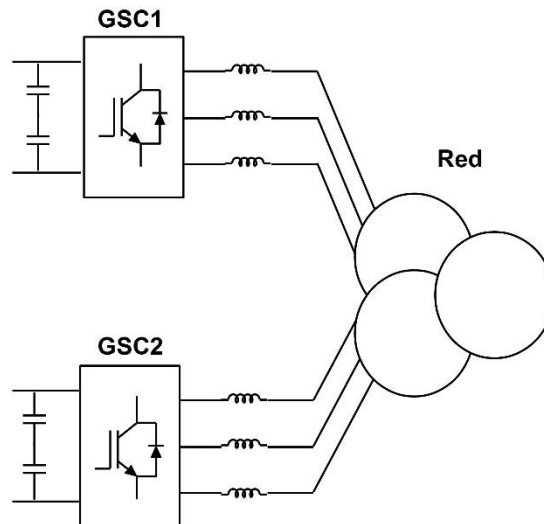


Figura 28 Acoplamiento aislado.

La conexión directa de los convertidores obliga a que el disparo de estos sea síncrono, ya que pequeñas diferencias entre las conmutaciones de un convertidor con respecto al otro ocasionarán grandes corrientes de recirculación. Una opción muy interesante es la conexión de los equipos mediante impedancias. En concreto la utilización de IPTs (Interphase Transformers o ICTs Intercell Transformers) ha sido ampliamente investigada. Una IPT es una inductancia acoplada en negativo, de tal forma que ofrece una impedancia muy alta a la recirculación de corrientes entre los convertidores conectados en paralelo con un menor tamaño y mayor ligereza que las inductancias desacopladas [16].

Al acoplar los convertidores mediante impedancias se puede desfase las portadoras de los mismos lo que se conoce como interleaving. De este modo si se desea optimizar la calidad de la corriente de red en convertidores que suministran una misma potencia a la carga, el desfase entre las portadoras es $360/N$, siendo N el número de convertidores acoplados en paralelo [17]. El interleaving permite reducir el tamaño de los componentes pasivos al aumentar la frecuencia aparente de conmutación, repercutiendo en un aumento de la densidad de potencia [18].

Las IPTs permiten que los componentes magnéticos se comporten como transformadores sin entrehierro, con mejores distribuciones de flujo que las inductancias y flujo simétrico, que permite un mejor aprovechamiento del núcleo magnético. Permiten asimismo un buen comportamiento dinámico al ofrecer alta impedancia a la recirculación y una menor impedancia de salida [19]. El acoplamiento puede realizarse mediante IPTs monofásicas o trifásicas de 4 o 5 columnas que permitan limitar el modo común [20]. El diseño y modelado de IPTs ha sido tratado en diversos artículos, ofreciendo diversas alternativas [21],[19], [22]–[28].

La modulación empleada condiciona el diseño de la IPT, siendo las modulaciones discontinuas las que menores pérdidas presentan en el núcleo magnético. Este hecho junto con las menores pérdidas de conmutación conduce a que las modulaciones discontinuas tengan un interés especial en la paralelización de unidades de conversión [29], [30], [31], [32], [33], [34]. Se han realizado modificaciones a las modulaciones clásicas con objeto de reducir el tamaño del núcleo de la IPT y las pérdidas en la misma [32]–[34].

1.5 Objetivos del proyecto

El objetivo de este proyecto es desarrollar un sistema de conversión de potencia escalable y modular basado en unidades de conversión de 4 – 4.5 MW para conexiones a red tipo Full Converter (FC), minimizando el coste de la inversión necesaria para potencia eólica offshore en baja tensión (LV) hasta 9MW, asegurando la calidad de la energía inyectada a la red.

Con este trabajo se pretende obtener una solución al sistema de conversión de potencia escalable y modular, denominado de ahora en adelante solución Single-Block. Los requerimientos conforme a los cuales se tratará de buscar la solución al Single-Block en este proyecto son:

- Compacto, reduciendo su peso
- Mayor densidad de potencia
- Totalmente cerrado y escalable
- Mayor disponibilidad reduciendo las paradas por fallo en los componentes
- Eficiencia superior a 97%
- Óptima relación coste/MW
- Distorsión armónica en la corriente de red inferior al 3%

En la sección 2 de este informe se encuentra el análisis del sistema para dos convertidores conectados en paralelo y su extensión a N convertidores en paralelo. En esta sección se estudiará la estructura de paralelización y el modelo simplificado del sistema que permite analizar las corrientes de recirculación y las corrientes a red así como las tensiones que las causan. También se analizarán en dicho apartado las necesidades de control y los beneficios del interleaving y las IPTs. En la sección 3 se realizará el estudio de las topologías, estableciendo las funciones objetivo con respecto a las cuales se evalúan las variables topológicas y de modulación. Se seleccionará la topología Single-Block tras comparar las distintas opciones existentes. El trabajo concluirá con la Sección 4 en la cual se detallarán las conclusiones y las líneas futuras.

2 Convertidores en Paralelo: Modelización de la Interacción entre Ambos y Necesidades de Control

El propósito del presente proyecto es el de dar solución a un sistema de conversión de potencia escalable y modular, denominado Single-Block. Para ello en este capítulo se comenzará por analizar que se entiende por Single-Block, estudiando las posibles opciones. Posteriormente se modelizará la interacción entre convertidores, estudiando las corrientes a red y de recirculación, y proporcionando los circuitos equivalentes de cada una de las componentes de la corriente. Como siguiente paso se profundizará en las necesidades de control. Por último se detallarán los beneficios del interleaving y las IPTs que hacen que esta sea una opción especialmente interesante.

2.1 Single-Block: Estructura y Opciones.

El convertidor ha de ser capaz de controlar turbinas eólicas basadas en distintos generadores como son los SCIG, PMSG y EESG, todos ellos de baja tensión. Esto se debe a que en el mercado offshore los fabricantes están optando por generadores de baja tensión debido principalmente a:

- Madurez de las tecnologías y topologías de baja tensión
- Avance tecnológico de los semiconductores utilizados en baja tensión (IGBTs)
- Personal de mantenimiento con menor cualificación necesaria
- Coste y cadena de suministro de los elementos utilizados (semiconductores, aparatos de protección y maniobra eléctrica, etc.)
- Costes derivados (generador MV más caro y menos fabricantes)

Los requisitos conforme a los cuales se tratará de buscar la solución al Single-Block en este proyecto son:

- Compacto, reduciendo su peso
- Mayor densidad de potencia
- Totalmente cerrado y escalable
- Mayor disponibilidad reduciendo las paradas por fallo en los componentes
- Eficiencia superior a 97%
- Óptima relación coste/MW
- Distorsión armónica en la corriente de red inferior al 3%

La solución single block ha de ser vista como una solución replicable que permita la conexión de varios de estos equipos de manera directa, permitiendo que este diseño modular sea escalable. La potencia nominal objetivo se situará en el rango 4 a 4.5 MW. La solución single block será replicada para satisfacer los requisitos de la eólica actual, en la que se están alcanzando potencias nominales de 7 MW y se plantean nuevos desarrollos y prototipos de hasta 10MW. La existencia de un módulo estándar adaptable para distintas potencias permite una clara reducción de costes. Estos conceptos se ilustran en la Figura 29 y Figura 30.

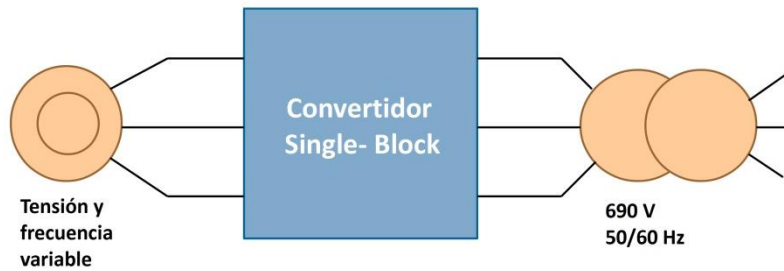


Figura 29 Concepto Single-Block.

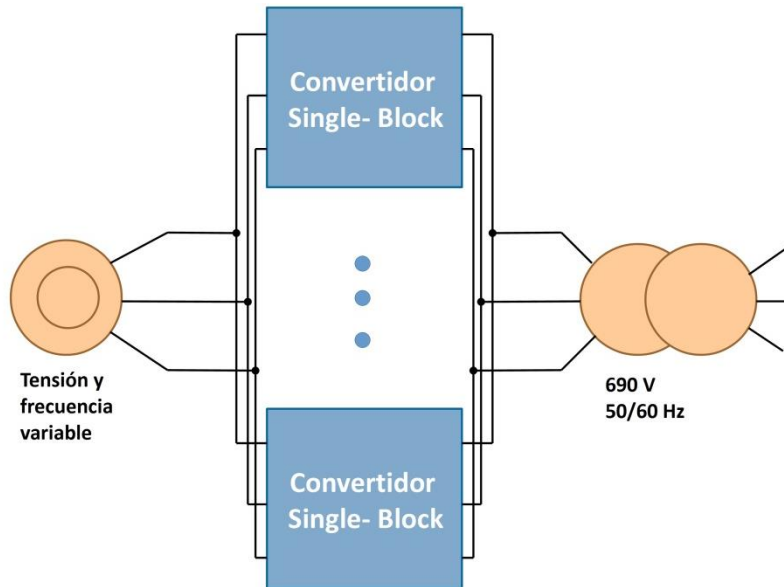


Figura 30 Conexión de varios módulos según la potencia del sistema.

La estructura básica de conversión en la que se basa el Single-Block es el clásico convertidor back to back binivel de baja tensión, mostrado en la Figura 31, donde MSC significa *machine side converter* y GSC significa *grid side converter*.

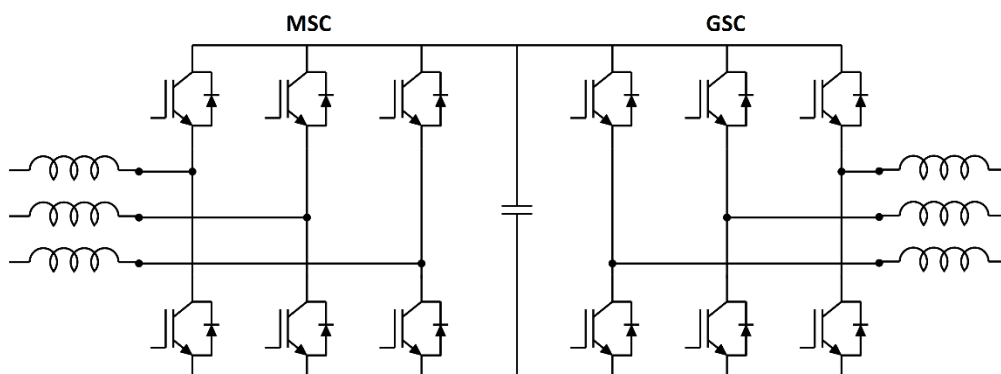


Figura 31 Convertidor back to back binivel.

Dentro de ese bloque, que se ha denominado Single Block, podrá haber N convertidores back to back conectados en paralelo, compartiendo un único bus o con buses independientes y acoplados en tensión o en corriente. A lo largo de este trabajo trataremos de determinar la mejor opción topológica para el convertidor modular.

2.2 Modelización e Interacción entre Convertidores en Paralelo

En este apartado se va a estudiar la interacción entre convertidores puestos en paralelo, es decir, como afectan las tensiones impuestas por cada convertidor tanto a las corrientes de los demás convertidores como a las suyas propias. Por simplicidad se estudiará el caso de dos convertidores, Figura 32, para posteriormente extrapolar las conclusiones al caso de N convertidores en paralelo.

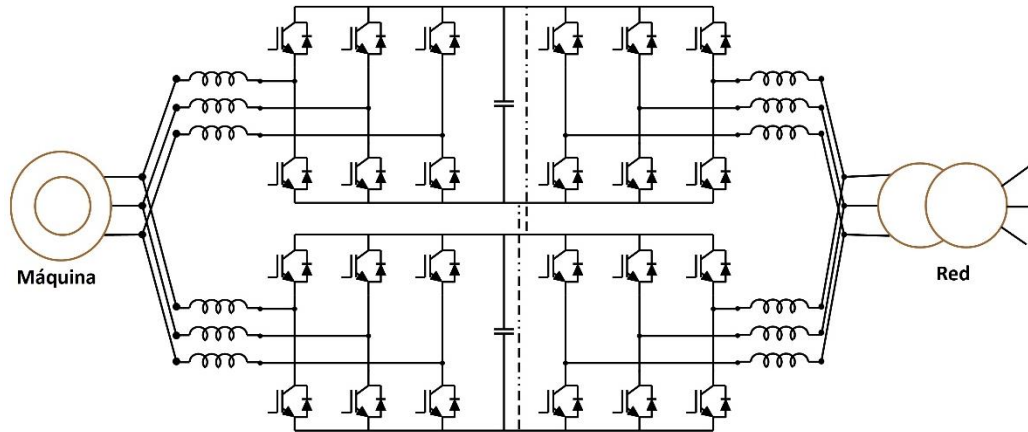


Figura 32 Convertidores back to back conectados en paralelo.

Como se muestra en la Figura 32, el desarrollo se realizará para el acoplamiento como fuente de corriente o mediante inductancias, por ser el caso más genérico y sencillo a la hora de introducir los conceptos propios de las estructuras en paralelo, con buses unidos e independientes.

2.2.1 Análisis de las Corrientes en el Convertidor

Con el objetivo de simplificar y clarificar el estudio, las corrientes de salida de cada convertidor se van a dividir en dos componentes [35]:

- Corriente normal
- Corriente cruzada

La corriente normal en una fase se define para un convertidor como la mitad de la corriente total entregada a la red o a la máquina por dicha fase. Se utilizará $I_{Gx_n_i}$ en donde G indica que se trata de la corriente del convertidor del lado red, x es el número del convertidor, n indica que se trata de la corriente normal y el subíndice i indica la fase: a , b y c . La diferencia entre la corriente de salida de cada convertidor y dicha corriente normal se denomina corriente cruzada, $I_{Gc_{y-z}_i}$, donde c indica que se trata de la corriente cruzada y los subíndices y , z representan que la recirculación se produce entre los convertidores y , z con sentido positivo del primero al segundo. La corriente cruzada y la corriente normal aparecen representadas en la Figura 33 para los dos convertidores del lado de la red, el análisis es extensible al lado de la máquina.

Como se verá más adelante la corriente cruzada se puede descomponer a su vez en corriente cruzada homopolar $I_{ch_{y-z}}$ y corriente cruzada diferencial $I_{Gcd_{y-z}_i}$.

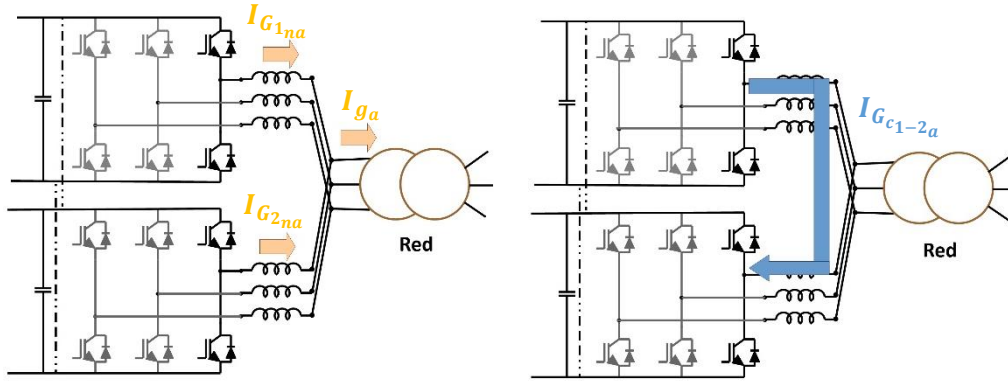


Figura 33 Corriente normal y corriente cruzada.

La corriente $I_{G_{c1-2a}}$ se puede considerar como la fracción de la corriente de la fase a del convertidor 1 que en lugar de salir hacia la red, o la máquina, se cierra a través del convertidor 2. Esta corriente es de igual magnitud pero de signo contrario para el otro convertidor. Las ecuaciones que definen estas corrientes son:

$$I_{G_{xni}} = \frac{I_{g_i}}{2} = \frac{I_{G1i} + I_{G2i}}{2} \quad \text{Eq. 1.}$$

$$I_{G_{c1-2i}} = \frac{I_{G1i} - I_{G2i}}{2} \quad \text{o} \quad I_{G_{c2-1i}} = \frac{I_{G2i} - I_{G1i}}{2} \quad \text{Eq. 2.}$$

Donde $I_{G_{xi}}$ es la corriente total en la fase de i de cada convertidor x del lado red, G . I_{g_i} es la corriente total inyectada a la red en la fase i .

La corriente cruzada de cada convertidor, a su vez, se puede dividir en sus componentes diferencial y homopolar. Para ello, se utilizan las siguientes relaciones genéricas, que proporcionan las componentes homopolar y diferencial de una variable trifásica cualquiera, véase la tensión:

$$V_{ch} = \frac{V_a + V_b + V_c}{3} \quad \text{Eq. 3.}$$

$$V_{di} = V_i - V_h \quad \text{Eq. 4.}$$

Siendo i la fase considerada (a, b, c), h la componente homopolar y d la componente diferencial.

Además se tiene, por definición de la componente diferencial, que la suma de las componentes diferenciales de una variable es cero:

$$V_{da} + V_{db} + V_{dc} = 0 \quad \text{Eq. 5.}$$

Aplicando la Eq. 3. a la corriente cruzada de cada convertidor se obtiene la corriente cruzada homopolar por fase, sin embargo, la que se va a utilizar en los siguientes desarrollos es la corriente cruzada homopolar total de salida del convertidor. Teniendo en cuenta que la corriente homopolar, por definición, es idéntica para las tres fases, la corriente cruzada homopolar total se calcula como:

$$I_{ch_{1-2}} = I_{Gc_{1-2a}} + I_{Gc_{1-2b}} + I_{Gc_{1-2c}} \quad \text{Eq. 6.}$$

La corriente cruzada diferencial viene determinada por:

$$I_{Gcd_{y-z_i}} = I_{Gc_{y-z_i}} - \frac{I_{ch}}{3} \quad \text{Eq. 7.}$$

En sistemas trifásicos con el neutro aislado, la componente homopolar de las corrientes se anula, ya que la suma de las tres corrientes ha de ser cero. El sistema de dos convertidores back-to-back que se está analizando se considera con el neutro aislado tanto en el lado máquina como en el lado red. Como en este análisis nos estamos centrando en el lado de la red:

$$I_{ga} + I_{gb} + I_{gc} = 0 \quad \text{Eq. 8.}$$

De la Eq. 8 se deduce que la suma de las corrientes de los dos convertidores debe de ser igual a cero:

$$I_{G1a} + I_{G1b} + I_{G1c} = -(I_{G2a} + I_{G2b} + I_{G2c}) \quad \text{Eq. 9.}$$

Haciendo uso de la ecuación anterior, junto con Eq. 2 y Eq. 6 se comprueba que la componente homopolar de la corriente de cada convertidor es igual a la componente homopolar de la corriente cruzada de cada convertidor.

$$\begin{aligned} I_{ch} &= I_{Gc_{1-2a}} + I_{Gc_{1-2b}} + I_{Gc_{1-2c}} \\ &= \frac{I_{G1a} + I_{G1b} + I_{G1c} - (I_{G2a} + I_{G2b} + I_{G2c})}{2} \\ &= I_{G1a} + I_{G1b} + I_{G1c} = I_{Gh} \end{aligned} \quad \text{Eq. 10.}$$

Por lo tanto, hablar de la corriente cruzada homopolar o hablar directamente de la componente homopolar de la corriente de cada convertidor es equivalente. Por otro lado, observando la Eq. 9 es inmediato deducir que la corriente homopolar de un convertidor es de igual magnitud y sentido contrario que la del otro convertidor del mismo lado para el caso de dos convertidores en paralelo.

Para hallar la relación entre las corrientes homopolares de dos convertidores que no comparten lado, se dividen las corrientes de lado red y lado máquina en corrientes que circulan por el terminal positivo del bus de continua y corrientes que circulan por el negativo, tal como se muestra en la Figura 34. Esto dependerá del estado de cada pareja de interruptores asociado a cada fase, así como de los otros dos convertidores que forman el segundo B2B.

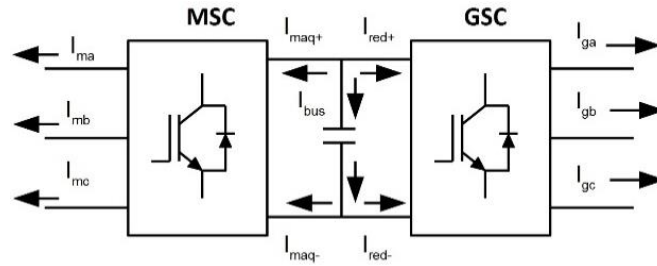


Figura 34 Corrientes por el bus.

Aplicando la ley de Kirchhoff al circuito de la Figura 34:

$$-(I_{maq+} + I_{red+}) = I_{maq-} + I_{red-} = I_{bus} \quad \text{Eq. 11.}$$

Como la suma de las corrientes que entra al convertidor por el terminal positivo debe de ser igual a la suma de las tres corrientes por la fase:

$$I_{maq-} + I_{maq+} = I_{ma} + I_{mb} + I_{mc} = I_{mh} \quad \text{Eq. 12.}$$

$$I_{red-} + I_{red+} = I_{ga} + I_{gb} + I_{gc} = I_{gh} \quad \text{Eq. 13.}$$

Utilizando Eq.11, Eq. 12 y Eq. 13 se deduce que:

$$-(I_{ma} + I_{mb} + I_{mc}) = I_{ga} + I_{gb} + I_{gc} \Rightarrow I_{gh} = -I_{mh} \quad \text{Eq. 14.}$$

Se demuestra pues que la corriente homopolar entre los dos convertidores del lado red y del lado de la máquina que comparten bus de continua es de igual magnitud y de sentido contrario. Si se tienen dos convertidores back to back conectados en paralelo, la corriente homopolar es única para los cuatro convertidores y depende de la tensión homopolar introducida por los cuatro convertidores. Por su parte la corriente normal y la cruzada diferencial en el lado máquina vendrán determinadas por los convertidores acoplados en GSC y las tensiones que impongan cada uno de estos. Lo mismo podría afirmarse de las corrientes normales a máquina y de recirculación en dicho lado.

Si al inicio de la sección se dividían las corrientes entre dos convertidores en corriente normal y corriente cruzada, para concluir la sección se completa la clasificación anterior dividiendo la corriente total de cada convertidor en tres componentes distintas, Figura 35:

- Corriente normal: la componente de la corriente que sale al exterior, hacia la red o la máquina.
- Corriente cruzada diferencial: componente de la corriente que se cierra a través del convertidor con el que comparte lado.
- Corriente cruzada homopolar: componente de la corriente que se cierra a través del conjunto de los cuatro convertidores.

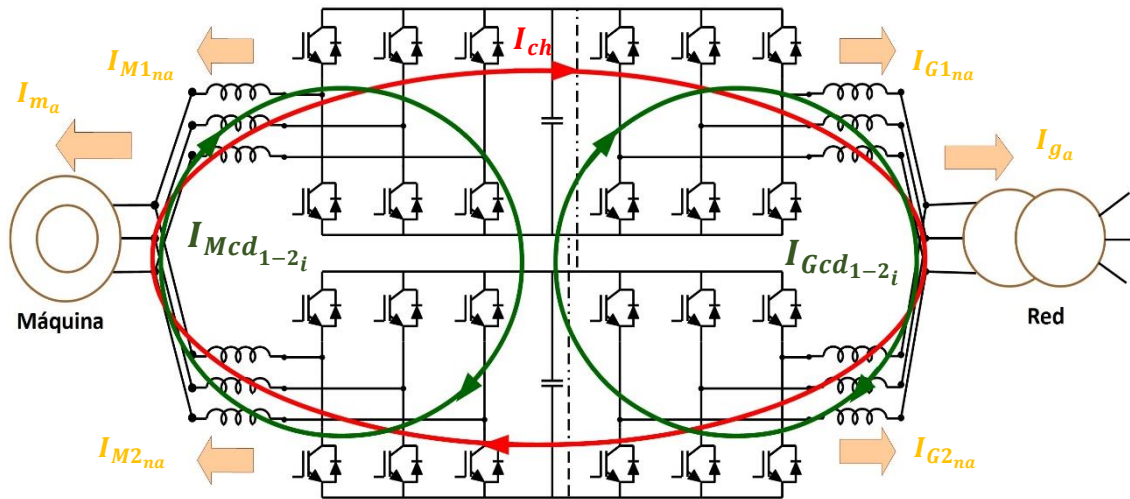


Figura 35 Representación de las corrientes entre dos convertidores conectados en paralelo.

2.2.2 Obtención de los Circuitos Equivalentes Simplificados

Los convertidores, tanto en el lado red como en el lado máquina, están conectados a diferentes impedancias. La magnitud y la forma de conexión de estas impedancias también afectan a la interacción entre los convertidores. Las impedancias de salida se pueden dividir en dos categorías: impedancias serie e impedancias paralelo.

En el lado máquina, las impedancias serie están compuestas por la inductancia y la resistencia del bobinado del estator del generador, y por la inductancia del filtro dv/dt . Las impedancias paralelo están formadas por la rama RC del filtro dv/dt , en el caso de que el filtro utilizado se corresponda a la topología L-RC. En el lado red, las impedancias serie consistirán en la inductancia de salida del convertidor, y en la inductancia del transformador que haya entre el convertidor y la red eléctrica. Como impedancias paralelo, la rama RC del filtro de armónicos. A todo esto también se podría añadir las impedancias serie debidas a la resistencia e inductancia del cableado, tanto en el lado red como en el lado máquina. Así, se puede considerar que las impedancias de salida están compuestas de ramas RL en serie y ramas RC en paralelo.

Siguiendo el modelo presentado en [36] se ha realizado la modelización de un sistema compuesto por un conjunto de impedancias serie-paralelo-serie a la salida de cada convertidor y otro conjunto de impedancias serie-paralelo-serie entre el punto de unión de las dos ramas en paralelo y la red o el generador. El sistema se muestra en la Figura 36. Se ha optado por trabajar sobre esta configuración porque partiendo de ella se puede llegar a las configuraciones más habituales en los sistemas de conversión reales, simplemente eliminando elementos.

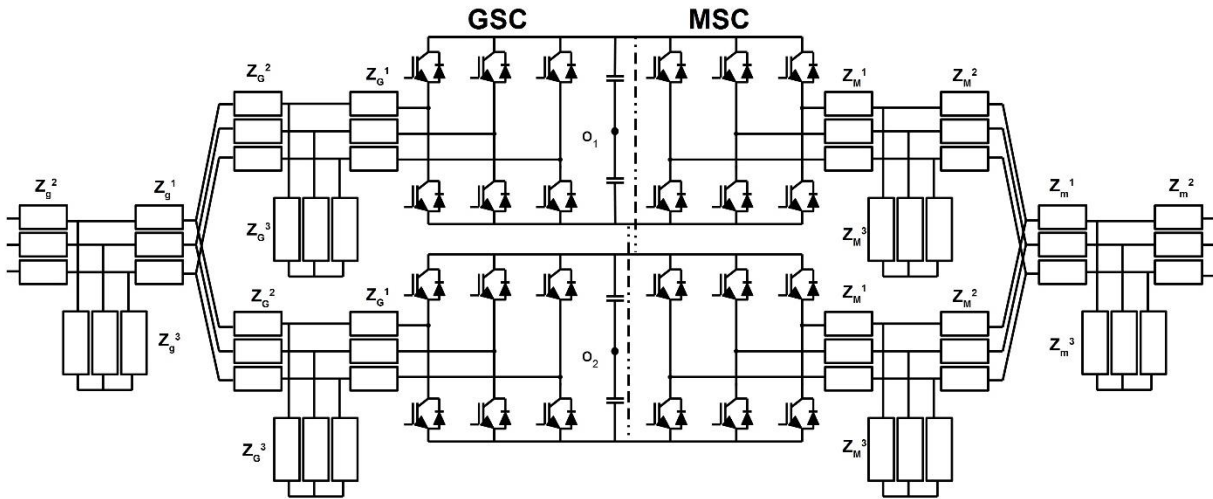


Figura 36 Sistema a modelar.

Los modelos que se van a desarrollar a continuación únicamente son válidos para el caso en el que las impedancias de las dos ramas son iguales, en caso contrario se producirá un acoplamiento entre las tensiones normales y las cruzadas teniendo influencia ambas dos sobre las corrientes normales y cruzadas de los convertidores conectados en paralelo. Para la obtención de dichos modelos se aplicará sucesivamente el principio de superposición para ver que fuentes son el origen de las distintas componentes de la corriente.

2.2.3 Circuito Equivalente para cada Componente de la Corriente

Referenciamos las tensiones de fase al punto medio del bus:

$$V_{Gx_{i0_x}} = \pm \frac{V_{bus}}{2} \text{ o } V_{Mx_{i0_x}} = \pm \frac{V_{bus}}{2} \quad \text{Eq. 15.}$$

Siendo G y M los convertidores del lado red y máquina respectivamente, x el convertidor 1 o 2 de dicho lado, i la fase considerada, y O_x el punto medio del bus del convertidor considerado.

Conocidas las órdenes de disparo para cada convertidor se pueden calcular las tensiones de fase con respecto al punto medio del bus. Como se vio en la sección anterior, podemos descomponer las tensiones introducidas por cada convertidor como tensiones homopolares y tensiones diferenciales:

$$V_{Gx_h} = \frac{V_{Gx_{a0_x}} + V_{Gx_{b0_x}} + V_{Gx_{c0_x}}}{3} \quad \text{Eq. 16.}$$

$$V_{Gx_{di}} = V_{Gx_{i0_x}} - V_{Gx_h} \quad \text{Eq. 17.}$$

Donde h representa la tensión homopolar y d la tensión con respecto al neutro.

Utilizando esta descomposición el sistema a modelar se puede representar de acuerdo con la Figura 37. A partir de este sistema se obtienen los circuitos equivalentes para las diferentes componentes de corriente.

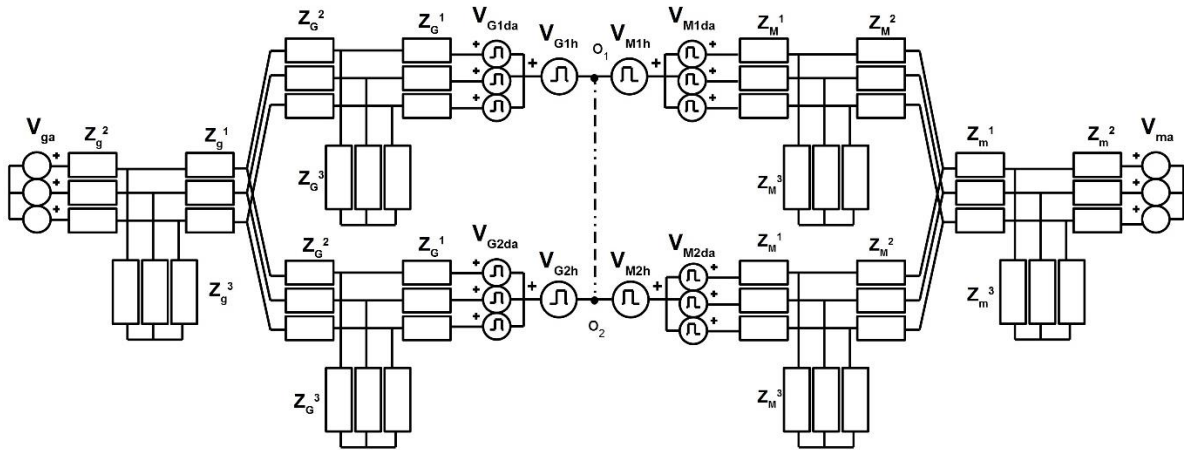


Figura 37 Sistema equivalente descompuesto en tensiones homopolares y diferenciales.

2.2.3.1 Componente Cruzada Homopolar

Las impedancias en paralelo no afectan a esta componente de la corriente, ya que al tener el neutro aislado la suma de las corrientes que recorren estas impedancias ha de ser nula. Al tratarse de una componente homopolar y estar el neutro de la red y del generador aislados, se puede simplificar el circuito equivalente, obteniendo el mostrado en la Figura 38. La línea punteada representa la posible unión de buses.

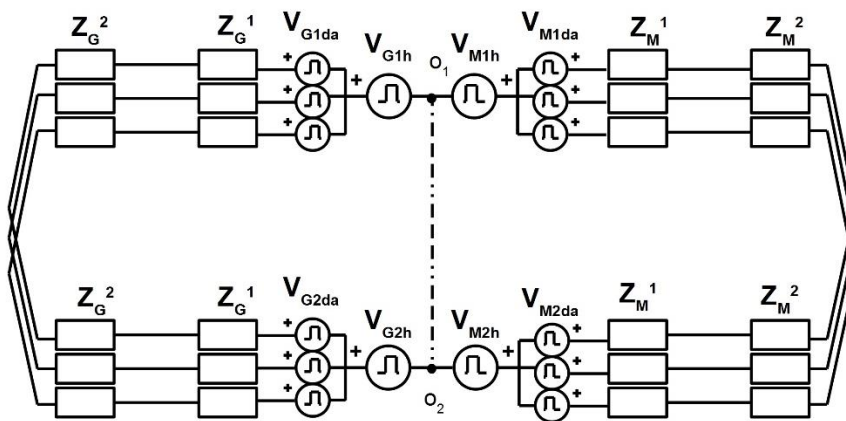


Figura 38 Circuito simplificado para la corriente homopolar.

Al considerar que todas las impedancias son iguales, las tensiones diferenciales no podrán crear un modo homopolar, con lo que los circuitos homopolar y diferencial estarán desacoplados. Simplificamos aún más el sistema para obtener el circuito homopolar en el caso de un sistema equilibrado, Figura 39. La impedancia que excita la tensión homopolar es un tercio de la que se tendría por fase. Posteriormente se analizará la impedancia homopolar que ofrece una IPT.

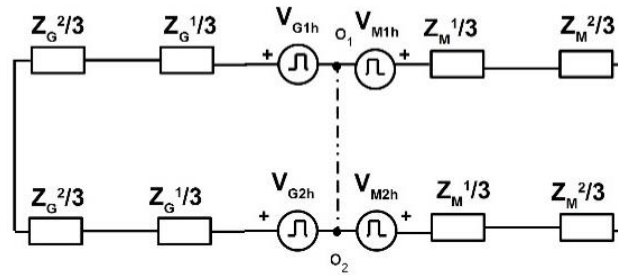


Figura 39 Circuito homopolar para un sistema equilibrado.

Como se aprecia en la Figura 39 en el caso de que los buses estén unidos la corriente homopolar tendrá dos caminos por lo que cerrarse. Como la unión de buses ofrece el camino de menor impedancia, la corriente homopolar creada por la tensión homopolar de los convertidores del lado máquina, se cerrará por las tres fases de los dos convertidores MSC y la unión de buses. En el caso de la corriente homopolar creada por GSC ocurrirá de igual modo, la corriente homopolar se cerrará por la unión de buses y las tres fases de los convertidores de la red.

2.2.3.2 Componente Diferencial

De la misma manera que las tensiones diferenciales no afectan a la componente homopolar, las tensiones homopolares no afectan ni a la corriente cruzada diferencial ni a la corriente normal. Al ser las impedancias por fase iguales, las tensiones homopolares únicamente producirán corrientes homopolares, que por definición no afectan a la corriente cruzada diferencial y, al ser un sistema con neutro aislado, tampoco a la corriente normal.

Si eliminamos pues las fuentes de tensión homopolares del sistema de la Figura 37, se pueden establecer sistemas independientes para el lado red y para el lado máquina. Como se trata de un sistema equilibrado, todas las impedancias tiene el mismo valor, la tensión de neutro de todas las impedancias es la misma, al no tener tensión de modo homopolar, por lo que se podría trazar las líneas discontinuas de la Figura 40. A diferencia del caso anterior, en esta figura las líneas discontinuas representan puntos a la misma tensión.

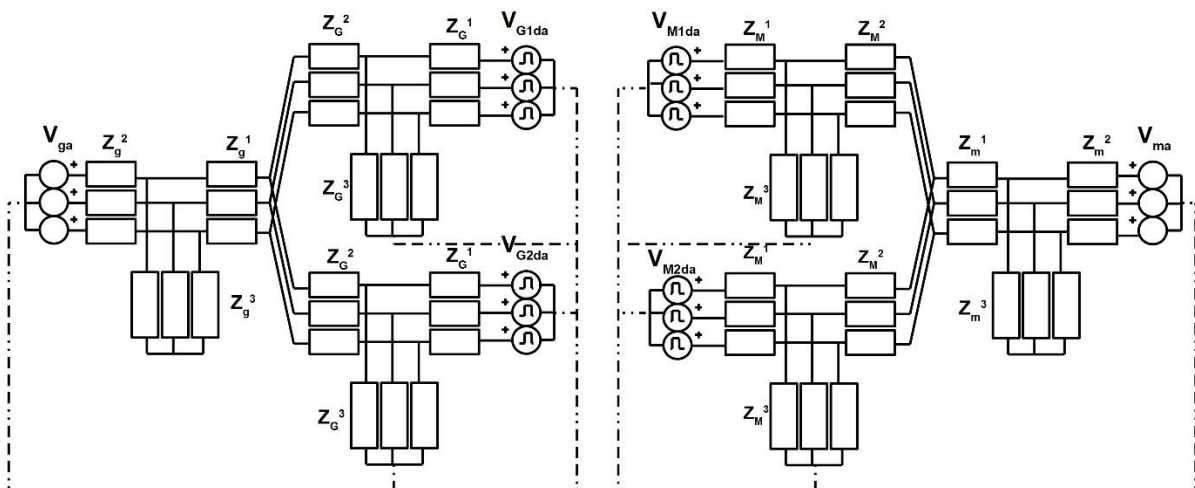


Figura 40 Circuito de modo diferencial.

Se puede representar el siguiente circuito por fase tal y como se indica en la Figura 41. De igual manera podría obtenerse el correspondiente para el lado de la máquina.

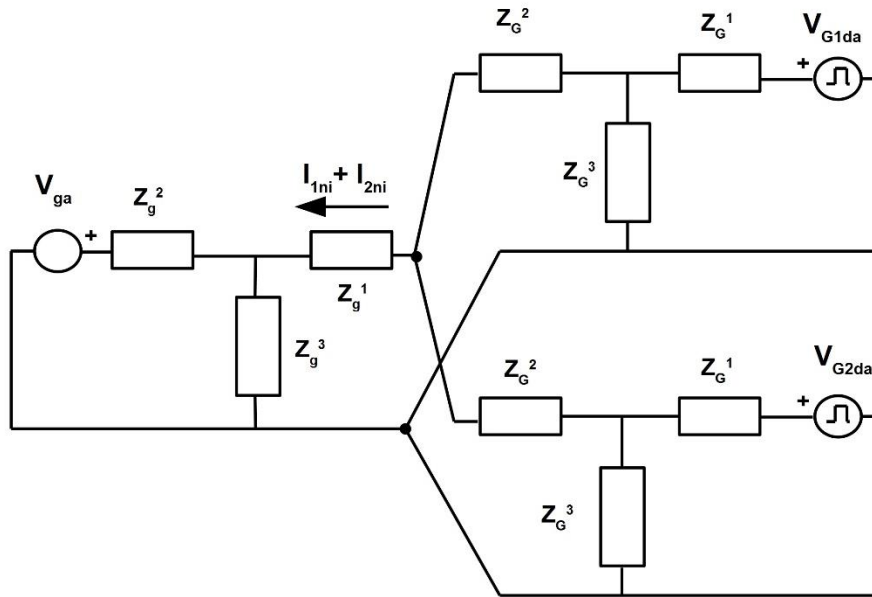


Figura 41 Circuito diferencial correspondiente a la fase a.

Componente Cruzada Diferencial

Teniendo únicamente en cuenta la componente cruzada y dado que la componente normal no crea recirculación cruzada diferencial al ser el sistema equilibrado, el circuito queda simplificado al que se muestra en la Figura 42. Un análisis pormenorizado de esta transformación se puede encontrar en [36].

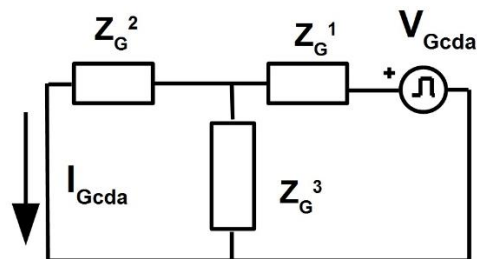


Figura 42 Circuito para la corriente cruzada diferencial en la fase a.

En donde V_{Gcda} es:

$$V_{Gcda} = \frac{V_{G1da} - V_{G2da}}{2} \quad \text{Eq. 18.}$$

Componente Normal

Partiendo de la Figura 42 se puede llegar directamente al circuito de la corriente normal [36], Figura 43.

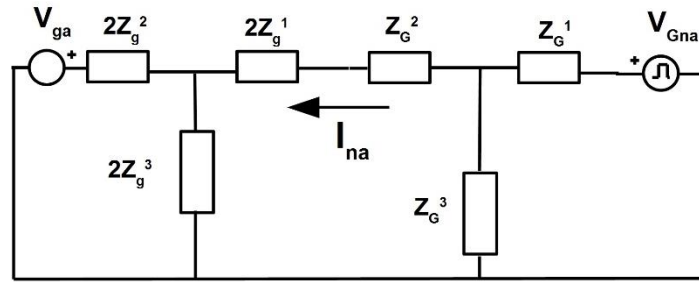


Figura 43 Circuito de la componente normal.

Donde $V_{Gna} = V_{G1na} = V_{G2na}$, siendo esta:

$$V_{Gcd_a} = \frac{V_{G1d_a} + V_{G2d_a}}{2} \quad \text{Eq. 19.}$$

2.2.4 Generalización para N Convertidores

Aunque todo el desarrollo anterior se ha realizado para dos convertidores, se puede aplicar perfectamente para el caso general de N convertidores en paralelo. En la Figura 44 se muestran las diferentes corrientes que surgen debido a la interacción entre N convertidores en paralelo. Sólo se representan las debidas a la interacción entre los convertidores 1 y 2 y entre 1 y N por motivos de claridad.

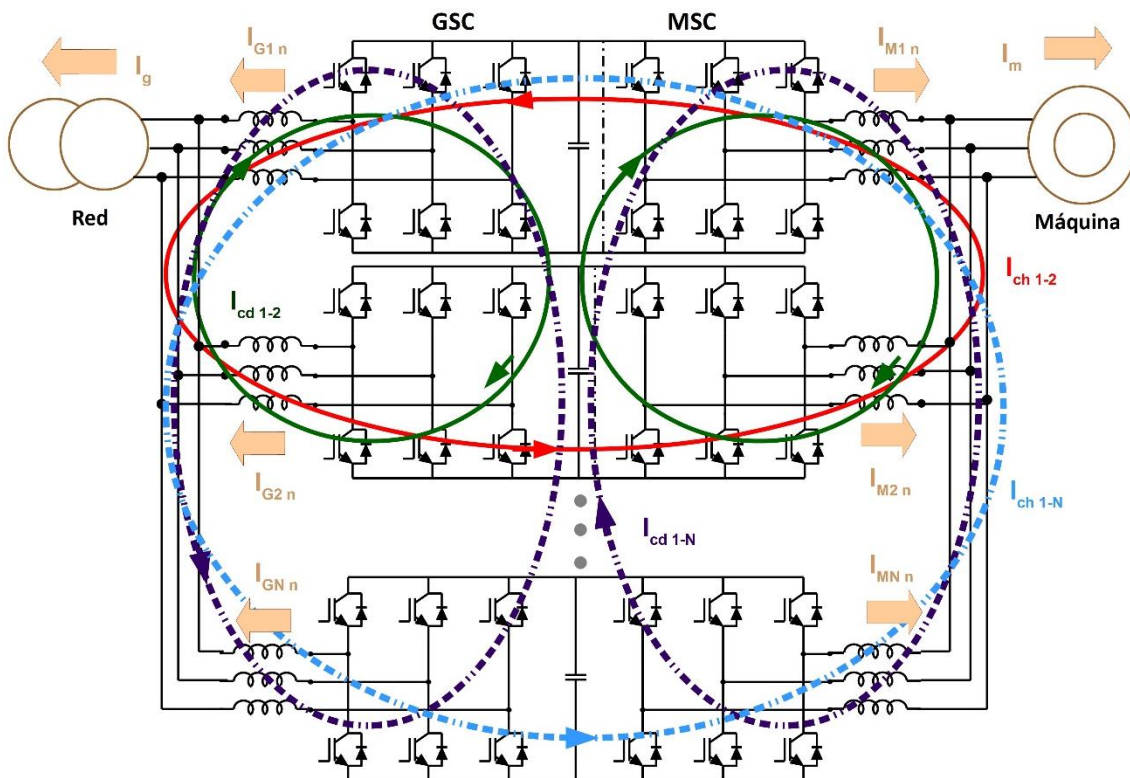


Figura 44 Corrientes para N convertidores.

Las corrientes normales y cruzadas pueden calcularse de la siguiente forma para el lado red y de manera análoga para el lado máquina:

$$I_{G1ni} = I_{G2ni} = I_{GNni} = \frac{I_g}{N} = \frac{I_{G1i} + I_{G2i} + \dots + I_{GNi}}{N} \quad \text{Eq. 20.}$$

$$I_{Gc1-2i} = -I_{Gc2-1i} = \frac{I_{G1i} - I_{G2i}}{2} \quad \text{Eq. 21.}$$

$$I_{Gc1-Ni} = -I_{GcN-1i} = \frac{I_{G1i} - I_{GNi}}{2}$$

Si se descompone la corriente cruzada en homopolar y cruzada diferencial:

$$I_{ch1-N} = I_{Gc1-Na} + I_{Gc1-Nb} + I_{Gc1-Nc} \quad \text{Eq. 22.}$$

$$I_{Gcd1-Ni} = I_{Gc1-Ni} - \frac{I_{ch1-N}}{3} \quad \text{Eq. 23.}$$

Obtenemos igualmente los modelos para la corriente homopolar Figura 45, la corriente cruzada homopolar y la corriente normal.

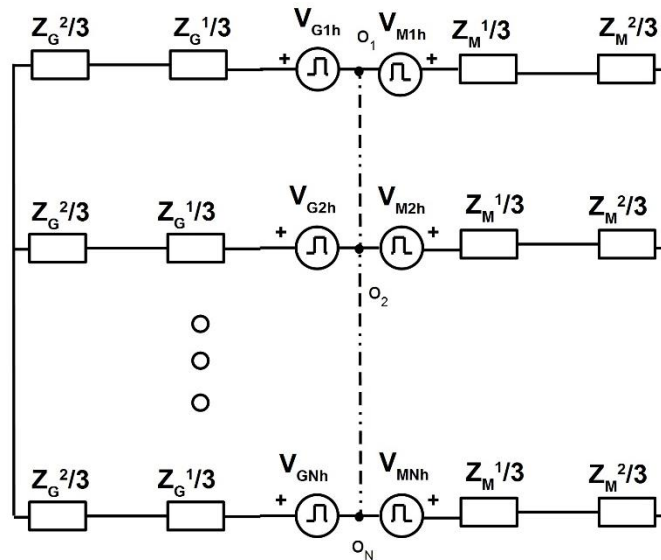


Figura 45 Circuito homopolar N convertidores.

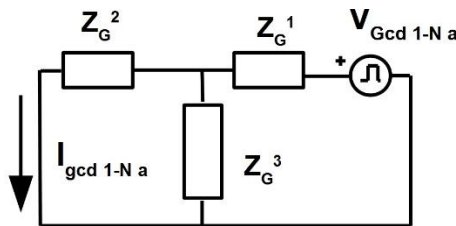


Figura 46 Circuito de la corriente cruzada homopolar entre 1 y N para la fase a.

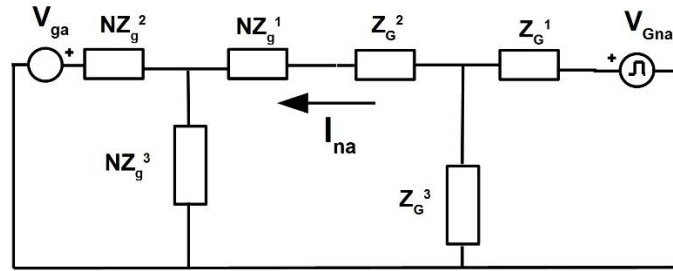


Figura 47 Circuito de la componente normal para la fase a.

Siendo V_{Gna} y $V_{Gcd_{1Na}}$:

$$V_{Gna} = \frac{V_{G1a} + V_{G2a} + \dots + V_{GNa}}{N} \quad \text{Eq. 24.}$$

$$V_{Gcd_{1Na}} = \frac{V_{G1da} - V_{GNda}}{2} \quad \text{Eq. 25.}$$

Una vez comprendidas las corrientes que se dan al conectar dos convertidores en paralelo debido a las distintas órdenes de conmutación que puede imponer cada uno, vamos a pasar a analizar las necesidades de control en la siguiente sección.

2.3 Control de las Corrientes

Se pretende controlar la potencia inyectada, por lo que se deberá controlar la corriente normal. Asimismo no se puede permitir que la corriente de recirculación entre convertidores se des controle, ya que aunque de cara a la red no suponga ningún problema, podría dañar tanto el semiconductor como los elementos pasivos. Para evitar este problema se propone controlar en cada convertidor la corriente en los ejes d y q tanto en el lado red como en el lado máquina. De este modo, al medir la corriente de salida de cada convertidor se consigue que el reparto de potencia entre ambas estructuras back to back sea equitativo. Con estos lazos de corriente estaríamos en condiciones de controlar tanto la corriente normal como la corriente cruzada diferencial, siempre que la inductancia que vean dichas corrientes sea lo suficientemente grande como para asegurar que la planta del sistema cruzado diferencial es estable con el controlador seleccionado.

Si la inductancia ofrecida a las diferencias de tensión entre los convertidores es más pequeña que la de salida de cara a la red, las corrientes cruzadas diferenciales crecerían muy rápido. Este hecho provocaría una reacción del lazo de control que trataría de reducir esa corriente, distorsionando la de red. Por lo que otro requisito es que la impedancia ofrecida a la recirculación sea suficientemente alta.

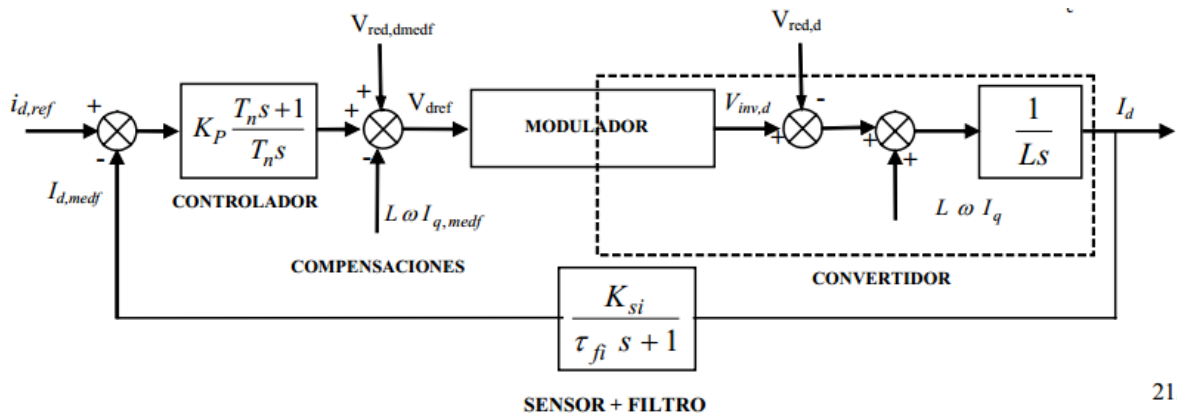
El modelo en los ejes dq de los convertidores puede encontrarse en [36] por lo que en este apartado únicamente analizaremos la planta y las necesidades de control para el caso en el que se acoplan convertidores en paralelo.

El modelo empleado para la caracterización de la planta es un modelo en los ejes d-q-h. El control en este sistema de referencia permite que para un sistema trifásico las variables sean vistas como constantes, por lo que un regulador PI puede ser capaz de lograr un error de posición en régimen permanente nulo, sin necesidad de fijar una frecuencia de corte del lazo de corriente excesivamente elevada. Hay que recordar que en los sistemas de gran potencia la frecuencia de conmutación es relativamente baja, en torno a los 2 kHz, por lo que la frecuencia

del lazo de corriente debería estar en torno a los 200 Hz para evitar acoplamientos con los armónicos de conmutación y el filtro de red.

Sin embargo, estos lazos de corriente, 4 por cada convertidor back to back en paralelo, no son suficientes ya que al estar realizando el control de la corriente normal en d y q, la corriente homopolar no es vista por los reguladores PI. Para solucionar esto sería necesario incorporar un control de la corriente homopolar. Si se conectasen N convertidores en paralelo serían necesarios N-1 lazos, con un controlador proporcional integral. En la Figura 45 se aprecia como al conectar N convertidores la corriente homopolar tiene N caminos por los que cerrarse.

Los lazos necesarios son cuatro en d y q (2 en GSC y 2 en MSC) y uno para la corriente homopolar. En la Figura 48 se muestra el lazo de corriente en el eje d, que incluye tanto la compensación de los acoplamientos entre los lazos como la compensación de la tensión de red en el lado GSC. En el eje q el lazo sería igual salvo por el acoplamiento de los ejes que sería de signo opuesto. Cabe destacar que se ha despreciado el filtro de red, eliminando así los elementos capacitivos y dejando únicamente una planta inductiva. Esta aproximación es suficientemente buena, ya que la frecuencia a la cual actúa el regulador está lo suficientemente alejada de la de corte del filtro. La inductancia por la cual se modela la planta ha de tener en cuenta todas las inductancias vistas por la tensión normal.



215

Figura 48 Lazo de corriente en el eje d.

El lazo de corriente a implementar para el control de la corriente homopolar es el mostrado en la Figura 49.

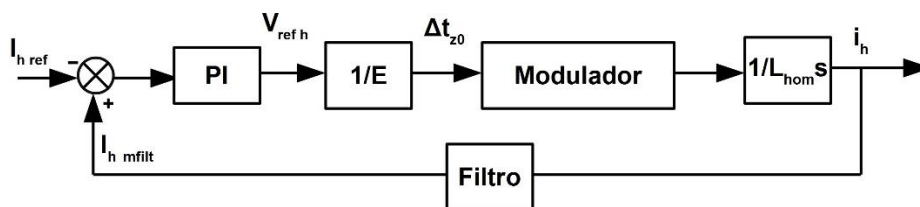


Figura 49 Lazo para el control de la corriente de modo común.

Como se aprecia en el esquema de la Figura 49 el control actúa sobre el tiempo en el que se aplican los vectores nulos, Δt_{z0} . Utilizando una modulación vectorial como es la SVPWM7 que utiliza dos vectores nulos simétricos, se puede jugar ligeramente con esa simetría para introducir una tensión homopolar que lleve a cero el valor medio de la corriente

homopolar existente sin afectar a la tensión diferencial modulada para obtener la corriente normal deseada.

Además de los lazos de corriente, cada convertidor GSC tendrá implementado su lazo de control de la tensión de bus. Con este lazo se calculará la referencia de corriente de dichos convertidores.

Analizadas las necesidades de control en la paralelización de unidades de conversión, en la siguiente sección se estudiará el acoplamiento entre los convertidores, haciendo especial hincapié en el acoplamiento mediante IPTs.

2.4 Acoplamiento de los Convertidores

Como ya se destacó en la sección anterior el acoplamiento de los convertidores en paralelo se puede realizar en tensión o en corriente. En este último caso el acoplamiento mediante IPTs es una de las opciones más interesantes. Al acoplar los convertidores mediante inductancias acopladas, de tal forma que ofrecen altas impedancia a las recirculaciones, se puede aplicar interleaving. Este consiste en desplazar las portadoras entre sí de tal forma que se consigue la cancelación de unas u otras familias armónicas o su atenuación en función del desfase seleccionado.

Los estudios y resultados presentados a continuación son extensibles para el caso de N convertidores en paralelo, a pesar de haber sido realizados para dos convertidores en paralelo. En los dos siguientes apartados se analiza el acoplamiento en tensión y el acoplamiento mediante impedancias. Esto se realizará para uno de los lados del back to back, GSC o MSC, pudiendo ser el acoplamiento en un lado distinto del que se tiene en el otro.

2.4.1 Acoplamiento en Tensión

El acoplamiento en tensión de convertidores consiste en conectar directamente ambos convertidores en paralelo. Idealmente esta conexión podría realizarse sin ninguna impedancia, ya que las órdenes de disparo serían comunes para ambos convertidores. Sin embargo, los semiconductores y los drivers no son exactamente iguales para los dos convertidores acoplados, dando lugar a que los tiempos de encendido y apagado de los mismos sean ligeramente distintos. Por ello, en la conexión directa de convertidores, se utilizan unas pequeñas impedancias que tratan de evitar que esas diferencias entre los tiempos de encendido y de apagado de los semiconductores originen corrientes tan elevadas que puedan dañar los interruptores.

A modo de ejemplo si la tensión de bus fuese 1150 V, suponiendo un retraso en el encendido de un interruptor de un convertidor con respecto al del otro de 3 μ s y que el incremento máximo de corriente permitido es de 250 A, la inductancia necesaria sería:

$$V_L = L \frac{\Delta I_L}{\Delta t} \rightarrow L \approx 7 \mu H \quad \text{Eq. 26.}$$

La conexión directa obliga a que ambos convertidores deban tener las mismas órdenes de disparo. Esto impide el control por separado de cada convertidor. En el caso de que la conexión directa se aplique a los convertidores lado red, que son los encargados de regular la tensión de bus, si los buses son independientes únicamente se podrá controlar la tensión de uno de ellos, por lo que en este caso la única solución es unir los dos buses. Si los buses son independientes resultaría imposible asegurar el reparto equilibrado de las potencias.

Al unir los buses, la impedancia para la componente homopolar del conjunto de los dos back-to-back se reduce, como se muestra en la Figura 39. De tener una única corriente homopolar que se cierra a través de todas las impedancias del circuito homopolar, se pasa a tener dos corrientes homopolares, la de lado red y lado máquina, viendo cada una de ellas la impedancia de su lado correspondiente. Al unir los buses se asegura la igualdad de la tensión de bus de ambos convertidores, pero las corrientes cruzadas homopolares originadas por fallos en la sincronización de los disparos aumentan.

El hecho de no poder dar órdenes de disparo distintas a cada convertidor también impide controlar las corrientes cruzadas que aparezcan, tanto las diferenciales como la homopolar. Como ya se ha visto, estas corrientes pueden aparecer debido a diferencias en la sincronización de los disparos y en las tensiones del bus de continua, en el caso de buses independientes. También pueden ser originadas debido a diferencias en las impedancias de salida de los convertidores.

La conexión de dos convertidores en paralelo mediante acoplamiento directo permite doblar la potencia del sistema, sin embargo, no permite reducir el filtro de red ni mejorar la calidad de las corrientes de red, ya que ambos convertidores actúan como uno sólo de frecuencia igual a la de conmutación. Para conseguir reducir las necesidades de filtrado resulta necesaria la conexión mediante impedancias o acoplamiento en corriente.

2.4.2 Acoplamiento en Corriente

En el acoplamiento en corriente la conexión se realiza mediante impedancias. Los convertidores se conectan en paralelo a través de unas inductancias que permiten que ambos convertidores tengan distintos órdenes de disparo, por lo que no hay necesidad de sincronizar los disparos como sucedía en la conexión directa. En el caso de los convertidores de lado red, colocando la inductancia del filtro de armónicos a la salida de cada convertidor se consigue obtener la inductancia suficiente para poder realizar este tipo de conexión. En el caso de los convertidores de lado máquina, sería necesario añadir inductancia extra entre los convertidores, ya que la inductancia existente debido al filtro dv/dt no es suficientemente grande.

El sistema compuesto por dos convertidores en paralelo tiene seis grados de libertad, correspondientes a las seis corrientes de salida. La única restricción de estas corrientes es que su suma debe ser cero, considerando que el sistema tiene el neutro aislado. Serán necesarios cinco lazos de control para controlar efectivamente las corrientes de salida.

En el control que se ha optado por implementar hay cinco lazos de control: dos para regular las corrientes en los ejes dq del convertidor 1, otros dos para las corrientes en los ejes dq del convertidor 2, y el lazo de la corriente cruzada homopolar. La corriente homopolar se regula mediante un único convertidor, ya que esta componente es idéntica para ambos convertidores y al anularla en un convertidor también se anula en el otro.

A la hora de sintonizar los reguladores PI que controlan la corriente total de cada convertidor, lo lógico sería utilizar como planta el modelo de la corriente normal. Sin embargo, hay que tener en cuenta que al controlarse la corriente total de salida, se está actuando tanto sobre la corriente normal como sobre la corriente cruzada diferencial. Por lo tanto, para que el sistema sea estable es condición necesaria que tanto el lazo compuesto por el regulador PI y el modelo de la corriente normal como el compuesto por el regulador y el modelo de la corriente cruzada diferencial sean estables.

El control de la corriente total de salida de cada convertidor se puede utilizar siempre que la estabilidad de la planta de la corriente cruzada diferencial no limite excesivamente la dinámica del regulador PI. Esta opción de control tiene varias ventajas respecto a controlar por separado cada componente de la corriente de salida.

Por un lado, el que cada convertidor controle su corriente total de salida implica que no hay necesidad de intercambio de datos entre los controles de los convertidores puestos en paralelo, ya que son controles completamente independientes. Por el otro, esta opción de control permite que la potencia pueda no distribuirse uniformemente entre los convertidores. Esto es necesario, por ejemplo, en el caso de que los convertidores sean GSC y los buses de continua estén separados. En este caso, cada convertidor debe verter a la red la potencia correspondiente a la tensión de su bus, que no tiene por qué ser idéntica a la del resto de convertidores.

Si se acoplan los convertidores mediante inductancias se pueden reducir las necesidades de filtrado de cara a la red, requeridas por la normativa de armónicos de cada código. Esto se puede conseguir gracias al interleaving, que consiste en desfasar las portadoras un ángulo determinado, según el número de convertidores que se acoplen en paralelo y el objetivo buscado: eliminación de alguna familia armónica en concreto o minimización del THD total de la corriente de salida.

2.4.2.1 *Interleaving*

El interleaving consiste en desplazar la portadora de la PWM para los distintos convertidores acoplados en paralelo. Al desplazar las portadoras un ángulo determinado, en el caso de dos convertidores, los armónicos de conmutación quedan desplazados en dicho ángulo. Supongamos que se desplazan 180 grados las portadoras de los dos convertidores acoplados. Los armónicos de conmutación quedarían con ese desfase entre los dos convertidores con lo que dichos armónicos se recircularían. La segunda familia de armónicos quedaría desplazada en 360 grados con lo que se verían en fase y quedarían trasladadas a la red. Un completo análisis del contenido armónico en moduladores PWM trifásicos que permite comprender este razonamiento se incluye en [37].

La reducción del contenido armónico gracias al interleaving ha sido ampliamente estudiada, como en [38] y [17]. Concretamente en [17] se hace un amplio estudio sobre el ángulo óptimo de interleaving para dos convertidores en paralelo cuando trabajan en condiciones de carga simétricas y en condiciones asimétricas. Si se conectan N convertidores en paralelo, desplazando las portadoras $360/N$ se conseguiría eliminar los armónicos de conmutación de las N-1 primeras familias de conmutación diseñando el filtro de la red para atenuar la familia N de armónicos [39]. De este modo gracias al interleaving se puede reducir el peso y tamaño de los convertidores [18]. Otros autores han demostrado que el interleaving permite reducir las inductancias de línea [40], [41].

El efecto del interleaving se muestra en la Figura 50 para el caso de dos convertidores en paralelo. En la gráfica se representa el contenido armónico en por unidad, seleccionando como base la corriente nominal de salida del equipo. La frecuencia de conmutación es de 1950 Hz. Se aprecia como gracias al interleaving el filtro de red tiene que ser ajustado para atenuar las frecuencias al doble de la de conmutación ya que la primera familia se recircula al haber desplazado 180 grados las portadoras de la PWM.

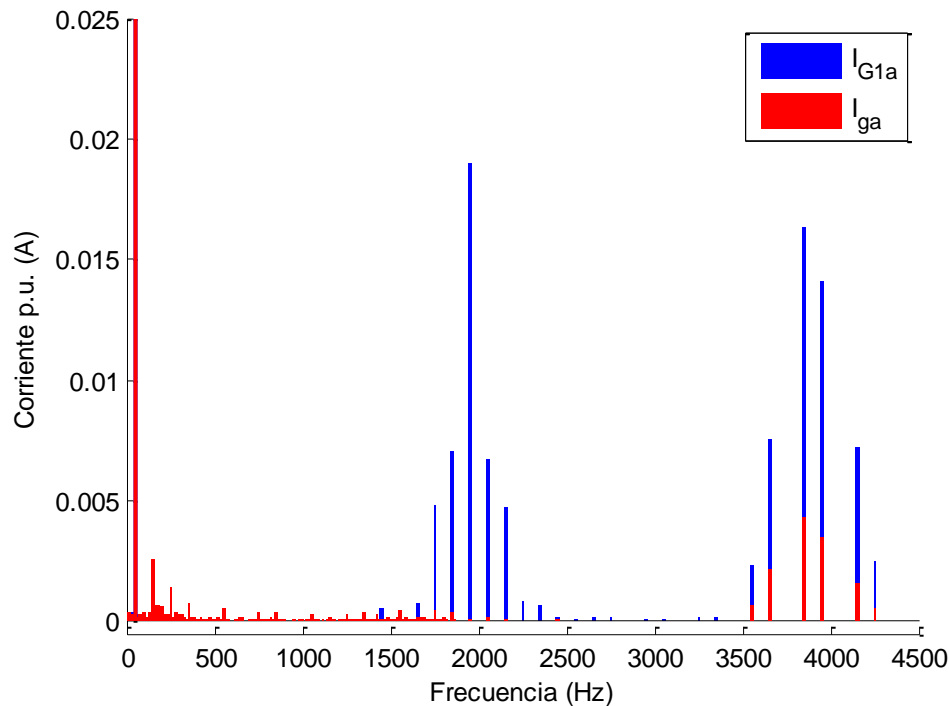


Figura 50 Contenido armónico de la corriente por fase en el convertidor 1 y de la de red.

De este modo gracias al interleaving se observa como aumenta la frecuencia aparente de conmutación y puede verse el conjunto de los dos convertidores al aplicar interleaving como un convertidor multinivel de tres niveles si se atiende al contenido armónico de la corriente de red.

En la siguiente sección se analiza el acoplamiento de los convertidores mediante IPTs (Interphase Transformer) una opción especialmente interesante cuando se aplica interleaving entre los dos convertidores.

2.4.3 IPT

Al aplicar interleaving el acoplamiento entre convertidores debe realizarse mediante impedancias. Hay que tener en cuenta que durante medio periodo de muestreo cada convertidor puede aplicar órdenes de conmutación distintas.

Supongamos que cada convertidor conmuta a 1950 Hz con una tensión de bus de 1150 V. El peor caso para la corriente de recirculación entre dos convertidores al aplicar interleaving es aquel en el que se tiene que sintetizar un vector tensión en el que durante medio periodo de muestreo se encuentra en un estado el interruptor y en la otra mitad en el opuesto. En estas circunstancias la tensión que vería la bobina sería máxima. Si se calcula la inductancia requerida para limitar la corriente cruzada a un valor máximo de 250 A, rizado permitido, se obtiene un valor de:

$$V_L = L \frac{\Delta I_L}{T_{samp}/2} \rightarrow L \approx 580 \mu H \quad \text{Eq. 27.}$$

Si se divide esta inductancia entre las dos ramas acopladas, se tendría que emplear una inductancia de 290 μH en cada rama de los convertidores unidos en paralelo. Esta inductancia tendría un elevado peso y volumen, ya que la componente fundamental de la corriente, con un

valor de pico de 2660 A crearía flujo en el núcleo magnético. Desde el punto de vista del control de la corriente inyectada a la red, el sistema se volvería más lento con lo que esta solución es indeseable.

Una manera elegante de ofrecer una alta impedancia a las corrientes de recirculación sin afectar a la impedancia deseada de salida es mediante el uso de IPTs, también llamadas en la literatura ICTs (Interphase Transformer o Intercell Transformer).

Una IPT es una inductancia acoplada en negativo, en la Figura 51 se muestra la IPT más sencilla, monofásica de dos columnas. Tiene un núcleo común para los dos devanados por el que se cierra el flujo magnético y se devanan de tal forma que los flujos creados por las corrientes de cada convertidor en una misma fase se restan. Con esta característica se cumple que si ambas corrientes son diferentes ven una impedancia elevada, mientras que si son iguales únicamente verían la inductancia de fugas.

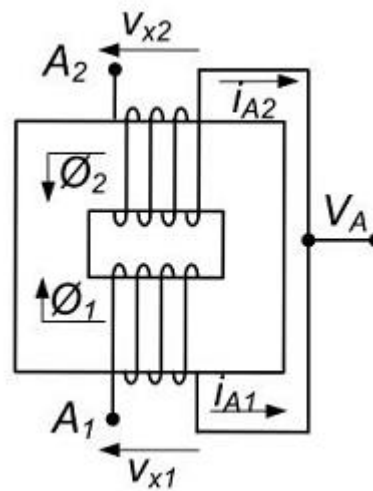


Figura 51 IPT monofásica de dos columnas.

Se puede deducir que la inductancia cruzada, L_c y la inductancia de salida son:

$$L_c = 2(L + M) \quad \text{Eq. 28.}$$

$$L_{sal} = \frac{1}{2}(L - M) \quad \text{Eq. 29.}$$

Siendo M la inductancia mutua y $L = L_{auto} + L_f$ la suma de la autoinductancia y la inductancia de fugas. Como ambos devanados tienen el mismo número de espiras y comparten el mismo núcleo magnético se cumple que ambos tendrán la misma autoinductancia, la cual será igual a la inductancia mutua. Por lo que $L = M$ y consideraremos $L_{f1} = L_{f2} = L_f$. El circuito equivalente que permite representar el comportamiento de la IPT es el mostrado en la Figura 52.

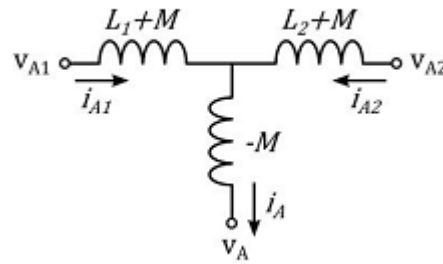


Figura 52 Circuito equivalente de la IPT.

De este modo para la IPT monofásica de dos columnas representada en la Figura 51 la inductancia cruzada sería $4L+2L_f$ mientras que la de salida sería $1/2 L_f$. En el caso en el que despreciemos la inductancia de fugas, tendremos que la inductancia de salida será 0 y la cruzada $4L$.

Se puede conseguir el objetivo buscado anteriormente, ofrecer un camino de alta impedancia a la recirculación sin penalizar la respuesta dinámica del sistema gracias al uso de inductancias monofásicas en paralelo.

En el rango de potencias en el que nos movemos no resulta sencillo integrar la inductancia requerida por el control como inductancia de fugas, por lo que resulta interesante integrar la inductancia de salida mediante el uso de IPTs monofásicas de tres columnas, Figura 53.

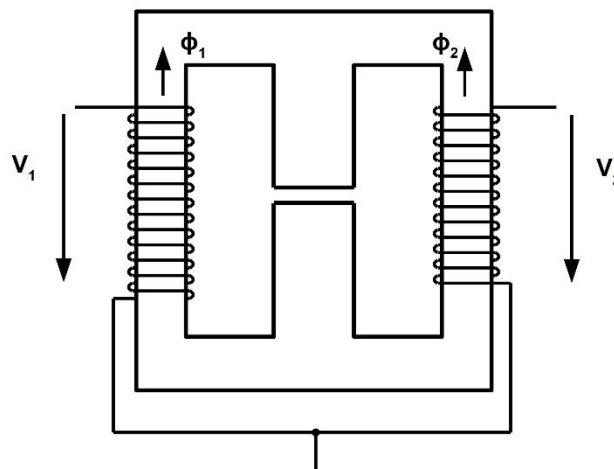


Figura 53 IPT monofásica de tres columnas.

En el caso de la IPT de tres columnas el grado de acoplamiento entre devanados depende de la reluctancia de la tercera columna. Si la reluctancia es idéntica en las tres columnas la inductancia de salida será $L/2$ mientras que la cruzada $3L$.

Modificando la reluctancia de la tercera columna podemos variar el grado de acoplamiento entre los dos devanados y modificar las impedancias de salida y diferencial resultantes, como aparece reflejado en la Figura 54. Se comprueba en la gráfica que si aumenta la reluctancia de la tercera columna, es decir, crece el entrehierro, obtenemos el caso analizado anteriormente para una IPT de dos columnas. En el otro extremo, si se disminuye la reluctancia de la tercera columna, el flujo tendería a cerrarse por dicha rama tendiendo hacia el caso de dos inductancias desacopladas.

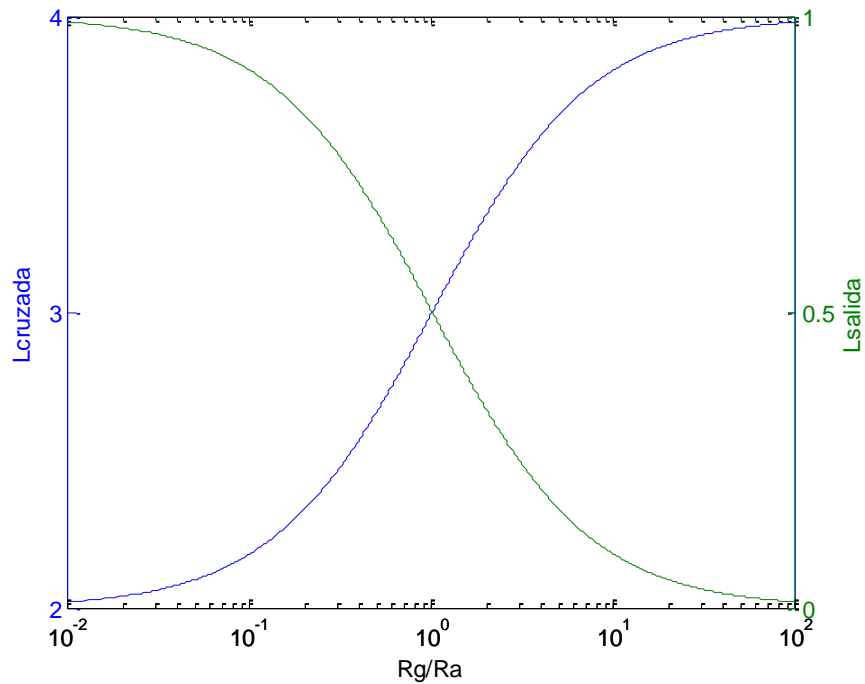


Figura 54 Inductancia de salida y cruzada en función de la reluctancia de la tercera columna.

También se pueden utilizar IPTs trifásicas, con el consiguiente ahorro de material, sin embargo, estas no ofrecen ninguna impedancia al modo común salvo la de fugas de cada devanado. La inductancia homopolar en este caso sería $1/3L_f$. Para evitar esto se podría añadir un cuarto núcleo o una inductancia de modo común.

Una IPT trifásica de cuatro columnas, que integra la inductancia de salida ha sido desarrollada en [42], .

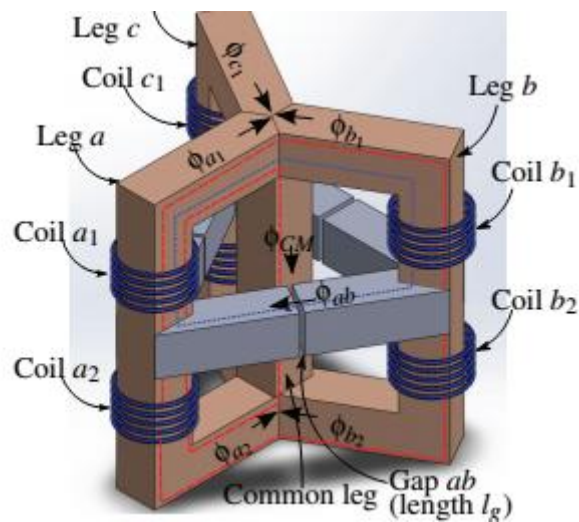


Figura 55 IPT trifásica [42].

3 Topología Single Block

En esta sección se presenta el estudio realizado para dar solución a la topología Single-Block, analizada en la sección anterior. Cabe recordar algunas de las especificaciones exigidas al convertidor y ya detalladas en la sección 1.5 como son:

- Compacto, reduciendo su peso
- Mayor densidad de potencia
- Totalmente cerrado y escalable
- Mayor disponibilidad reduciendo las paradas por fallo en los componentes
- Eficiencia superior a 97%
- Óptima relación coste/MW
- Distorsión armónica en la corriente de red inferior al 3%

Al modificar la topología del convertidor, así como otra serie de variables como puede ser la modulación, las características del convertidor van a variar por lo que deberemos tenerlas en cuenta a cada cambio que realicemos.

Esta sección se va a dividir en 6 apartados. En el primer apartado se determinarán las variables topológicas que se han considerado base para este análisis y por lo tanto no se han modificado a lo largo del mismo. En el segundo apartado se detallarán las variables que sí se han modificado, describiendo las funciones objetivo o especificaciones del convertidor que se han tratado de optimizar. En el tercer apartado se detallará el análisis de las funciones objetivo y su interacción con las variables consideradas. En el cuarto apartado se realizarán una serie de propuestas para el convertidor multimegavatio. Estas propuestas serán modificaciones sobre las variantes estudiadas. Dichas modificaciones y su influencia sobre las funciones objetivo será analizada de forma teórica y comprobada mediante simulación en Matlab, con la herramienta SimPower Systems. En el quinto apartado, a modo de resumen, se realizará una comparación entre las opciones topológicas estudiadas. Por último en el sexto apartado seleccionaremos la topología de la solución Single-Block.

3.1 Configuración Topológica Base Single-Block

La topología base del Single Block va a estar formada por dos convertidores back to back acoplados en paralelo. En principio, se podrían acoplar N convertidores en paralelo de tal forma que la potencia nominal de cada convertidor sería la total del convertidor entre el número de convertidores back to back. El acoplamiento de N convertidores se puede realizar mediante IPTs tal y como se detalla en [28]. Se ha optado por acoplar únicamente dos convertidores back to back de una potencia de 2.25 MW cada uno por los siguientes motivos:

- Existen IGBTs comerciales como los FF1400R17IP4 de infineon que son una solución probada en energía eólica que permiten la construcción de convertidores trifásicos de potencias nominales de 2.25 MW capaces de manejar la corriente necesaria para cumplir con los códigos de inyección de reactiva con mayor rendimiento.
- A medida que aumentan el número de componentes, aumenta la tasa de fallo del sistema. A pesar de que la redundancia permite seguir operando la turbina incluso ante la caída de algún convertidor, se trata de minimizar el número de actuaciones de reparación sobre el convertidor a lo largo de la vida útil de la turbina.

- Al utilizar dos convertidores la complejidad de la topología single block se reduce, disminuyendo también la complejidad del mantenimiento comparado con el caso en el que dispongan un elevado número de convertidores en paralelo.

En cuanto al acoplamiento de ambos convertidores back to back en el lado de la red, se ha considerado únicamente la opción de realizarlo mediante IPTs por los motivos que se detallan a continuación:

- Se desea obtener los beneficios del interleaving detallados anteriormente, por lo que debe ofrecerse un camino de alta impedancia a la recirculación de corrientes.
- Las IPTs permiten ofrecer una alta impedancia a la recirculación sin penalizar el comportamiento dinámico.
- Permite ahorrar en volumen y peso frente a tres bobinas independientes, al reducir el filtro de salida requerido.

De este modo la topología base seleccionada es la mostrada en la Figura 56. Los elementos que se han representado en rojo podrán ser variados a lo largo del estudio en función de las especificaciones a optimizar.

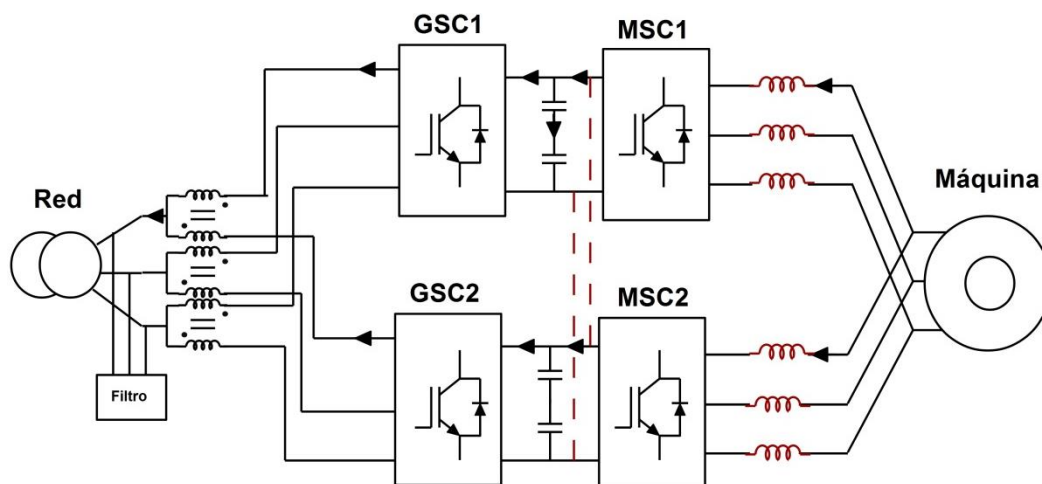


Figura 56 Topología base seleccionada.

De ahora en adelante se considerará como base un sistema con una frecuencia de conmutación de 1950 Hz, empleando la modulación SVPWM7 en los 4 convertidores. El acoplamiento en red de los convertidores es en corriente, mediante IPTs y en la máquina en tensión. Mientras no se especifique lo contrario, en las sucesivas secciones se hará referencia a esta configuración base.

3.2 Variables y Funciones Objetivo

En este apartado se definen los principales parámetros del estudio realizado, estos parámetros se pueden clasificar en dos grupos:

- Funciones objetivo
- Variables

Las funciones objetivo deben de entenderse como los parámetros o especificaciones del convertidor a optimizar. En muchos casos, estas especificaciones son contrapuestas, es decir, la mejora de una de ellas conlleva el empeoramiento de otra. Por su parte las variables son

aquellos parámetros tanto topológicos como no topológicos que se modificarán y que tendrán en consecuencia un efecto sobre las funciones objetivo.

Las funciones objetivo que se han tenido en cuenta son:

1. Componentes pasivos:
 - a. IPT: El pico de la corriente de magnetización es un indicador de la energía a almacenar en el núcleo y por lo tanto de su peso y tamaño. La frecuencia a la que se magnetice el núcleo tiene una influencia directa en las pérdidas en el mismo, por lo que si estas son elevadas requerirá refrigeración por convección forzada o un aumento de tamaño encareciendo el sistema.
 - b. Condensador: Se deberá tener en cuenta el valor eficaz de la corriente por el mismo, ya que es el que determinará su calentamiento, principal causa de envejecimiento del componente.
2. Corriente de red y de máquina: La corriente de red debe de cumplir con unos códigos de red exigentes. Un estándar de referencia en cuanto al contenido armónico es el IEEE-519 2014. Los armónicos en el lado de la red resultan importantes en la medida en la que estos repercuten en un par que pueda resultar problemático para la máquina
3. Tensión fase-tierra en los devanados de la máquina: esta tensión condiciona las necesidades de aislamiento de los devanados, por lo tanto una mayor tensión fase-tierra incrementará las necesidades de aislamiento y en definitiva el coste y el volumen de la máquina.
4. Eficiencia: La eficiencia es un parámetro clave en las topologías full-converter. Un incremento de la eficiencia en un 1% puede resultar en beneficios millonarios a nivel de parque. En la actualidad se exigen rendimientos del 97% a los convertidores de potencia y este requisito va en aumento.
5. Comportamiento ante fallos: Una de las grandes ventajas de la paralelización frente a la serialización de convertidores de potencia es la redundancia. En caso de fallo el convertidor debe de ser capaz de seguir operando a potencia reducida ante el fallo de algunas de las líneas back to back.

Por su parte las variables analizadas son:

- A. Acoplamiento de los convertidores en MSC: Dicho acoplamiento puede realizarse de forma directa, con unas pequeñas inductancias que eviten los cortocircuitos debidos a los diferentes tiempos de conmutación de los interruptores de MSC1 y MSC2, o mediante IPTs como en el caso de GSC. Con este último acoplamiento se podría utilizar interleaving en el lado máquina.
- B. Buses: Los dos convertidores podrán tener un único bus de continua o buses independientes.
- C. Modulación: La modulación será vectorial en cualquier caso pero se podrá utilizar la que emplea dos vectores nulos a partes iguales conocida como SVPWM7 o las modulaciones discontinuas que reducen las pérdidas de conmutación utilizando un único nulo.

Como se puede apreciar, dos de las variables A y B son topológicas, mientras que la C únicamente implicaría cambios en el software de la CCU.

En la siguiente sección se analizará la relación entre las variables consideradas y las funciones objetivo ya presentadas.

3.3 Influencia de las Variables sobre las Funciones Objetivo

A continuación se analizan los efectos que las variaciones sobre las variables puedan acarrear en las funciones objetivo. Para ello se estudiarán cada una de la funciones objetivo por separado.

3.3.1 Componentes Pasivos: IPT

En la IPT resulta especialmente importante el análisis de la corriente de magnetización, cuyo pico marcará el máximo flujo que ve la bobina. La energía magnética en una inductancia sin entrehierro viene dada por la siguiente ecuación:

$$E_{mag} = \frac{1}{2} L_{mag} i_{mag}^2 = Volumen \frac{B^2}{\mu} \quad \text{Eq. 30.}$$

La Eq. 30 pone de manifiesto que la energía magnética depende del pico de la corriente de magnetización al cuadrado. Asimismo tiene una relación lineal con el volumen del núcleo. Para un mismo material, una mayor corriente de magnetización implica un mayor volumen, por lo tanto mayor coste y peso.

La corriente de magnetización es igual a la corriente cruzada total, es decir, la suma de la componente homopolar y la cruzada diferencial, Figura 57. Suponiendo IPTs monofásicas dicha corriente de recirculación, para la fase i , será:

$$i_{mag_i} = i_{G1_i} - i_{G2_i} = i_{Gc_i} = i_{cd_i} + \frac{i_{ch}}{3} \quad \text{Eq. 31.}$$

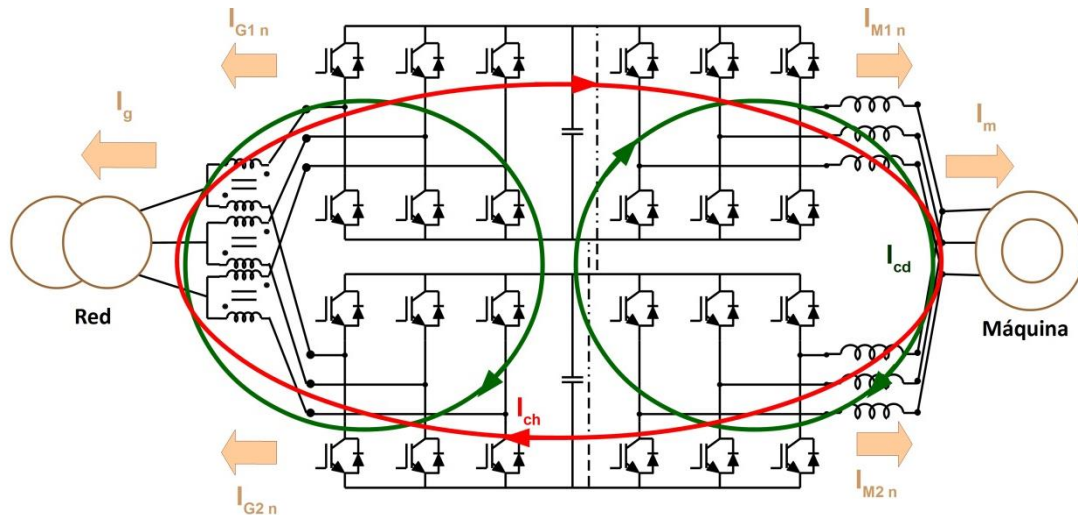


Figura 57 Corrientes entre dos convertidores acoplados en paralelo.

De acuerdo con la Eq. 31 si se quisiese reducir la corriente de magnetización de la IPT se podría actuar tanto sobre la corriente cruzada diferencial como sobre la corriente homopolar. Disminuyendo la suma de estas dos componentes se podría reducir el tamaño del núcleo.

Las pérdidas en el núcleo magnético dependen de la frecuencia que deba filtrar la IPT. Los armónicos de conmutación, que son los que se recirculan gracias a que las portadoras

PWM de los dos convertidores se han desplazado 180 grados, son los responsables de la magnetización del núcleo. A mayor frecuencia, mayores serán las pérdidas, pero menor será el núcleo necesario. Como los semiconductores son los que limitan la frecuencia de conmutación ésta no se podrá aumentar para reducir la IPT. Además el principal objetivo del interleaving es reducir el filtro de red, por lo que siempre será la primera familia de armónicos la que se recirculará. Sólo podremos actuar sobre la amplitud de la corriente de magnetización para reducir el tamaño del núcleo magnético.

Partiendo de los circuitos equivalentes desarrollados anteriormente para dos convertidores acoplados en paralelo, veremos la influencia que las variables topológicas puedan tener sobre la corriente de magnetización y en definitiva sobre el tamaño del núcleo de la IPT.

En la Figura 58 aparece representado el sistema equivalente para el caso concreto estudiado en este informe. En donde L_M es la inductancia del lado máquina. Se han eliminado las impedancias genéricas que se habían tenido en cuenta en la sección 2 y que no son aplicables en el sistema estudiado. Asimismo se ha eliminado el filtro dv/dt en el lado máquina por no afectar al análisis y se ha sustituido la IPT de dos columnas por su circuito equivalente, detallado en la Figura 52.

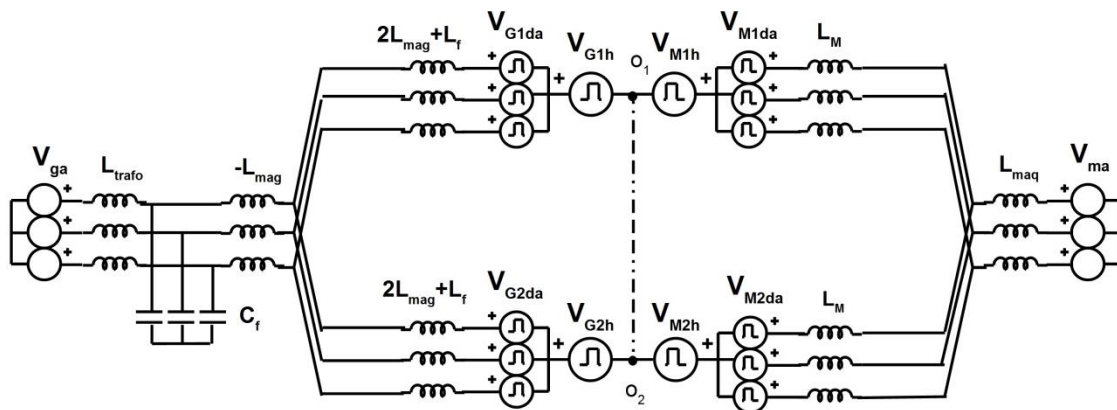


Figura 58 Circuito equivalente de la topología Single-Block.

Si estos circuitos se continúan descomponiendo en modo homopolar y modo diferencial obtenemos los circuitos representados en la Figura 59 y Figura 60.

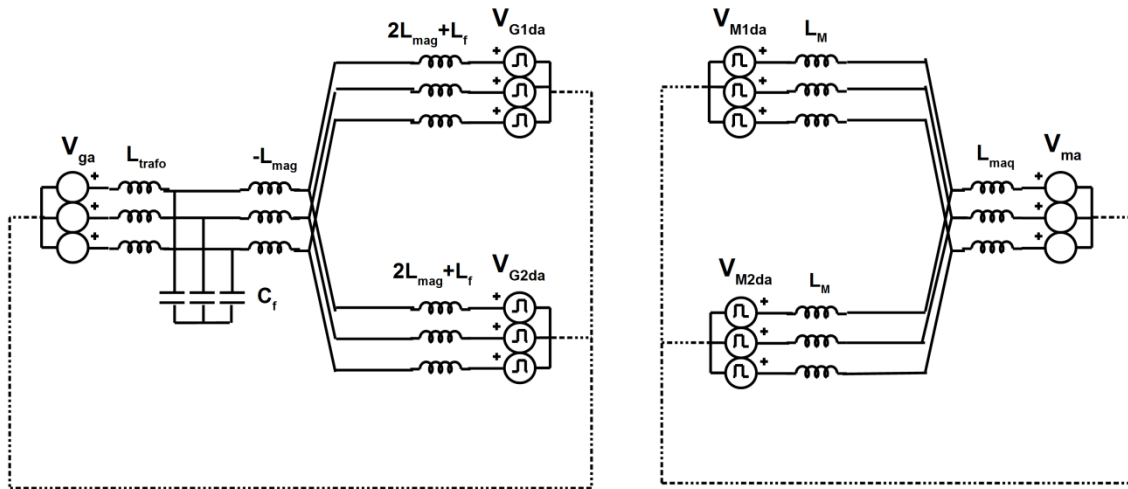


Figura 59 Circuito equivalente diferencial.

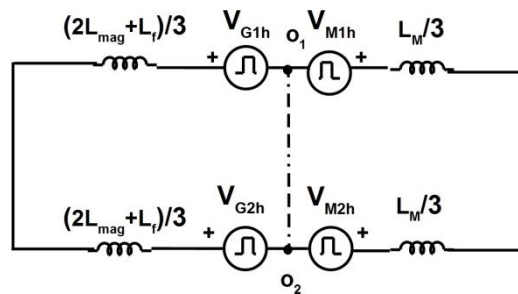


Figura 60 Circuito equivalente homopolar.

Como se puede apreciar en el circuito equivalente del modo diferencial, Figura 59, se deduce que la unión de buses y el acoplamiento en MSC no tienen ninguna influencia en la corriente cruzada diferencial y desde el punto de vista del modo diferencial únicamente la modulación empleada en los dos convertidores GSC tiene influencia sobre la IPT.

En cuanto al modo homopolar, Figura 60, si los buses son independientes se podrá jugar con la modulación de los cuatro convertidores para tratar de reducir la corriente homopolar, mientras que si se dispone de un único bus únicamente la modulación de GSC tendrá influencia en la IPT.

A modo de conclusión, la IPT se ve afectada por la unión de buses y la modulación, de los cuatro convertidores o de los del lado red en exclusiva en función de la configuración de los buses. El acoplamiento en MSC no repercute directamente en la IPT del lado red.

3.3.2 Componentes Pasivos: Condensador

Los condensadores que forman el bus de continua se ven deteriorados por el valor eficaz de la corriente, ligado al estrés térmico que soporta.

El acoplamiento en MSC afecta al condensador indirectamente, ya que al emplear IPTs en dicho lado se podría aplicar interleaving y modificar la modulación por lo que se podría reducir el valor eficaz de la corriente por el mismo.

La unión de buses afecta directamente al condensador. Al unirlos la corriente se puede cerrar por dicha unión entre los convertidores sin pasar por el condensador, en cambio si los buses son independientes ese camino extra no existe.

3.3.3 Corriente de Red y de Máquina

La posibilidad de aplicar interleaving en el lado máquina viene condicionada por el uso de IPTs en el acoplamiento de dichos convertidores. Al utilizar interleaving mejora mucho la calidad de la corriente inyectada a la máquina, tal y como se muestra en la Figura 61 y en la Figura 62. Si el disparo es síncrono los armónicos de conmutación tanto de la primera familia como de la segunda se trasladan directamente a la corriente de la máquina. Sin embargo, al aplicar interleaving con un desfase de 180 grados únicamente aparece en la máquina los de la segunda familia.

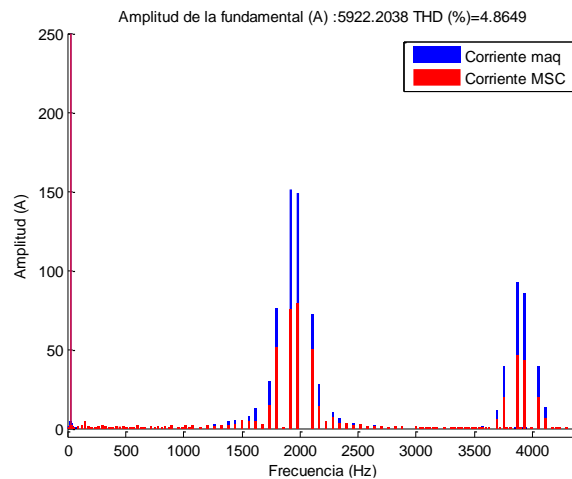


Figura 61 Corriente por la máquina y por cada convertidor MSC con disparo síncrono.

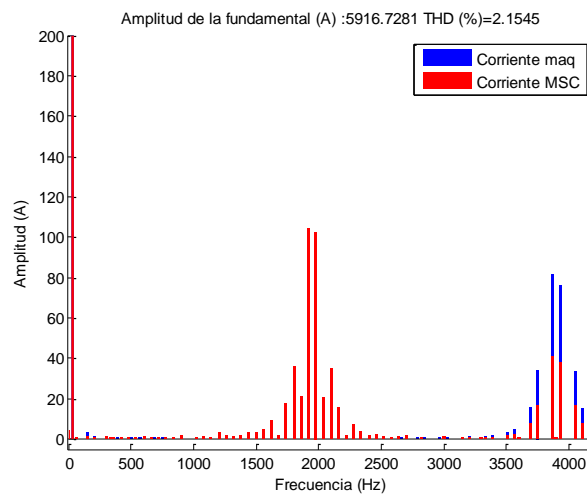


Figura 62 Corriente por la máquina y en cada convertidor al aplicar interleaving.

La modulación empleada también condiciona la calidad de las corrientes, aumentando o disminuyendo la distorsión armónica según la secuencia de vectores empleada. Esta modificación del contenido armónico tendrá mayores inconvenientes en el lado red que en la máquina, ya que puede dificultar el cumplimiento de la normativa.

La configuración de los buses no afecta a la calidad de las corrientes de red y de máquina.

3.3.4 Tensiones Fase-Tierra en la Máquina

Para ver qué variables afectan a las tensiones fase-tierra obtendremos el modelo equivalente que relaciona la tensión en una fase con respecto a la del neutro de la red, Figura 63.

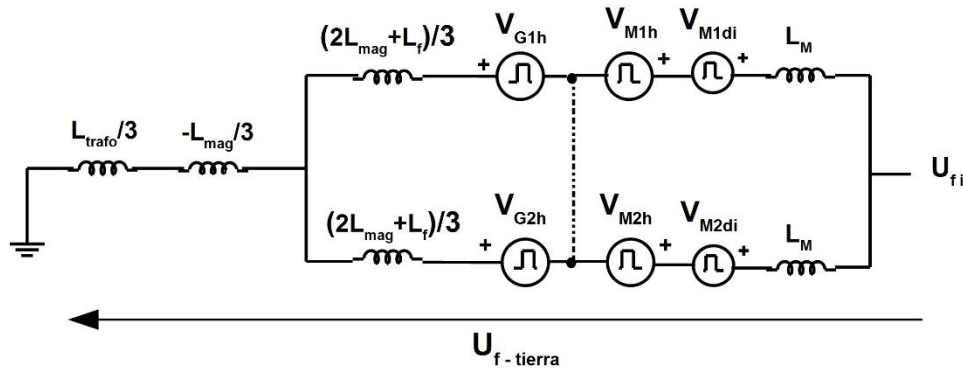


Figura 63 Circuito equivalente tensión fase-tierra.

Este modelo se puede descomponer por superposición en dos circuitos, uno diferencial, Figura 64 y otro homopolar, Figura 65.

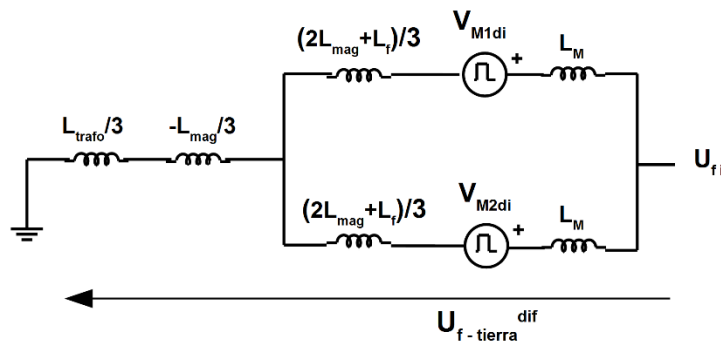


Figura 64 Circuito equivalente tensión fase-tierra diferencial.

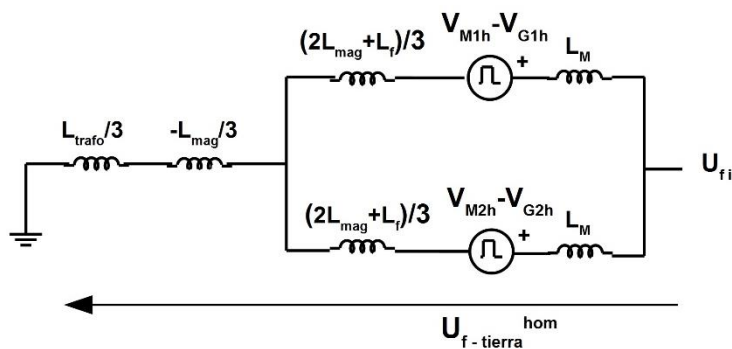


Figura 65 Circuito equivalente tensión fase-tierra homopolar.

Los circuitos equivalentes de la Figura 64 y la Figura 65 son iguales para el caso de buses unidos y buses independientes, de lo que se deduce que esta variable topológica no influye en la tensión fase-tierra.

Se puede representar la tensión fase-tierra en bornes del generador de la siguiente forma:

$$U_{f-tierra_i} = U_{f-tierra_i}^d + U_{f-tierra}^{hom} \quad \text{Eq. 32.}$$

$$U_{f-tierra_i}^d = \frac{V_{GM1_{di}} + V_{M2_{di}}}{2} \quad \text{Eq. 33.}$$

$$U_{f-tierra}^{hom} = \frac{(V_{M1_h} - V_{G1_h}) + (V_{M2_h} - V_{G2_h})}{2} \quad \text{Eq. 34.}$$

Realizado el análisis se puede deducir que la tensión fase-tierra en bornes del generador depende de la modulación empleada, no siendo relevantes para dicha función objetivo la topología de los buses ni el acoplamiento en MSC, aunque este último sí que influye indirectamente al permitir aplicar interleaving si se realiza con IPTs.

3.3.5 Eficiencia: Pérdidas de Conmutación

La eficiencia va a ser evaluada desde el punto de vista de las pérdidas de conmutación. Para ello se tendrán en cuenta tanto el número de conmutaciones como la corriente con la que conmuten.

Al evaluar únicamente las pérdidas de conmutación en los convertidores, la eficiencia dependerá exclusivamente de la modulación empleada, siendo la unión de buses y el acoplamiento en MSC variables topológicas que no afectan en este aspecto.

3.3.6 Comportamiento tras Fallo

Dado que se han paralelizado dos unidades de conversión para formar la topología Single-Block, se debe de ser capaz de operar la turbina eólica incluso cuando uno de los convertidores falle.

De acuerdo con [8] el número de fallos al año en el generador oscila entre 0.04 y 0.2., según el generador empleado, siendo los de imanes permanentes los más fiables. Resulta complicado encontrar información fiable en cuanto al convertidor dada la rápida evolución de la electrónica de potencia y de los elementos empleados. El MTBF del convertidor varía entre 5 y 8 años, lo que implica mayor número de fallos que en el generador. En [43] se afirma que el 38% de los fallos se dan en la etapa de potencia, el 53% en el circuito de control y el 9% en los auxiliares. De acuerdo con [7], en el cual analizan los fallos en convertidores en aplicaciones multimegavatio para tracción, el 50% de los fallos se producen en los semiconductores, mientras que el otro 50% en el resto de elementos del convertidor, incluyendo el circuito de control.

En cualquier caso al añadir más componentes a la estructura de conversión la tasa media hasta el primer fallo o MTBF baja, es decir, pasará menos tiempo hasta que se produzca un fallo de media. Si se desea obtener un beneficio de la paralelización en este aspecto, en lugar de una penalización, el convertidor deberá de ser capaz de operar tras el fallo en uno de los convertidores back-to-back. El beneficio de la redundancia resulta especialmente crítico en aerogeneradores offshore en los que los trabajos de mantenimiento se realizan de forma anual.

Los principales fallos en un convertidor de potencia son:

- Destrucción del interruptor quedando este cortocircuitado, puede causar la destrucción de otros componentes debido a las sobre corrientes.

- Ramas a circuito abierto debido a fallos en los drivers o en la puerta del IGBT.

Si se produce un fallo que funde el IGBT, en una rama de la IPT pasaríamos a aplicar una tensión constante por el cortocircuito (p.e. $V_{A2} = \frac{E}{2}$) mientras que en la otra la tensión variaría entre $\pm \frac{E}{2}$, Figura 66. La corriente de magnetización crecería indefinidamente a un ritmo muy elevado ya que el núcleo de la IPT saturaría, pudiendo llegar a dañar otros componentes. Si en una rama de un convertidor de GSC se produce un cortocircuito necesitamos disponer de elementos de corte que permitan abrir el convertidor que ha fallado y poder continuar trabajando con el que no ha sido dañado.

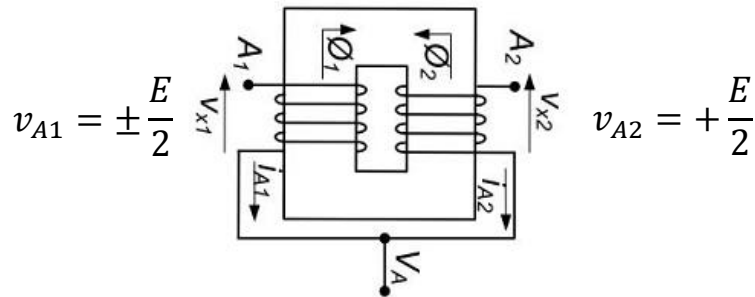


Figura 66 Tensiones aplicadas a la IPT en caso de cortocircuito en una fase de GSC2.

Si el fallo se produce de tal forma que se queda la IPT a circuito abierto en una rama o se ha producido un cortocircuito en el convertidor pero se disponen de elementos de corte que permiten abrir el convertidor GSC que ha fallado, estaríamos en la situación representada en la Figura 67. En este caso la fundamental crea flujo en el núcleo magnetizándolo y desmagnetizándolo a 50 Hz por lo que:

- Si i_{A1} es elevada el núcleo satura.
- En los pasos por cero de la corriente el núcleo no satura.

$$\Psi_{mag} = \Psi_1 - \Psi_2 = \Psi_1 \quad \text{Eq. 35.}$$

$$\Psi_1 = i_{A1}(L_{f1} + L_m) \quad \text{Eq. 36.}$$

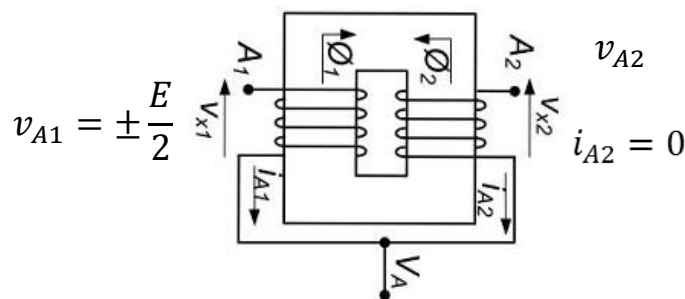


Figura 67 Tensiones aplicadas a la IPT en el caso en el que el convertidor GSC2 se quede abierto.

En función de la saturación o la no saturación del núcleo de la IPT la frecuencia de corte del lazo de control variará, por lo que se podrían tener problemas de estabilidad. En concreto

existirían problemas si el lazo se vuelve directamente inestable o si se queda muy cerca de la inestabilidad, algo que se estudia a continuación.

Se tomará un valor de 15 μH para el transformador. La inductancia requerida para el control es de 70 μH por fase, se considera integrada en la inductancia de fugas de la IPT y que la inductancia magnética de la IPT es de 90 μH . El análisis será válido aunque la inductancia requerida para el control no se integre en fugas de la IPT si no en el núcleo magnético. Se tiene que la inductancia por fase en condiciones de diseño, cuando la IPT se queda en una rama a circuito abierto y satura y cuando no satura es respectivamente la indicada en las Eq. 37-39. Se ha supuesto que el valor de la inductancia magnética cuando el núcleo ha saturado es una décima parte de la nominal.

$$L_{control}^{diseño} = 2L_{trafo} + L_f = 100 \mu\text{H} \quad \text{Eq. 37.}$$

$$L_{control}^{IPTsat} = L_{trafo} + L_f + L_m^{sat} \approx 94 \mu \quad \text{Eq. 38.}$$

$$L_{control}^{IPT no sat} = L_{trafo} + L_f + L_m \approx 175 \mu\text{H} \quad \text{Eq. 39.}$$

Si se analiza la estabilidad a través de los diagramas de Bode, representando los casos en los que la IPT está totalmente saturada y cuando no lo está, se comprueba que en ambos casos el sistema es estable, Figura 68. La frecuencia de corte del lazo oscila entre 95 y 155 Hz, sin volverse inestable entre estos dos extremos al tener un margen de fase de 60 grados en el peor de los casos.

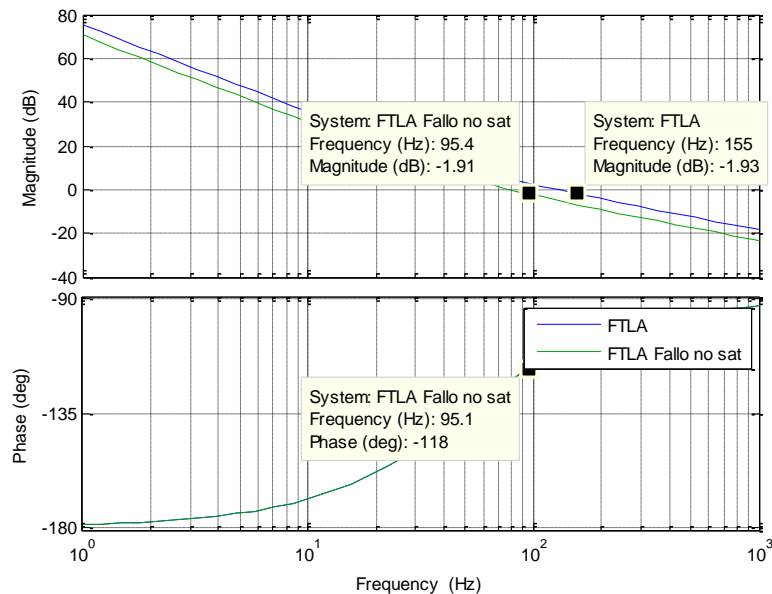


Figura 68 Diagramas de Bode para las funciones de transferencia en lazo abierto (FTLA) para el caso en el que la IPT está saturada y cuando no lo está.

Una vez que se ha comprobado que no existen problemas de estabilidad quedaría comprobar si se sigue cumpliendo la normativa sobre contenido armónico, IEEE 519-2014. Para ello, suponiendo que el convertidor GSC2 ha caído, Figura 69, realizamos una simulación teniendo en cuenta la saturación de la IPT y analizamos la calidad de la corriente de red.

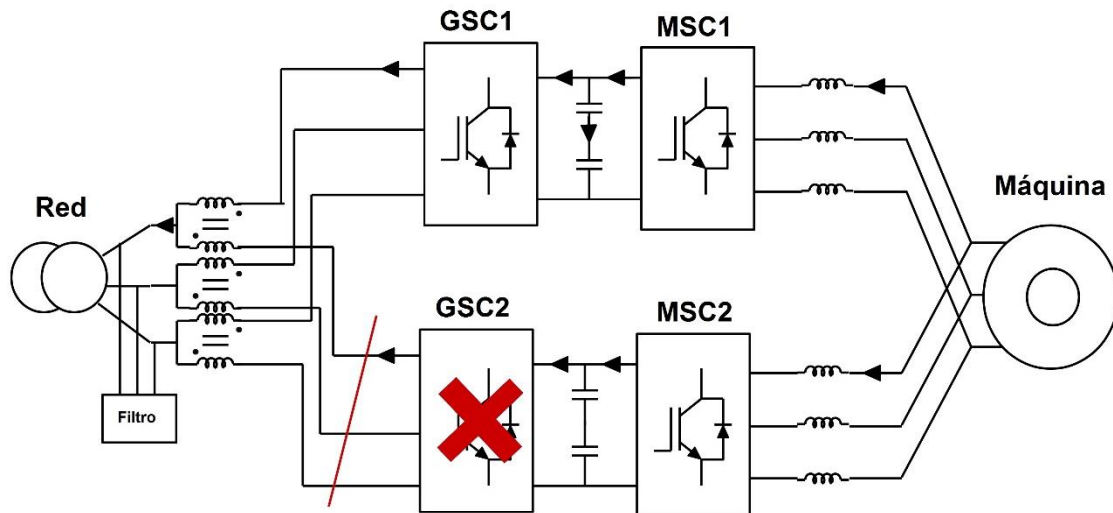


Figura 69 Sistema simulado para comprobar la calidad de las corrientes.

Las corrientes por cada uno de los convertidores y por la red para las tres fases y el análisis de la calidad de la corriente por fase en GSC1 y de red aparecen recogidas en la Figura 70 y la Figura 71 respectivamente. Aunque se cumpliría con el requisito del TDD (Total Demand Distortion); ratio de la raíz cuadrada del contenido armónico hasta el armónico de orden 50 excluyendo inter-armónicos expresados como un porcentaje de la máxima corriente demandada, no se cumpliría con los requisitos impuestos para cada uno de los armónicos

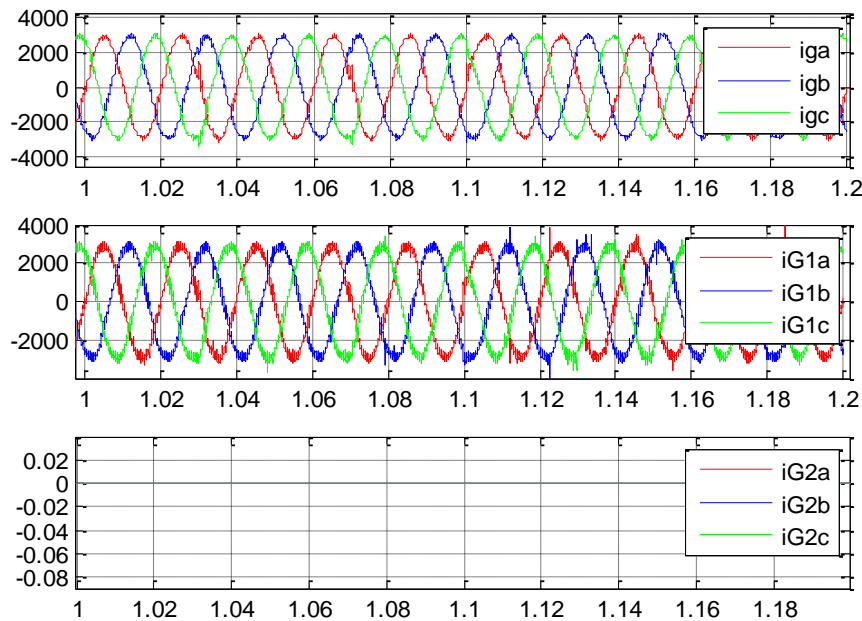


Figura 70 Corriente por la red, por el convertidor GSC1 y el convertidor GSC2.

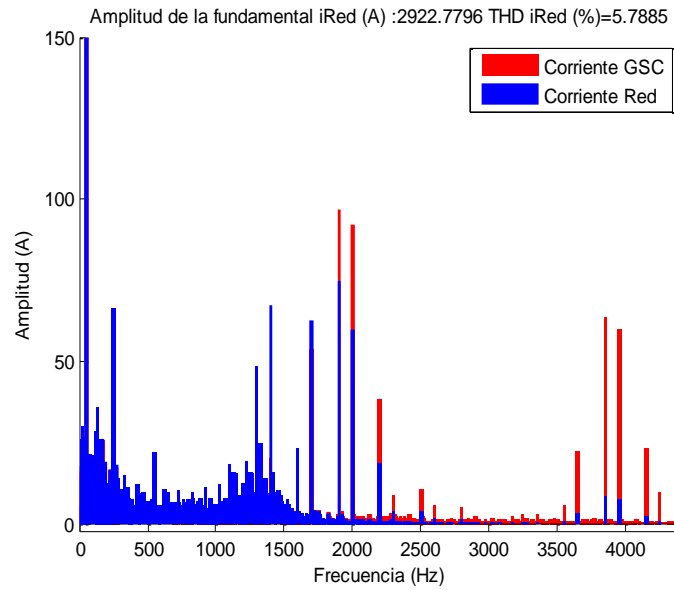


Figura 71 Calidad de la corriente por la red (azul) y por el convertidor GSC1.

Gracias al interleaving el filtro de red se diseña para filtrar el doble de la frecuencia de conmutación, sin embargo, ante un fallo en uno de los convertidores de GSC no cumpliríamos la normativa de armónicos. No se trata de un régimen de operación normal por lo que puede ser factible continuar operando incumpliendo la normativa de red. En caso contrario habría que estudiar distintas opciones como la posibilidad de reconfigurar el convertidor tras un fallo.

De las variables analizadas, la única que tiene un efecto directo sobre la operación tras falta es la unión de buses. Si un convertidor falla, ya sea en MSC o en GSC, se opta por desconectar el convertidor back to back en su totalidad. Manteniendo los buses independientes el aislamiento entre el convertidor que ha fallado y el que continua operando sería mayor. La modulación empleada y el acoplamiento en MSC no afecta directamente al comportamiento tras fallo.

En cualquier caso la potencia a la cual se podría trabajar sería la mitad de la nominal del equipo, que en términos energéticos al casar dicha potencia con la curva Weibull del emplazamiento puede resultar en aprovechamientos energéticos del 60-65%.

3.3.7 Conclusiones

A modo de conclusión se adjunta la Tabla 2, en la cual se recoge la relación entre las funciones objetivo y las variables consideradas. El aspa representa dependencia directa.

Tabla 2 Resumen de la dependencia entre las variables y las funciones objetivo.

Función objetivo	A) Acoplamiento en MSC	B) Modulación	C) Buses
1- Componentes pasivos		✘	✘
2- Corrientes de red y máquina	✘	✘	

3- Tensión fase-tierra		✗	
4- Eficiencia (conmutación)		✗	
5- Comportamiento ante fallos	✗		✗

3.4 Propuestas para el Convertidor Multimegawatio

La optimización de las funciones objetivo se realiza combinando las variables consideradas; buses y modulación, y en menor medida el acoplamiento en MSC.

Una modificación en una de las variables implicará cambios en distintas funciones objetivo, por lo que se analizará el impacto sobre todas ellas.

Las propuestas realizadas en el convertidor se centran principalmente en el incremento de la eficiencia, la reducción del tamaño del núcleo de la IPT y en la mejora de la calidad de la corriente en la máquina. La prioridad en las propuestas coincide con el orden de enumeración anterior ya que una reducción de la corriente de magnetización no será aceptada si implica una disminución de la eficiencia.

3.4.1 Mejora de la Eficiencia del Convertidor

La eficiencia en este trabajo se ha tenido en cuenta desde el punto de vista de las pérdidas de conmutación. Para mejorar la eficiencia del convertidor se pasará a una modulación discontinua. La modulación empleada normalmente en convertidores de alta potencia es la modulación vectorial, en concreto la SVPWM7. En esta sección se comparará esta modulación con las modulaciones discontinuas o DPWM.

La modulación vectorial se basa en la sintetización de la tensión de referencia calculada por el controlador de la corriente a partir de vectores de tensión, en contraposición con la modulación PWM sinusoidal clásica.

Para comprender bien las modulaciones se debe entender que los distintos posibles estados de conmutación de un convertidor trifásico se pueden representar en un plano tridimensional. Cada estado de conmutación del convertidor trifásico binivel, será un punto de este plano tridimensional. Se tendrán así 8 puntos en el plano coincidiendo con los 8 posibles estados del convertidor. En el eje vertical se representa la tensión homopolar introducida por cada estado de conmutación, mientras que en cada plano horizontal se representaría la tensión diferencial del convertidor en los ejes alpha y beta, Figura 72. Los vectores representados en dicha figura son los recogidos en la Tabla 3 en la cual se plasman todos los posibles estados de conmutación del convertidor. En donde F_i es la orden de conmutación del interruptor superior, V_h la tensión homopolar del convertidor, V_{f_i} la tensión de fase con respecto al punto medio del bus y V_{in} la tensión de fase con respecto al neutro de red.

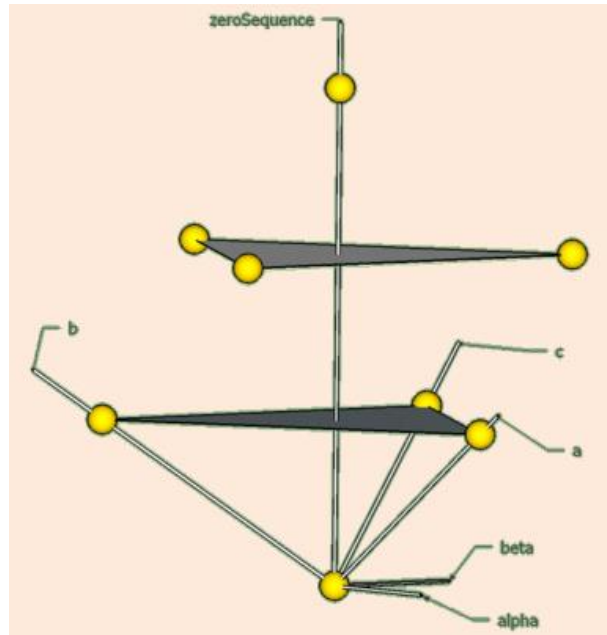


Figura 72 representación tridimensional de los estados de conmutación.

Tabla 3 Tensiones introducidas en función de las órdenes de conmutación.

F1	F2	F3	V _{fa}	V _{fb}	V _{fc}	V _h	V _{1n}	V _{2n}	V _{3n}	Vector
-1	-1	-1	-E/2	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	V ₀
-1	-1	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/6	-E/3	-E/3	2E/3	V ₅
-1	1	-1	-E/2	E/2	-E/2	-E/6	-E/3	2E/3	-E/3	V ₃
-1	1	1	-E/2	E/2	E/2	E/6	-2E/3	E/3	E/3	V ₄
1	-1	-1	E/2	-E/2	-E/2	-E/6	2E/3	-E/3	-E/3	V ₁
1	-1	1	E/2	-E/2	E/2	E/6	E/3	-2E/3	E/3	V ₆
1	1	-1	E/2	E/2	-E/2	E/6	E/3	E/3	-2E/3	V ₂
1	1	1	E/2	E/2	E/2	E/2	0	0	0	V ₇

Estas tensiones se podrían proyectar sobre el plano horizontal, obteniendo el hexágono de la Figura 73. En las modulaciones vectoriales, normalmente el vector de referencia se sintetiza a partir de los vectores adyacentes y el resto del tiempo de muestreo se completa con los vectores nulos. La repartición del tiempo restante entre los nulos elegidos da origen a las distintas modulaciones que se estudian en este trabajo.

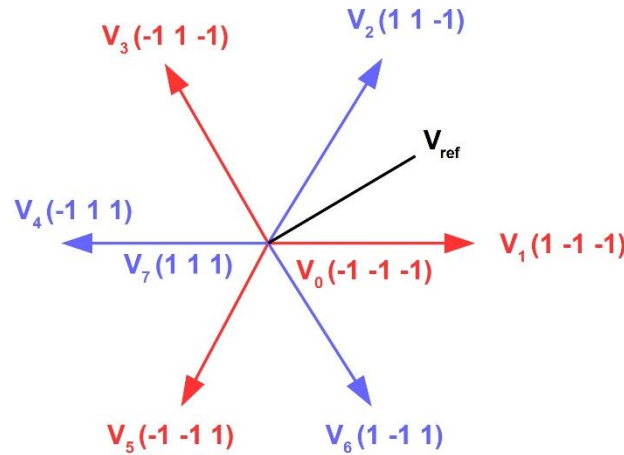


Figura 73 Proyección sobre el plano horizontal de los vectores de tensión.

El cálculo de los tiempos de aplicación de cada uno de los vectores se realiza de acuerdo con las siguientes ecuaciones:

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_m|V_{ref}|}{V_{bus}} \sin\left(\frac{N_{sector}\pi}{3} - \varphi_{ref}\right) \quad \text{Eq. 40.}$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_m|V_{ref}|}{V_{bus}} \sin\left(\varphi_{ref} - \frac{(N_{sector} - 1)\pi}{3}\right) \quad \text{Eq. 41.}$$

$$T_z = T_m - T_1 - T_2 \quad \text{Eq. 42.}$$

Siendo N_{sector} el sector en el que se encuentra el vector de referencia a sintetizar, φ_{ref} en ángulo del vector de referencia, $|V_{ref}|$ su módulo, T_m el periodo de muestreo y V_{bus} la tensión del bus de continua.

El tiempo en el que se aplican los nulos se puede distribuir de distintas formas. En las modulaciones en las que dicho tiempo se reparte de forma simétrica entre los dos nulos opuestos se llama SVPWM7 o modulación vectorial continua. Si el reparto no es simétrico, reciben el nombre de modulaciones discontinuas o DPWM.

3.4.1.1 Modulación SVPWM7

Esta modulación fue presentada en [44] y supuso una revolución al introducir el concepto de modulación vectorial. Se basa en la utilización de los vectores nulos de forma simétrica. Esta modulación también se denomina modulación vectorial clásica o modulación vectorial continua.

La secuencia que se utilizaría en esta modulación para sintetizar un vector de referencia situado en el primer sector será:

$$V_0 \ V_1 \ V_2 \ V_7 \ | \ V_7 \ V_2 \ V_1 \ V_0$$

Como se aprecia mirando la tabla anterior esta secuencia implica 8 conmutaciones por periodo de conmutación, conmutando las tres ramas a lo largo del mismo.

3.4.1.2 Modulaciones DPWM

Las modulaciones discontinuas se basan en la utilización de forma no simétrica de los vectores nulos. La desigual utilización de los vectores nulos atiende a distintos objetivos, uno de los más estudiados es la reducción de las pérdidas de conmutación, pero también existen otras que tratan de minimizar el contenido armónico total de la corriente como es el caso de la DPWM3 [45].

Con el propósito de aumentar la eficiencia de conmutación se han desarrollado distintas modulaciones discontinuas, llamadas así por las discontinuidades que introducen en la tensión homopolar. Las principales modulaciones desarrolladas en esta línea son:

- DPWM0 o mínimas pérdidas con factor de potencia 0.9 capacitivo [46].
- DPWM1 o mínimas pérdidas con factor de potencia unitario [47].
- DPWM2 o mínimas pérdidas con factor de potencia 0.9 inductivo [48].

La implementación de estas modulaciones resulta directa una vez que se ha comprendido la implementación vectorial clásica. A modo de explicación la Figura 74 trata de representar la implementación práctica de las modulaciones discontinuas. Los 6 sectores se dividen en dos subsectores, marcados por el ángulo ψ . En cada uno de los 6 subsectores el tiempo del vector nulo se asigna en su totalidad a uno de los dos vectores nulos, por lo que el uso de los mismos a lo largo de un periodo de conmutación es asimétrico. La asignación de dicho vector nulo se realiza de tal forma que la rama de mayor corriente no conmute, Figura 75. El resultado de dicha aplicación del vector nulo resulta en discontinuidades en la tensión homopolar introducida por el convertidor, Figura 79. Así para el primer sector en función del ángulo la secuencia empleada será una de las siguientes:

Primer subsector $V_1 V_2 V_7 | V_7 V_2 V_1$

Segundo subsector $V_0 V_1 V_2 | V_2 V_1 V_0$

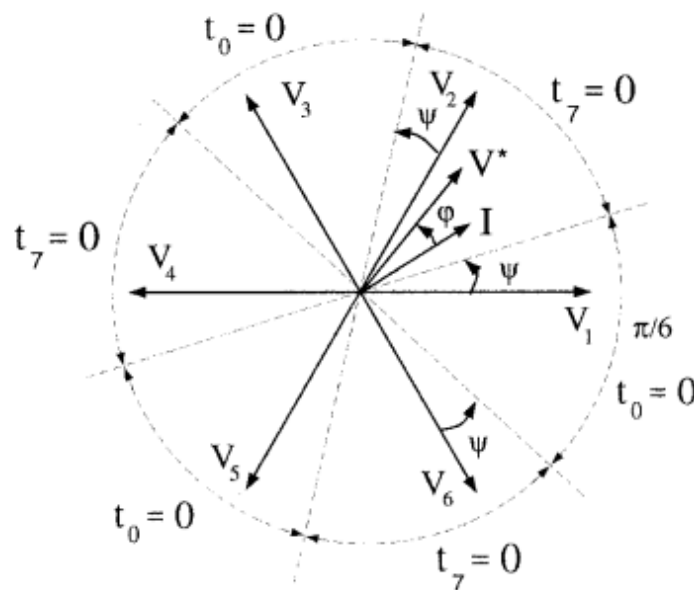


Figura 74 Implementación digital de las modulaciones vectoriales [49].

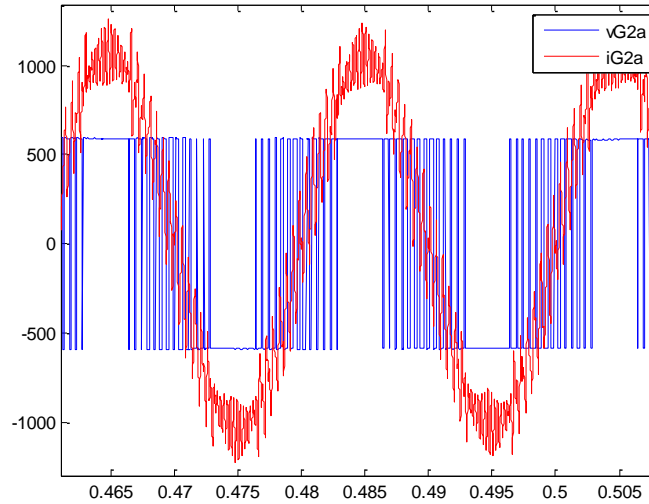


Figura 75 Tensión en la fase a del convertidor y corriente por dicha fase.

En ángulo ψ a seleccionar para la implementación de las modulaciones DPWM0, DPWM1 y DPWM2, aparece respectivamente en las Figura 76 -78. En la Figura 79 se muestra la tensión modulada por fase con cada una de las tres modulaciones discontinuas presentadas.

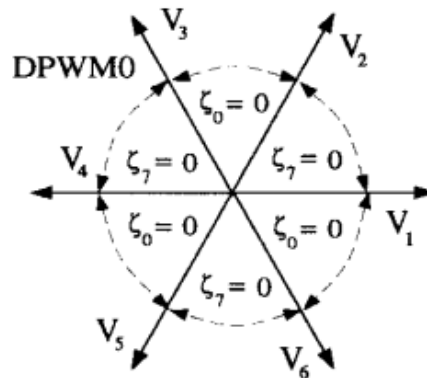


Figura 76 DPWM0 con un ángulo $\psi=0$ deg, [50].

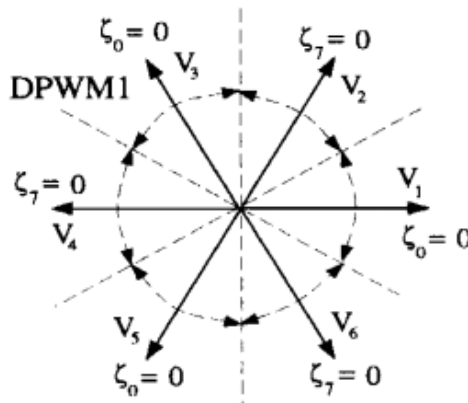


Figura 77 DPWM1 con un ángulo $\psi=30$ deg, [50].

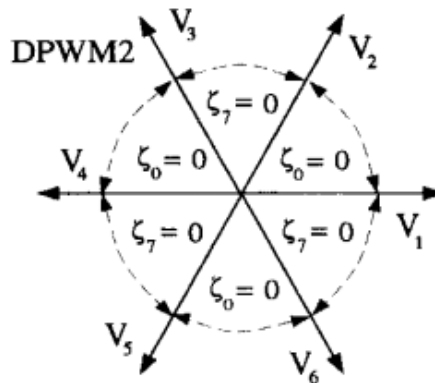


Figura 78 DPWM2 con un ángulo $\psi=60$ deg, [50].

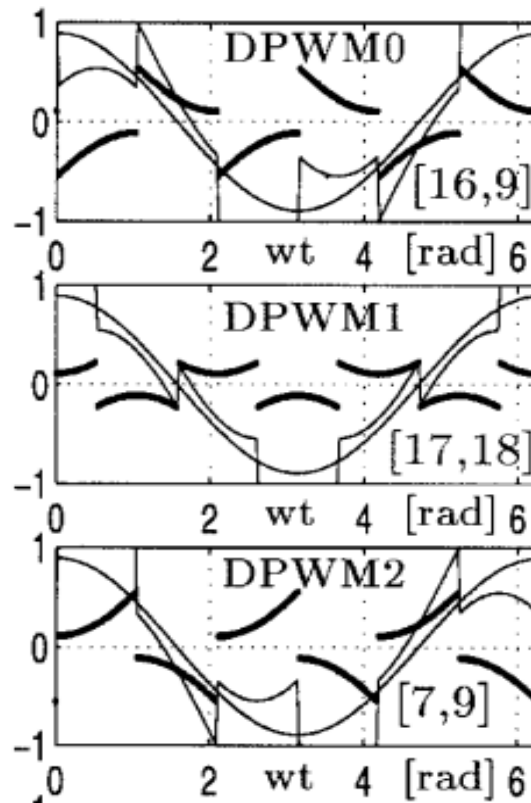


Figura 79 Tensión de fase y tensión homopolar introducidas por cada una de las modulaciones de mínima pérdidas [50].

Otros autores [49] han generalizado la modulación discontinua de tal forma que se adapta el ángulo ψ en función del factor de potencia, permitiendo obtener mínimas pérdidas para cualquier desfase entre tensión y corriente.

3.4.1.3 Comparación entre la Modulación SVPWM7 y las DPWM.

En diversos artículos se han realizado comparaciones entre las distintas modulaciones propuestas en la literatura. Para el análisis en esta sección nos basaremos en los resultados de [49].

A continuación se compararán las modulaciones atendiendo a tres criterios, distorsión armónica, pérdidas de conmutación y capacidad de síntesis de la tensión de referencia a altos índices de modulación.

La Figura 80 muestra la comparación entre las pérdidas de conmutación de las distintas modulaciones. En el eje de ordenadas se representa el índice de modulación definido en este artículo según la Eq. 43, mientras que en el eje de abscisas aparece representado el SLF (Switching Loss Function) una función que permite comparar las pérdidas de conmutación de cada una de las modulaciones con respecto a la SVPWM7, la cual tiene las mismas pérdidas independientemente del índice de modulación.

$$m = \frac{V_{fund}}{\frac{2}{\pi} V_{dc}} \quad \text{Eq. 43.}$$

Como se puede observar las pérdidas, gracias a la utilización de las modulaciones discontinuas en lugar de las continuas, se reducen notablemente, hasta un 50%, de acuerdo con los cálculos de los autores.

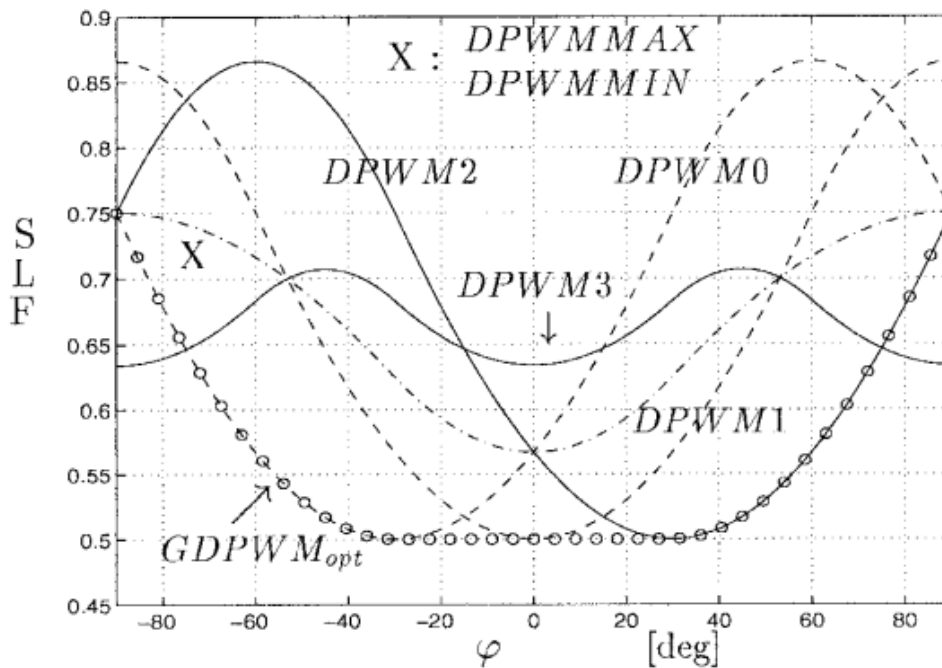


Figura 80 Comparación entre las pérdidas de cada una de las modulaciones.

En cuanto a la distorsión armónica de la corriente de fase generada, se realiza la comparación en la Figura 81. En ella aparece representado el HDF (Harmonic Distortion Factor) para las distintas modulaciones, el HDF es una fórmula independiente de la inductancia de carga y la frecuencia de la portadora ya que se normaliza con respecto a una base. Para las modulaciones discontinuas, la frecuencia de conmutación sería 1.5 veces la de las modulaciones continuas, para realizar la comparación en iguales condiciones de pérdidas de conmutación. Se comprueba como a pesar de que en las modulaciones discontinuas la frecuencia de conmutación es más alta, el HDF también aumenta, situación que a altos índices de modulación se invierte, presentando las discontinuas menor distorsión que las continuas.

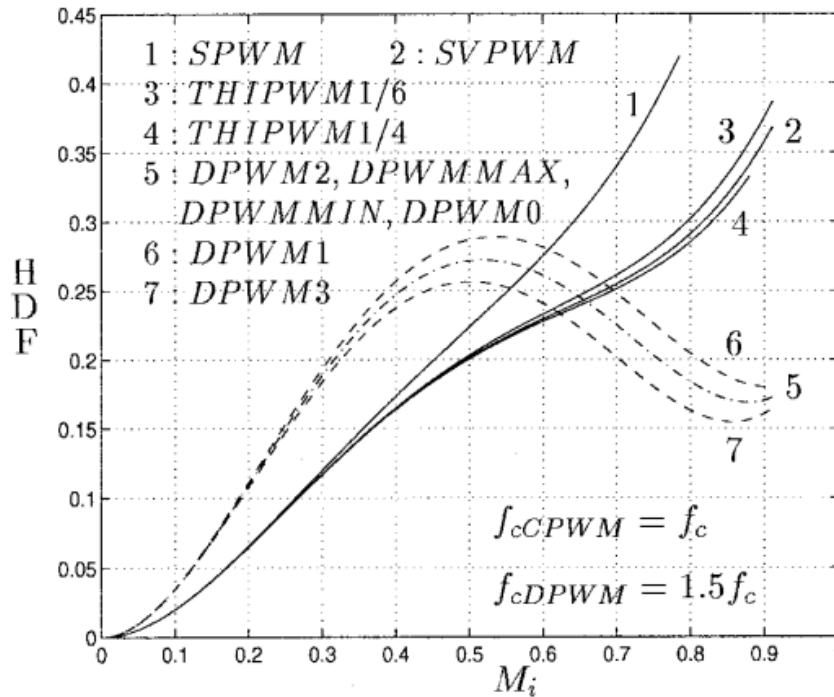


Figura 81 Comparación entre la distorsión armónica de las distintas modulaciones.

En el convertidor estudiado los índices de modulación en operación normal oscilan entre 0.7 y 0.85, rango en la que la Figura 81 muestra una clara disminución de la distorsión armónica si se conmuta a una frecuencia 1.5 veces superior en la discontinua que en la continua.

A modo de comprobación se ha realizado una simulación para el sistema estudiado en la cual, para el mismo índice de modulación y la misma frecuencia se ha comparado el contenido armónico de la tensión de fase de la SVPWM7 y la DPWM1. Los resultados aparecen recogidos en la Figura 82. El THD para un índice de modulación de 0.78, con la definición presentada en [49], 0.98 con respecto a la mitad de la tensión de bus, es prácticamente idéntico en ambos casos. Se deduce de esta comparación que aunque la posible reducción de la distorsión armónica en ese rango de índices de modulación es debida al aumento de la frecuencia de conmutación que realizan los autores en su estudio para comparar en igualdad de pérdidas.

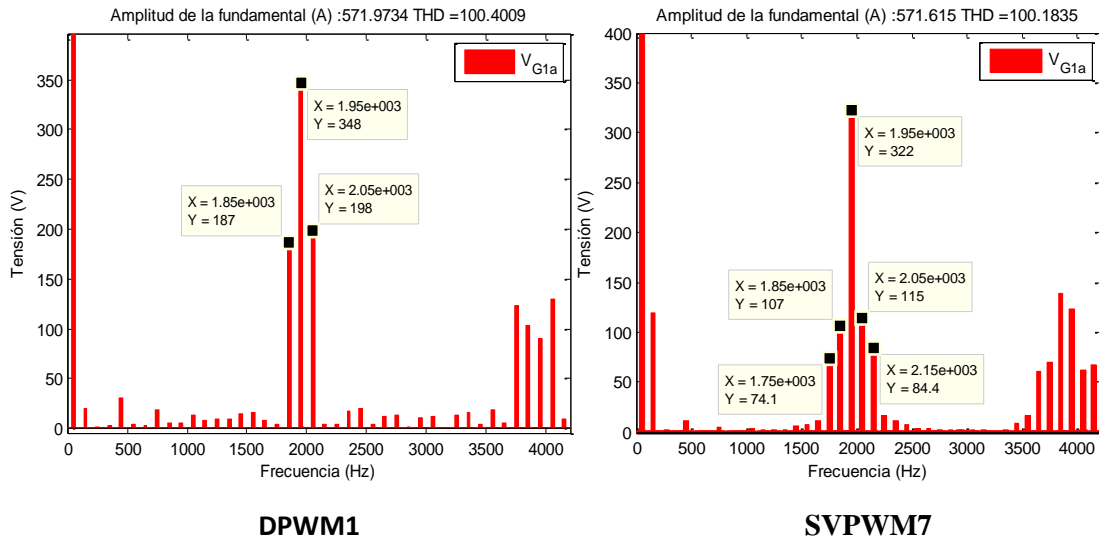


Figura 82 Comparación del contenido armónico en tensión de las modulaciones DPWM1 y SVPWM7.

Por último si se analiza la ganancia del convertidor en la región de sobre modulación, se aprecia como las discontinuas tienen un comportamiento muy superior a las continuas, Figura 83.

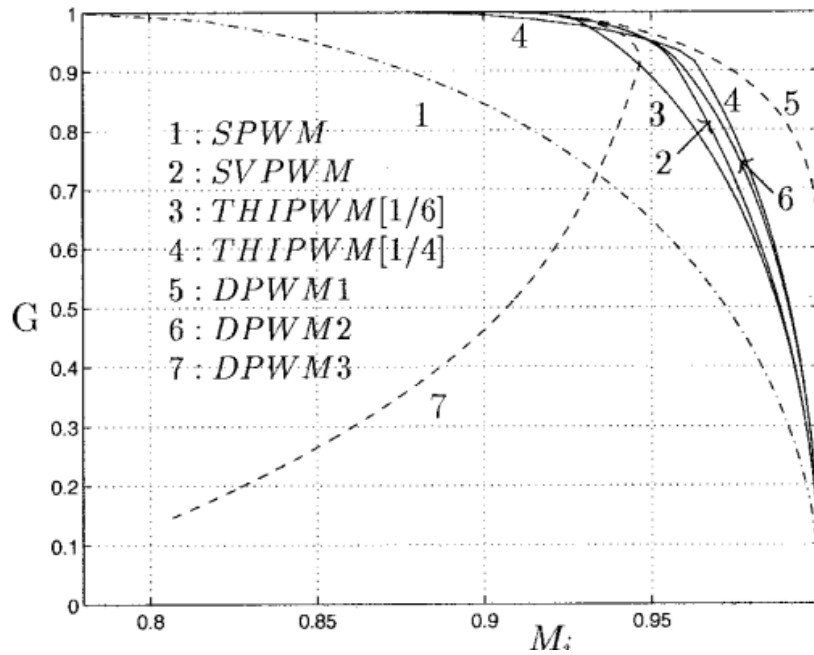


Figura 83 Ganancia de las distintas modulaciones en sobre modulación.

El motivo por el que las discontinuas presentan un mejor comportamiento es debido principalmente a la utilización de un único vector nulo. De este modo se elimina una conmutación y el tiempo asociado a la misma. Como el tiempo mínimo de disparo restringe las conmutaciones, en caso de que el vector a aplicar tenga un tiempo de aplicación inferior al fijado no se introducirá en la secuencia, con lo que la distorsión armónica aumenta. En el caso en el que se deban utilizar dos nulos, esto ocurre antes que si se utiliza un único nulo.

De este análisis cabe destacar a modo de conclusión que las modulaciones discontinuas presentan una serie de ventajas frente a las continuas. Por lo estudiado en este apartado

conviene analizar en detalle estas modulaciones de cara al convertidor implementado. Si estas modulaciones no tienen consecuencias negativas suficientemente importantes sobre otras funciones objetivo serán serias candidatas para ser las implementadas en la solución final.

3.4.2 Reducción del Volumen de las IPTs

El objetivo de esta sección es el de introducir estrategias que permitan reducir el volumen de núcleo magnético de la IPT. El núcleo magnético de una IPT, diseñado para la alta frecuencia, estará construido en ferrita, un material con muy pocas pérdidas y con una densidad relativamente alta, en torno a 4.8 Kg/l. Reduciendo el volumen de ferrita se puede aligerar el convertidor y facilitar su manejo, así como reducir el coste y tamaño del mismo.

Para la búsqueda de las estrategias que nos permitirán reducir el flujo creado en el núcleo magnético y por tanto el tamaño del mismo se analizarán en primer lugar los armónicos responsables del flujo en la IPT. En segundo lugar se revisarán los modelos homopolares y diferenciales con el objetivo de analizar los parámetros sobre los que podemos actuar. Por último se realizarán una serie de propuestas con el objetivo de reducir la corriente de magnetización y se comprobará su eficacia.

3.4.2.1 Flujos en la IPT

Como paso previo a la propuesta de las estrategias para la reducción del núcleo de la IPT, se analiza la corriente de magnetización como indicador del flujo en el mismo y en definitiva de su tamaño.

En primer lugar se analiza el caso de una IPT monofásica de dos columnas por ser este el caso más sencillo, Figura 84.

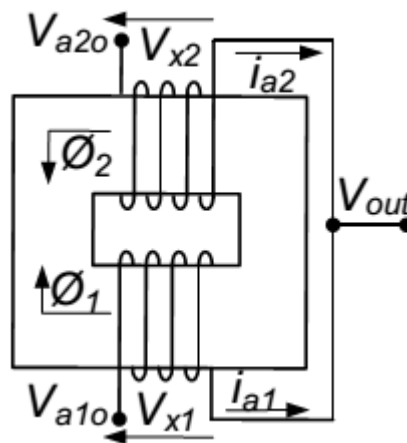


Figura 84 IPT monofásica de dos columnas.

Al aplicar interleaving, Figura 85, entre los dos convertidores acoplados, con un desfase entre las portadoras de 180 grados los armónicos a la frecuencia de conmutación se recirculan, mientras que los que se encuentran al doble de la frecuencia de conmutación están en fase y se suman de cara a la red.

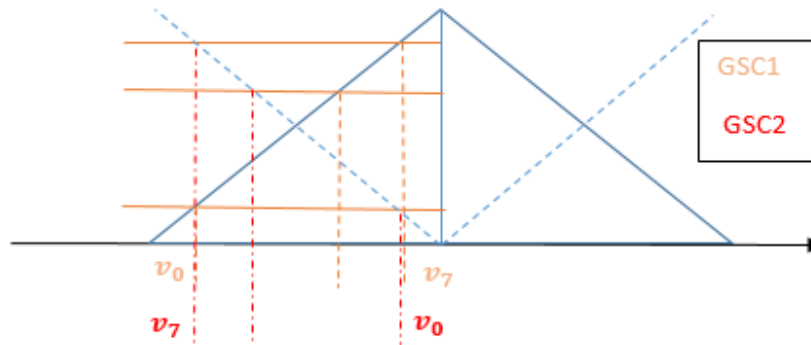


Figura 85 Desfase de 180 grados entre las portadoras de GSC1 y GSC2.

El contenido armónico de la tensión de fase de un convertidor, en este caso GSC1, con la modulación SVPWM7 y un muestreo regular asimétrico, en el que se calculan las órdenes de conmutación dos veces por periodo de conmutación, aparece representado en la Figura 86. Al lado de los armónicos de conmutación se muestra como algunos de ellos son de modo homopolar y otros diferenciales. Tanto los de modo homopolar como los de modo diferencial están desplazados 180 grados en GSC1 con respecto a GSC2 por lo que se recircularán contribuyendo a la corriente de magnetización. Así de este análisis se destaca que:

- Las componentes de baja frecuencia como son la fundamental y el tercer armónico no crean flujo en el núcleo.
- Las componentes al doble de la frecuencia de conmutación tampoco crean flujo en el núcleo magnético.
- A la frecuencia de conmutación, los armónicos están desfasados 180 grados en GSC1 con respecto a GSC2.

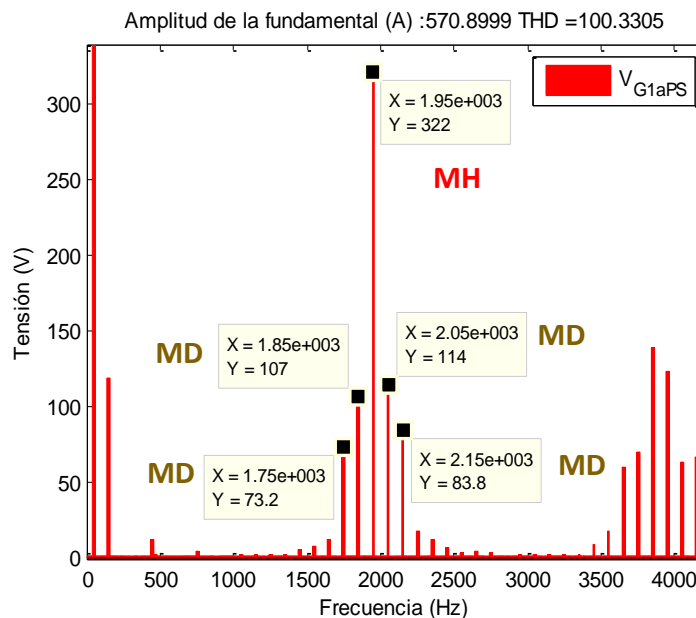


Figura 86 Contenido armónico de la tensión de fase.

Como se conmuta a 1950 Hz, el armónico de tensión a esa frecuencia crea una corriente homopolar entre los convertidores. A esta corriente homopolar hay que sumarle la corriente

cruzada diferencial, creada por las bandas armónicas laterales de la frecuencia de conmutación. El resultado de esa suma es la corriente de magnetización total de la IPT, Eq. 44.

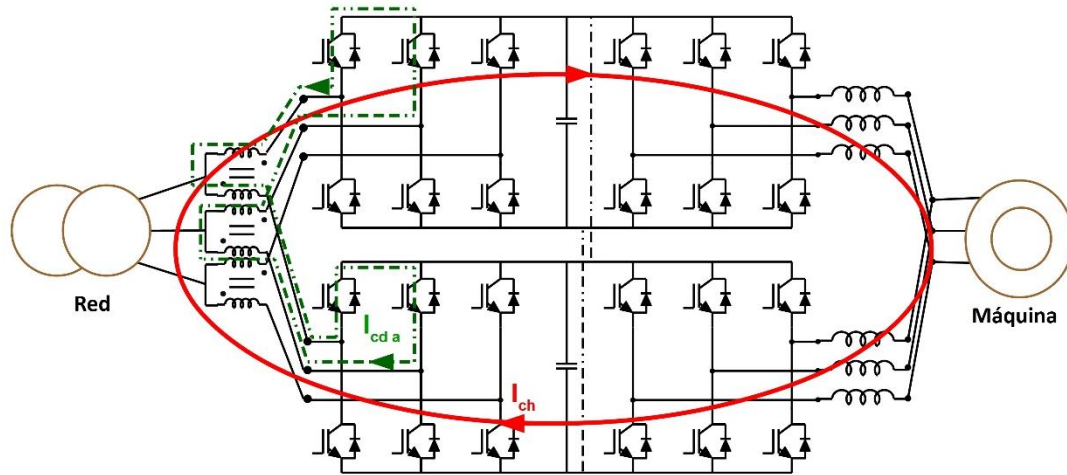


Figura 87 corrientes de recirculación entre dos convertidores al aplicar interleaving.

$$i_{mag_j} = i_{G1_j} - i_{G2_j} = i_{Gc_dj} + \frac{i_h}{3} \quad \text{Eq. 44.}$$

Para reducir la corriente de magnetización podríamos tratar de reducir la corriente de recirculación diferencial o tratar de actuar sobre la corriente homopolar.

Evaluando la suma de los armónicos de la primera familia de conmutación de la tensión de fase se puede comprobar como el pico de la corriente de magnetización se debe a la coincidencia de los máximos de la tensión homopolar y de la tensión cruzada diferencial. Para visualizarlo en la Figura 88 se representa la suma de los armónicos diferenciales de tensión en las bandas laterales de la frecuencia de conmutación para la fase a y b y la tensión homopolar. Se comprueba en dicha figura que los máximos de la tensión diferencial coinciden cada 100 Hz con los máximos de la tensión homopolar, dando lugar a la tensión responsable de la corriente de magnetización.

Si se considera que únicamente los convertidores de GSC participan en la tensión impuesta a la IPT y por lo tanto en la corriente de magnetización, en la Figura 89 a la izquierda se muestra la tensión que crearía el flujo. Los máximos de la suma de los armónicos de ambas tensiones, homopolar y diferencial, coincidirían de forma periódica cada 100 Hz. De este modo la tensión resultante sería elevada. Si por el contrario, los convertidores MSC participasen en la tensión impuesta a la IPT al ser los buses independientes, la situación podría ser distinta. En la Figura 89 a la derecha se aprecia cómo quedaría la suma de la tensión homopolar y la diferencial si la homopolar de MSC fuese dominante con respecto a la de GSC. Al quedar los máximos de la tensión diferencial y homopolar en contrafase la tensión impuesta sería menor y consecuentemente el núcleo necesario anterior. El caso representado es aquel en el que el nulo de la máquina es el doble que el de la red.

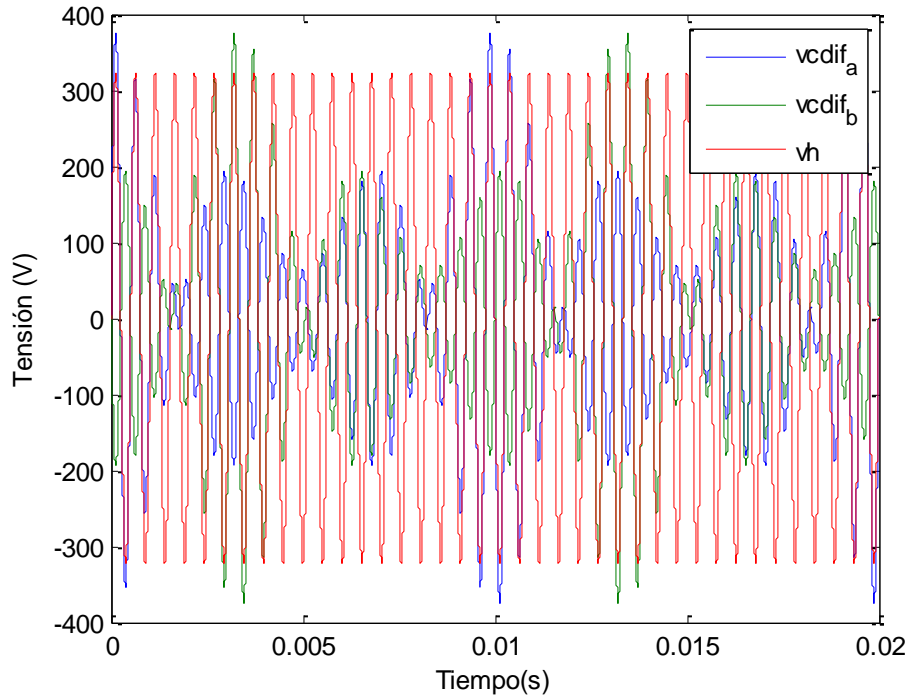


Figura 88 Tensión homopolar y tensión de recirculación diferencial.

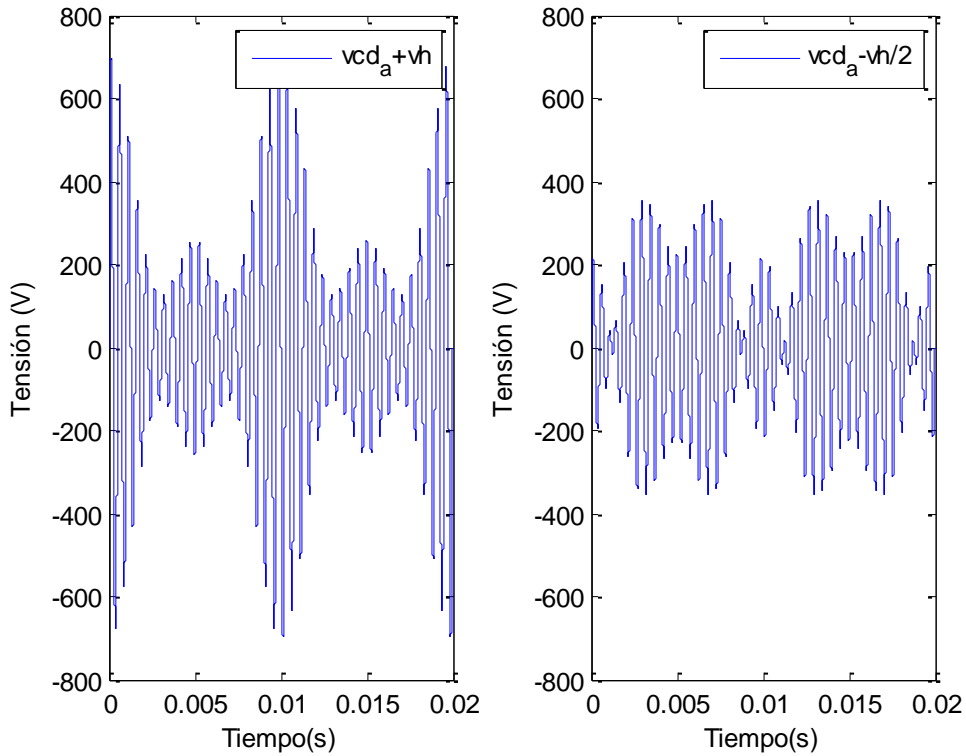


Figura 89 Suma de la tensión homopolar y la cruzada y resta de ambas.

A modo de conclusión cabe destacar que existe un potencial de reducción de la corriente de magnetización y consecuentemente del peso y coste de la misma simplemente actuando sobre la tensión homopolar introducida por el sistema.

Si la IPT fuese trifásica, tal y como se representa en la Figura 90, se tiene que:

- Las componentes de baja frecuencia en fase para los dos convertidores acoplados no crean flujo en el núcleo
- En el caso de utilizar una IPT trifásica los armónicos de conmutación de modo diferencial verían una alta impedancia, ya que están desfasados 120 grados entre las distintas fases y 180 grados entre los de los dos convertidores.
- Los armónicos de modo homopolar al ir en fase en las tres ramas no crearían flujo y por lo tanto las corrientes únicamente se verían limitadas por la inductancia de fugas

El último punto exige la utilización de una IPT de 4 o 5 columnas para el acoplamiento de dos convertidores en paralelo, con objeto de ofrecer una impedancia a la componente homopolar.

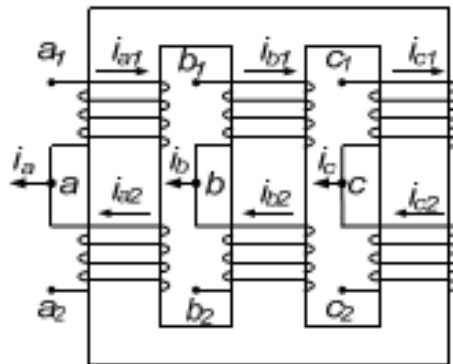


Figura 90 IPT trifásica.

La IPT trifásica de 5 columnas aparece representada en la Figura 91. Las IPTs de 4/5 columnas presentan una alta impedancia tanto al modo diferencial como al homopolar limitando de este modo las corrientes homopolares. Se produce un ahorro con respecto al uso de 3 IPT monofásicas de tercera columna, se pasa de 9 columnas a 4/5 columnas, estando diseñadas una/dos de ellas únicamente para el flujo de modo común.

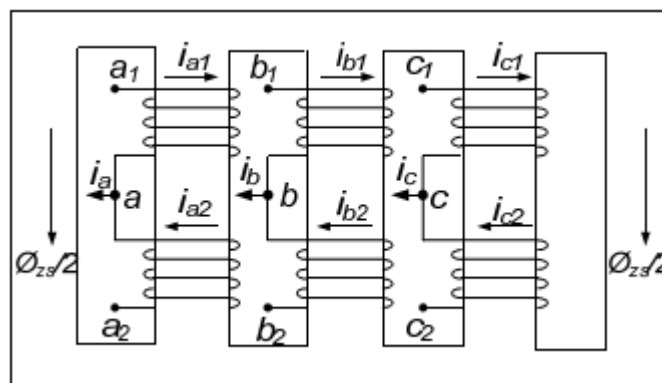


Figura 91 IPT trifásica de 5 columnas.

En la IPT trifásica continua siendo válida la reducción de la corriente homopolar para conseguir un ahorro en el tamaño del núcleo.

3.4.2.2 Modelos Homopolares y Diferenciales del Sistema - Relación con la IPT

Recuperando los modelos hallados en la Sección 2, podemos extraer conclusiones útiles que guiarán el trabajo desarrollado a continuación con el objetivo de reducir la corriente de magnetización.

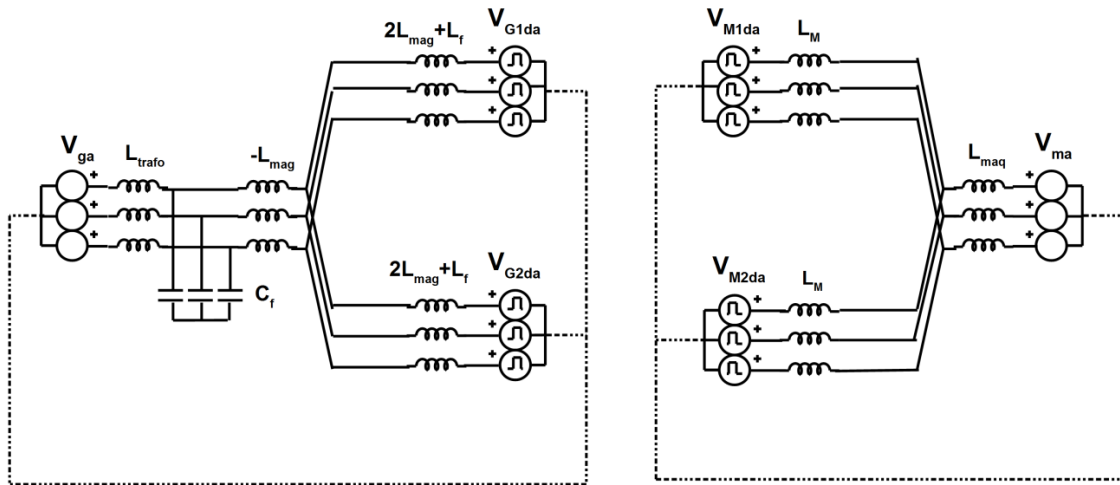


Figura 92 Circuito equivalente diferencial.

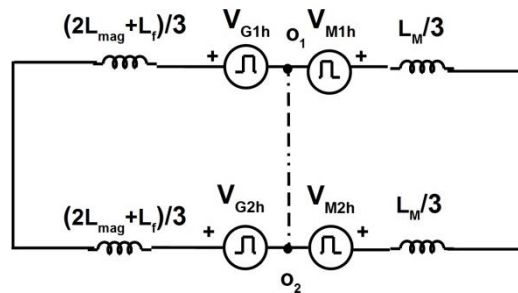


Figura 93 circuito homopolar.

De la Figura 92 se deduce que la modulación en modo diferencial de los convertidores del lado MSC no influye en la IPT del lado red, por lo que no hay nada que se pueda hacer con la tensión diferencial de MSC que sirva de ayuda en GSC. Sin embargo, la tensión modulada en modo diferencial por GSC sí que afecta, ya que la corriente cruzada diferencial contribuye a la de magnetización. Esto será así independientemente de la configuración de los buses de continua.

Por otro lado, si se analiza el circuito equivalente de la Figura 93 se ve como en el caso de que los buses sean independientes disponemos de cuatro fuentes de tensión de modo homopolar. La tensión total en modo homopolar impuesta a las IPTs dependerá de la modulación de los cuatro convertidores.

3.4.2.3 Propuestas para Reducir el Tamaño del Núcleo de la IPT actuando con los Convertidores GSC

La reducción del tamaño de la IPT en convertidores acoplados en paralelo ha atraído la atención de distintos investigadores que han propuesto soluciones para inversores trifásicos [32]–[34]. Estas soluciones no han sido desarrolladas para convertidores back to back como es nuestro caso, pero son aplicables al sistema bajo estudio si se mantiene en el lado máquina un disparo síncrono ya que de esta forma no afecta dicha modulación al lado de la red.

En [34] se plantea la reducción total del flujo para dos convertidores trifásicos acoplados en paralelo mediante IPTs monofásicas de tres columnas. Como en este caso la fundamental crea flujo en el núcleo magnético el método busca reducir la suma total de los armónicos recirculados que crean flujo a la frecuencia de conmutación y el flujo de la fundamental. Para ello utilizan una modulación discontinua, haciendo coincidir el anclaje de la rama que no conmuta en los dos convertidores acoplados en paralelo en el momento en el que el flujo creado por la fundamental es máximo, Figura 94.

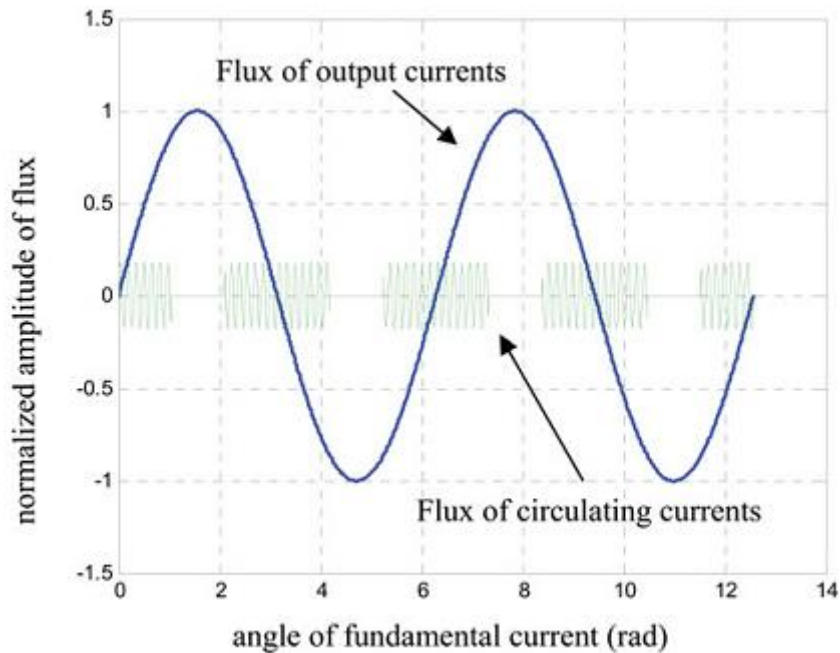


Figura 94 Estrategia propuesta en [34], haciendo coincidir el máximo flujo (máximo de la componente fundamental) con el anclaje de la rama.

Esta técnica resulta efectiva, pero no eficiente desde el punto de vista del rendimiento ya que requiere de 6 conmutaciones extra por periodo de conmutación para su implementación.

Otra de las propuestas para reducir el tamaño del núcleo de la IPT [33] se basa en la combinación de distintas modulaciones discontinuas de tal manera que en función del índice de modulación se pasa de una a otra según cual sea la que menor flujo cree en la IPT. La Figura 95 muestra la combinación propuesta por los autores. Se aprecia como en el rango de índices de modulación (definidos con respecto a $V_{bus}/2$) en los que trabaja el convertidor de red (0.9-1.15), prácticamente no se obtiene reducción. Como el convertidor se diseña para el peor caso, y este es el de la sobre modulación, no se conseguiría ningún ahorro en el núcleo de la IPT.

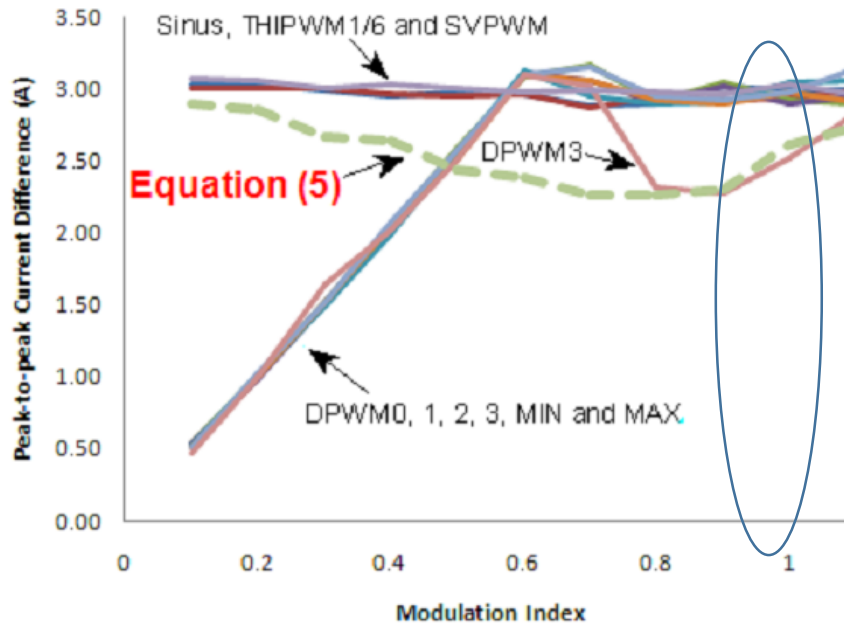


Figura 95 Combinación de modulaciones discontinuas propuestas.

Una propuesta interesante es la que se encuentra en [32]. En ella los autores proponen una modificación en la secuencia de vectores aplicados con una modulación discontinua en los convertidores acoplados en paralelo. El número de conmutaciones que introducen es igual a las que se tendrían con la modulación SVPWM7. En total serían 6 conmutaciones por periodo, pero una de las ramas quedaría anclada y otra conmutaría dos veces en el mismo periodo de muestreo. En nuestro caso con 4 convertidores se podría aplicar una modulación DPWM de mínimas pérdidas en el lado de la máquina y una modulación como la propuesta en el lado de la red. Las secuencias de conmutación serían las siguientes para la primera mitad del primer subsector:

$$DPWM \quad V_0 \quad V_1 \quad V_2 \mid V_2 \quad V_1 \quad V_0$$

$$DPWM \text{ Modificada} \quad V_1 \quad V_0 \quad V_1 \quad V_2 \mid V_2 \quad V_1 \quad V_0 \quad V_1$$

Las secuencias para cada uno de los sectores son las que se indican en la Figura 96. Como se puede apreciar en cada uno de los sectores uno de los vectores diferenciales se aplica durante dos momentos del periodo de conmutación. La división en dos momentos de aplicación de los vectores diferenciales se hace de tal forma que los vectores nulos de los dos convertidores coincidan temporalmente. Si se define T_1 como el tiempo total de aplicación del vector V_1 y T_2 como el tiempo total de aplicación del vector V_2 tenemos que en el primer y segundo sector respectivamente:

$$T_1 = K_1 T_1 + (1 - K_1) T_1 \quad \text{Eq. 45.}$$

$$T_2 = K_2 T_2 + (1 - K_2) T_2 \quad \text{Eq. 46.}$$

Observando con atención las tensiones introducidas en la conmutación, se puede ver como los nulos coinciden si cumplen la Eq. 47 en el primer sector y la Eq. 48 en el segundo.

$$K_1 = \frac{T_1 + T_2}{2T_1} \quad y \quad K_2 = 1 \quad \text{Eq. 47.}$$

$$K_2 = \frac{T_1 + T_2}{2T_2} \quad y \quad K_1 = 1 \quad \text{Eq. 48.}$$

El método propuesto consiste en reducir al máximo la corriente homopolar, componente que se añade a la corriente cruzada diferencial para dar la corriente de magnetización. En la Figura 97, Figura 98 y Figura 99, se comparan las tensiones homopolares introducidas por las secuencias de conmutación de la SVPWM7, la DPWM1 y la discontinua modificada por los autores. Se aprecia como el pico del flujo creado por la tensión homopolar se ve notablemente reducido.

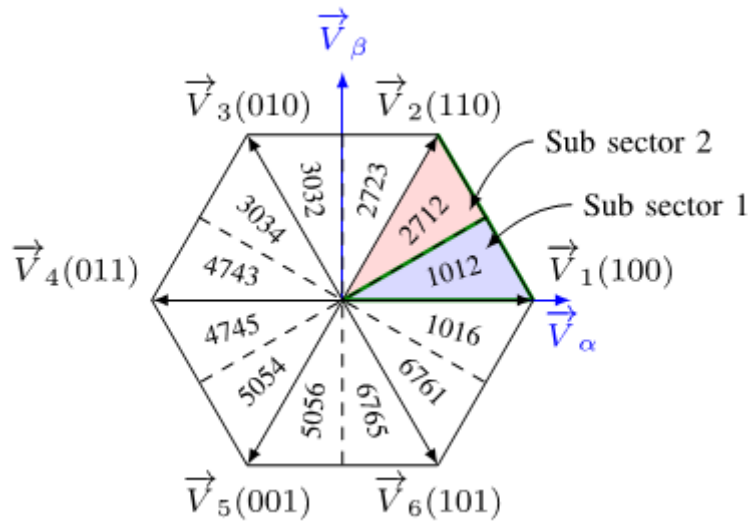


Figura 96 Secuencias a aplicar en cada uno de los subsectores.

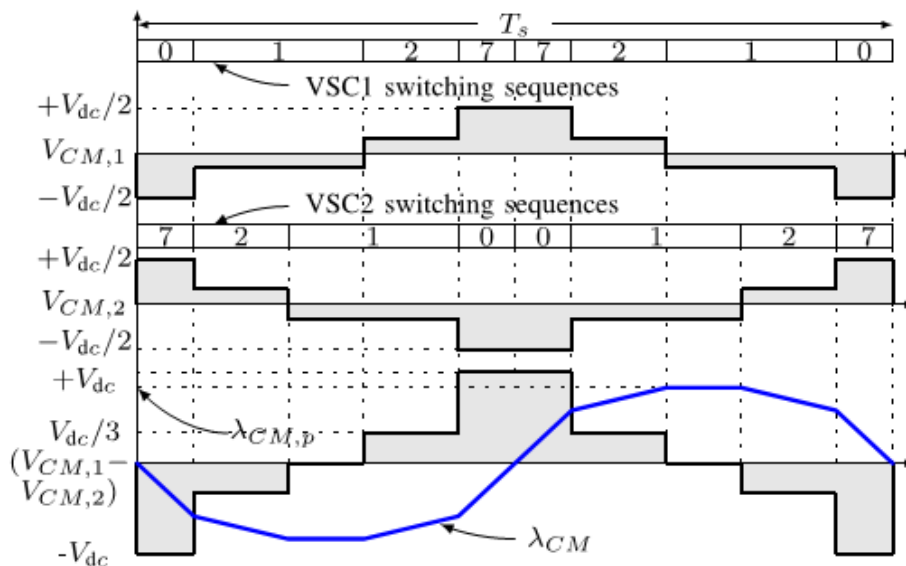


Figura 97 Tensión y flujo de modo común en el primer sector con la modulación SVPWM7.

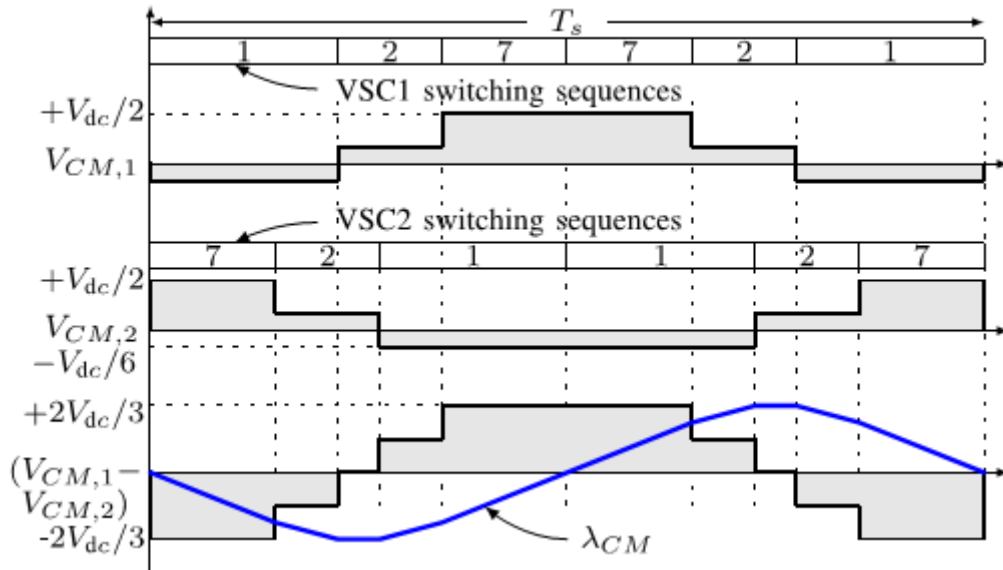


Figura 98 Tensión y flujo de modo común con la modulación DPWM1 en el primer sector con $\psi < 30$ grados.

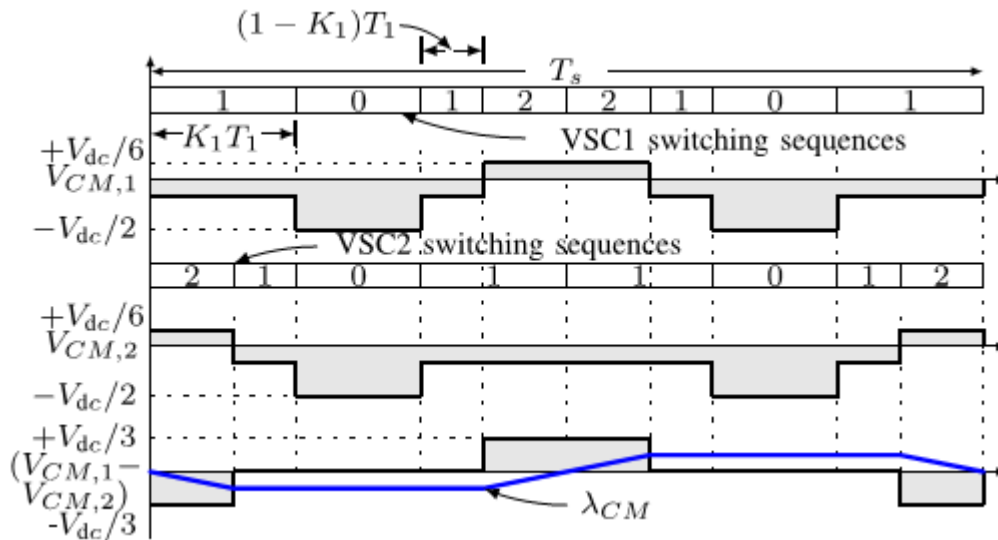


Figura 99 Tensión y flujo de modo común con la modulación propuesta por los autores en el primer sector con $\psi < 30$ grados.

Con la modulación propuesta en este artículo [32] se consigue la reducción mostrada en la Figura 100. Teniendo en cuenta que el índice de modulación en nuestro sistema es, en condiciones nominales, 0.98, la reducción conseguida en la corriente de magnetización es de un 12%, lo que conlleva una reducción del núcleo del 22.5%.

A pesar de esta reducción en condiciones nominales, el convertidor debe de ser capaz de trabajar en sobre modulación por lo que deberá ser diseñada para el flujo nominal. En la sección 3.4.2.5 se solventará este problema con la propuesta de una nueva estrategia combinada que afecta a los convertidores GSC y MSC.

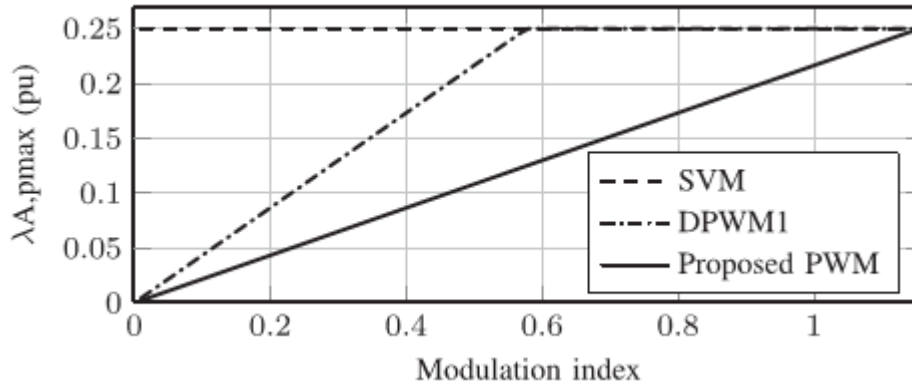


Figura 100 Relación entre la modulación propuesta y máximo flujo creado en la IPT comparada con respecto a la DPWM1 y la SVM

Por último la última línea de actuación que se ha propuesto en este trabajo, utilizando únicamente los convertidores GSC, es la de actuar con la modulación SVPWM7 en los cuatro convertidores. En el caso de los convertidores en GSC se introduce una modificación de tal forma que los convertidores metan simultáneamente el mismo vector nulo. Así se reduce la corriente de homopolar y consecuentemente la corriente de magnetización.

En esta estrategia, como en las anteriores, se mantiene el disparo síncrono en el lado máquina con lo que los convertidores MSC no contribuyen a la tensión homopolar. En GSC se mantiene el interleaving pero con una secuencia modificada en uno de los convertidores. El convertidor GSC1 mantendría la modulación clásica, mientras que el GSC2 la modificaría para hacer coincidir los nulos:

$$GSC1 \quad V_0 \quad V_1 \quad V_2 \quad V_7 \mid V_7 \quad V_2 \quad V_1 \quad V_0$$

$$GSC2 \quad V_7 \quad V_1 \quad V_2 \quad V_0 \mid V_0 \quad V_2 \quad V_1 \quad V_7$$

De las secuencias anteriores se deduce que el convertidor GSC2 siempre introducirá más conmutaciones que el convertidor GSC1, en concreto, 4 más por periodo de conmutación. Con la secuencia aplicada anteriormente se consigue hacer coincidir los nulos tal y como se muestra en la Figura 101.

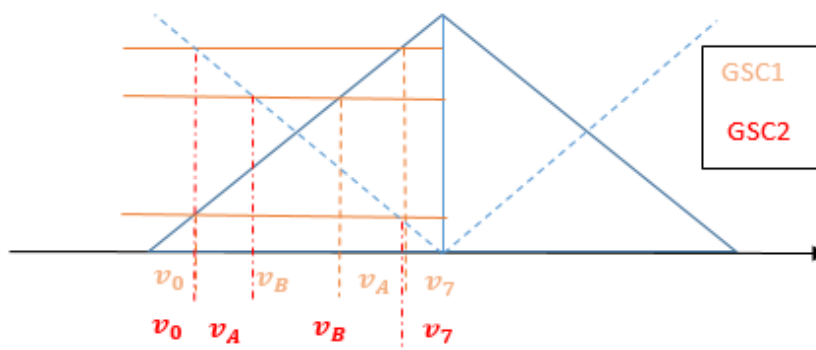


Figura 101 Secuencias aplicadas con la modulación modificada e interleaving.

Inicialmente la corriente homopolar y la de magnetización con la modulación SVPWM7 en los convertidores GSC y aplicando interleaving es la mostrada en la Figura 102. Al modificar la modulación en GSC tal y como se ha explicado, para un índice de modulación de 0.98, la corriente de magnetización pasa a ser la mostrada en la Figura 103. Como se aprecia la corriente de magnetización queda anclada durante la coincidencia de los nulos.

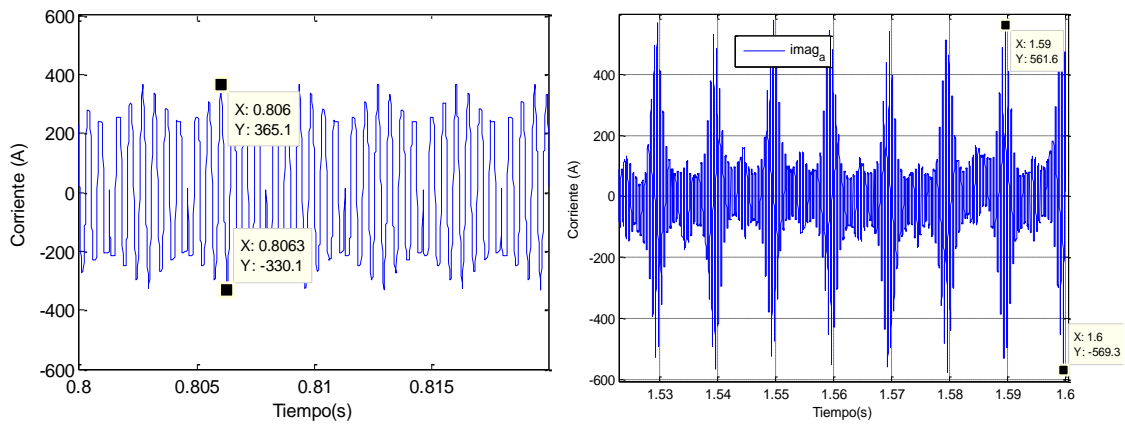


Figura 102 Corriente homopolar y corriente de magnetización.

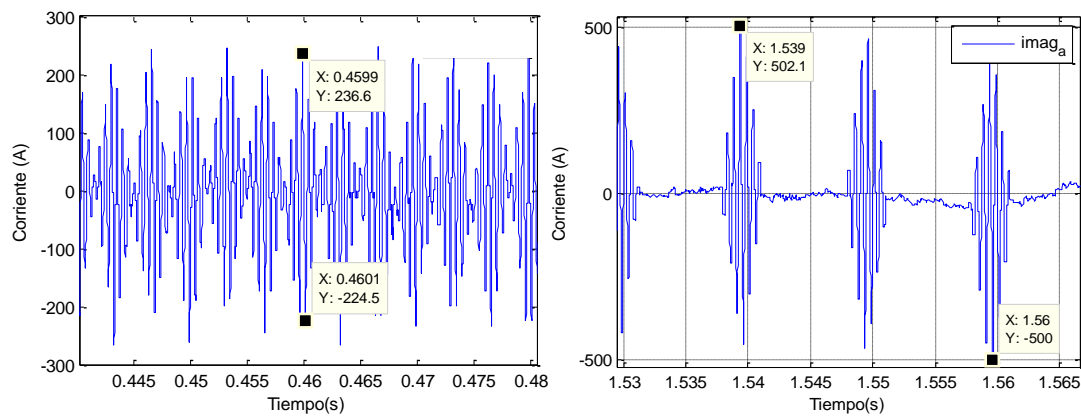


Figura 103 Corriente homopolar y corriente de magnetización con la modulación modificada.

Al reducir la corriente homopolar se observa como la corriente de magnetización también se reduce. La corriente de magnetización en régimen de operación normal se reduce de ± 560 A hasta ± 502 A, un 10%, con lo que el núcleo lo hará en un 19.6 %.

El aumento de las conmutaciones por el hecho de no utilizar la misma secuencia en GSC2 que en GSC1 resulta en un aumento de las pérdidas por conmutación del 17%, algo que resulta inadmisibles en un convertidor en el que debe primar la eficiencia.

Nuevamente, la compensación no resulta efectiva en sobre modulación, cuando GSC prácticamente no dispone de nullos por lo que no se ahorra núcleo magnético al diseñar la IPT para el peor caso. Para poder reducir la corriente de magnetización independientemente del índice de modulación de GSC será necesario jugar con la tensión de modo común introducida por MSC.

3.4.2.4 Propuestas para Reducir el Tamaño del Núcleo de la IPT Actuando con la Modulación de los Cuatro Convertidores

Durante el tiempo de aplicación de los nullos los convertidores GSC aplicarían la máxima tensión posible al circuito homopolar, mientras que el disparo en MSC se mantendría síncrono con lo que no contribuiría a la corriente homopolar.

Manteniendo el disparo síncrono en MSC para la sintetización del vector de referencia se juega con la libertad de los vectores nulos para reducir la tensión aplicada al circuito homopolar. A modo de ejemplo MSC2 modificaría la tensión homopolar, y en lugar del vector nulo positivo marcado en azul aplicaría el vector nulo negativo marcado en verde, Figura 104. Para ello los buses de los 2 convertidores back-to-back deben de ser independientes.

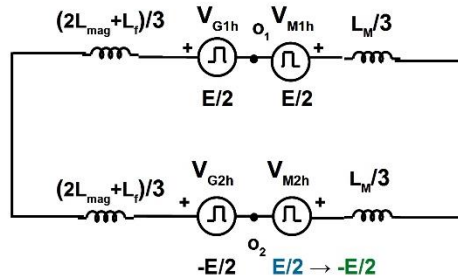


Figura 104 Corrección de la modulación propuesta en MSC.

La secuencia utilizada en la modulación SVPWM7 en sectores pares e impares es la que se muestra a continuación:

$$N \text{ Sector impar: } V_0 \ V_N \ V_{N+1} \ V_7 \ | \ V_7 \ V_{N+1} \ V_N \ V_0$$

$$N \text{ Sector par: } V_0 \ V_{N+1} \ V_N \ V_7 \ | \ V_7 \ V_N \ V_{N+1} \ V_0$$

Como los convertidores GSC1, MSC1 y MSC2 conmutan con la misma triangular, aplicarán el vector nulo negativo al inicio del periodo de conmutación y el positivo al final de dicho periodo aunque el vector de referencia a sintetizar en GSC y en MSC se encuentre en distinto cuadrante. GSC2 por su parte al trabajar con la portadora desfasada, aplicará el vector nulo positivo cuando GSC1 introduzca el negativo y viceversa. Modificando únicamente la secuencia de conmutación de MSC2 para que aplique el mismo nulo que GSC2, se conseguiría compensar la tensión de modo común de GSC, Figura 105.

El índice de modulación de GSC en operación normal no varía mucho, mientras que el de MSC presenta gran variabilidad en función de la tensión inducida en bornes de la máquina, proporcional a la velocidad de giro. A bajos índices de modulación en el lado máquina la tensión homopolar de MSC será dominante al disponer de un nulo mucho mayor, por lo que se podría producir una sobrecompensación.

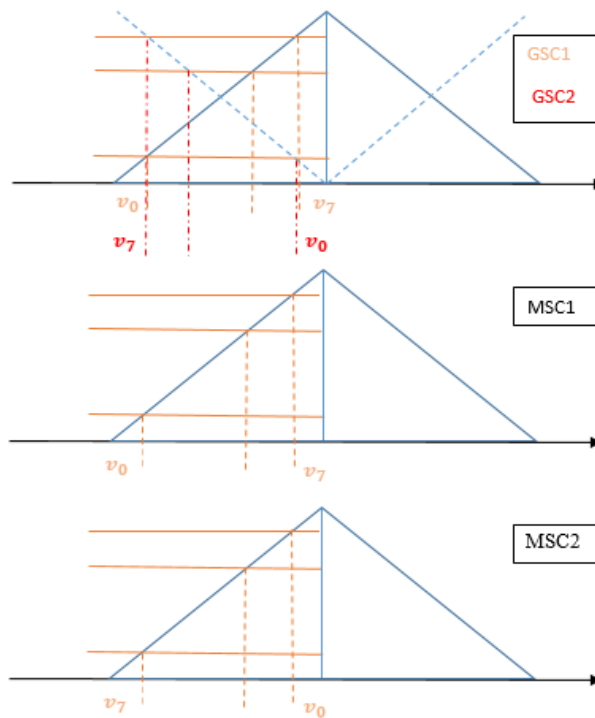


Figura 105 Modificación de la modulación propuesta en MSC para compensar la tensión homopolar introducida en los nulos por GSC.

Para comprobar el correcto funcionamiento de la modulación se ha simulado el sistema variando las condiciones de funcionamiento del aerogenerador desde un estado de baja potencia, con baja tensión y baja frecuencia, hasta la potencia nominal, Figura 106. Como se comprueba en la Figura 108 y en la Figura 109, cuando los índices de modulación en la máquina y en la red son similares, la corriente homopolar disminuye al ser el tiempo de aplicación de los vectores nulos muy similar, con lo que la corriente de magnetización disminuye. Sin embargo, a bajos índices de modulación como el vector nulo del lado máquina es muy superior al del lado red, MSC introduce una tensión homopolar dominante que hace que la corriente vaya en contrafase con la que crea GSC. De este modo a pesar de que la corriente homopolar ha crecido, la corriente de magnetización disminuye al no coincidir los máximos de la componente cruzada diferencial con la homopolar, tal y como se explicaba en la Figura 89.

Esta compensación podría fallar en el caso en el que los convertidores de la máquina sobre modulen. Esta situación se puede evitar haciendo un control de la tensión en bornes del generador.

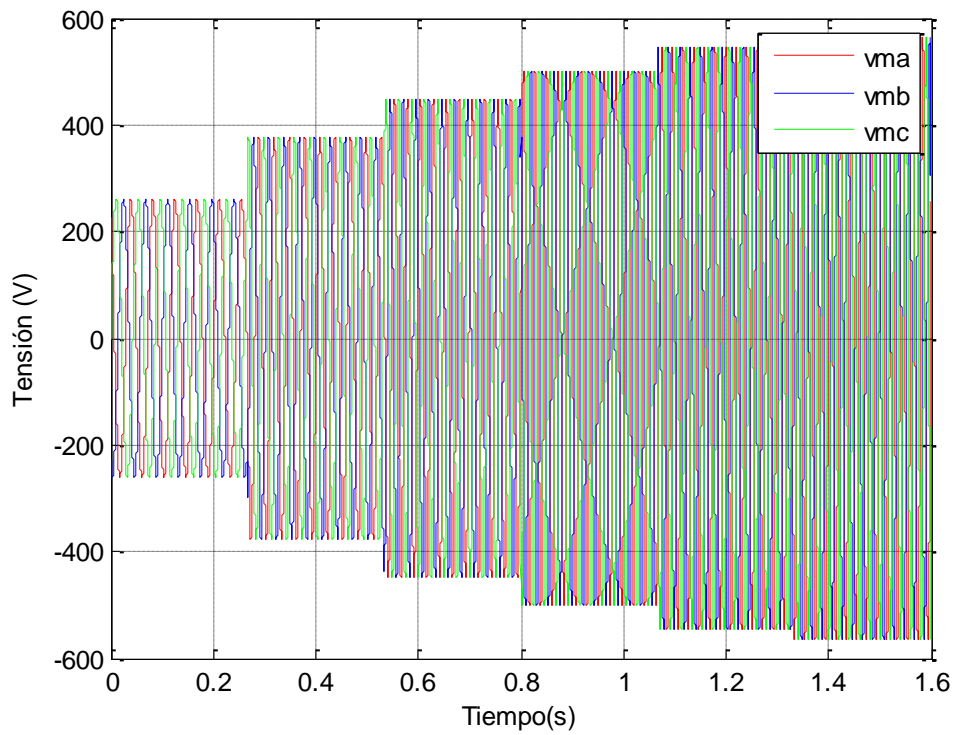


Figura 106 Tensión en bornes del generador.

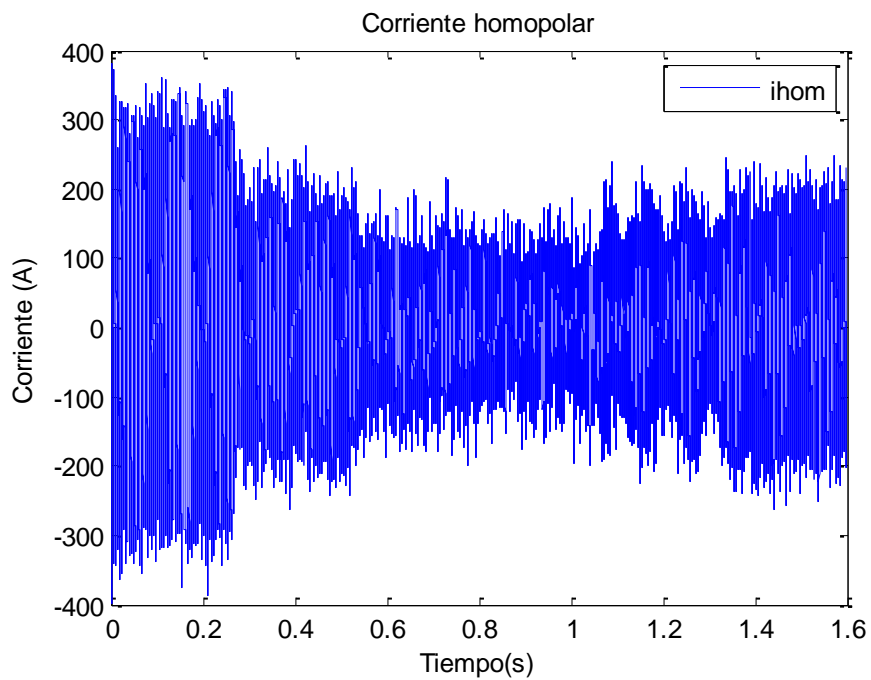


Figura 107 Corriente homopolar.

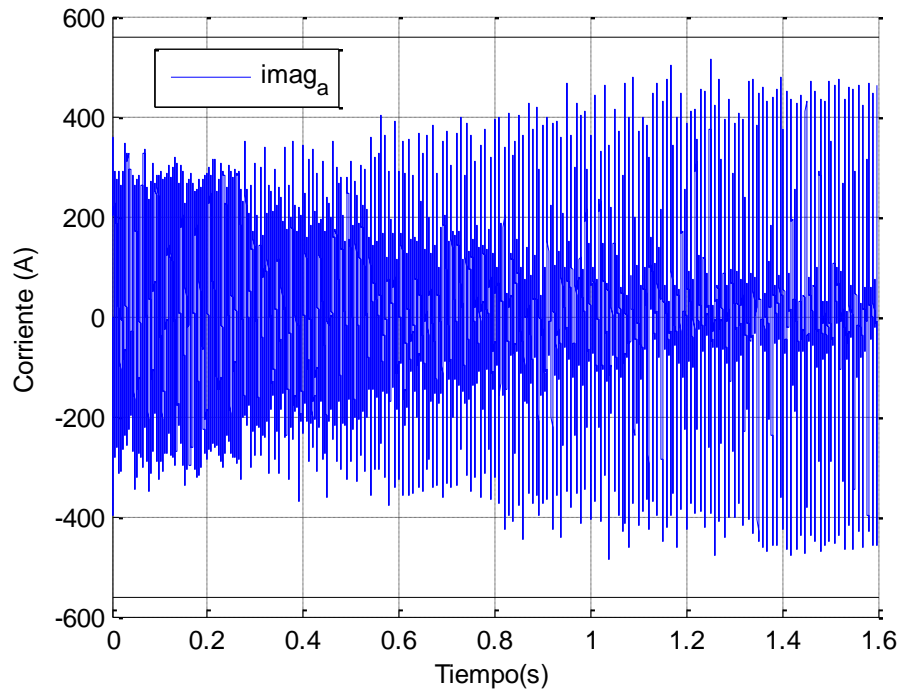


Figura 108 Corriente de magnetización.

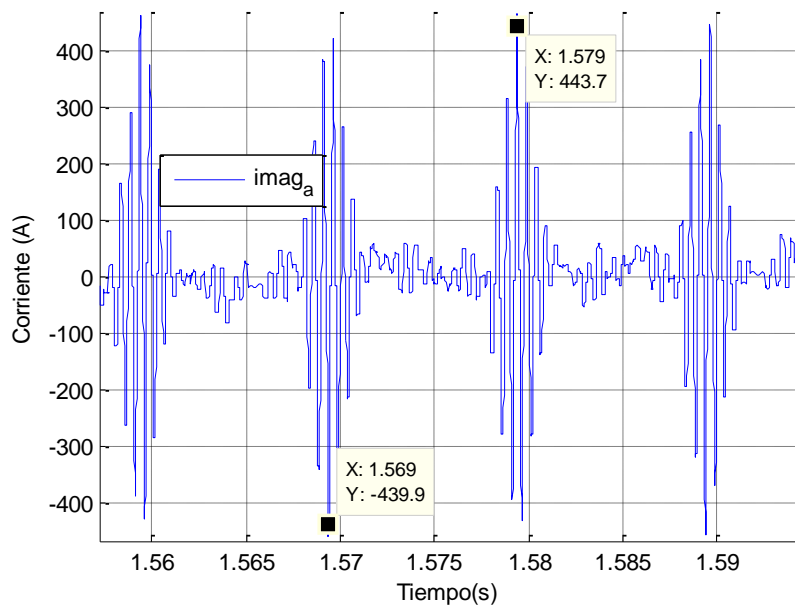


Figura 109 Detalle del valor máximo de la corriente de magnetización.

La corriente de magnetización pasa a oscilar entre ± 445 A. Esto supone una reducción de 115 A con respecto a la situación original, lo que repercute en una reducción de la corriente de magnetización de un 17 %. Desde un punto de vista del núcleo magnético se consigue una reducción del 36 % en una IPT monofásica de dos columnas. Aunque la compensación ha demostrado ser efectiva, de nuevo nos encontramos ante un problema en la eficiencia del Single-Block ya que uno de los convertidores se ve obligado a conmutar 10 veces por periodo en lugar de 6 veces como hace el resto. Las pérdidas de conmutación aumentan un 17% para el conjunto de los cuatro convertidores, de nuevo una situación inadmisibles.

Por el aumento en las pérdidas que conlleva esta estrategia se opta por examinar una modulación discontinua de mínimas pérdidas en GSC, manteniendo en MSC la SVPWM7. La compensación de la corriente homopolar con los convertidores MSC no resulta posible en el caso en el que todos los convertidores empleen una modulación discontinua. Al disponer de un único vector nulo, si se modificase la modulación de la forma presentada anteriormente la tensión que vería el circuito homopolar a lo largo de un periodo de conmutación sería netamente positiva, haciendo crecer a ésta durante dicho periodo de conmutación y los siguientes hasta que se tuviese que compensar el vector opuesto. Por este motivo se ha optado por mantener la SVPWM7 en el lado de la máquina. Al tener dos instantes en los que se introduce un vector nulo, al principio y al final del periodo de conmutación, la tensión neta vista por el circuito homopolar al final del periodo de conmutación resulta ser cero.

Esta **estrategia resulta válida también en el caso en el que GSC sobre module** ante un aumento en la tensión de red o ante la necesidad de intercambiar reactiva con la red. **Al no depender la compensación de la disponibilidad de vectores nulos en lado red sino de los del lado máquina se pueden hacer frente a estas eventualidades.** Para ello haciendo un control de la tensión en bornes del generador con el convertidor, se podría asegurar que se dispone en todo momento del nulo necesario para asegurar la reducción de la corriente de magnetización en todo el rango de funcionamiento.

Para comprender en que consiste la compensación al emplear DPWM se representan las órdenes de conmutación en la Figura 110 para la primera parte del primer sector.

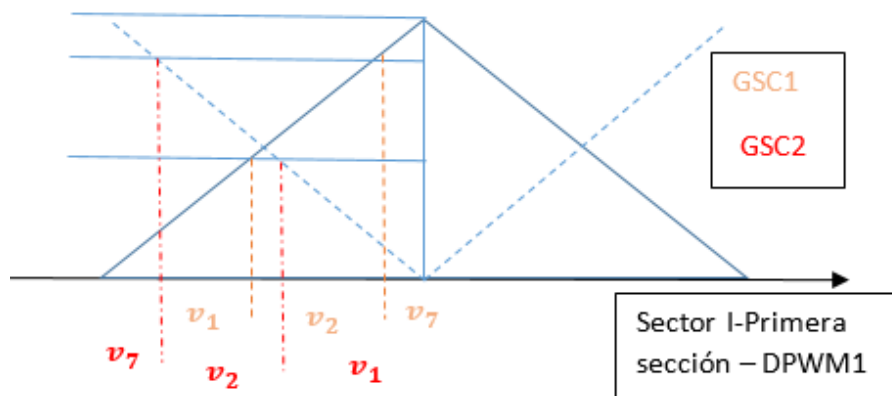


Figura 110 Órdenes de conmutación con la modulación DPWM1 aplicando interleaving.

Al principio del periodo de muestreo, como el convertidor GSC introduce el vector nulo positivo y GSC1 introduce un vector diferencial la tensión homopolar será $-2E/3$. Los convertidores en MSC con modulación SVPWM7 deberán introducir en ese momento una tensión de $-E$, por lo que sería MSC2 quien modifica su modulación, Figura 111. En la Figura 112 se ve como de nuevo es MSC2 el que tiene que modificar su tensión para introducir una tensión de E y compensar los $2E/3$ que introduce GSC. Esto se da independientemente del sector en el que se encuentren modulando los convertidores y de la sección del sector.

Únicamente sería necesario modificar la modulación de MSC 2 con lo que se incrementarían las conmutaciones de este convertidor a 10 por periodo con respecto a las 6 que se tendrían en MSC1. De este modo para el conjunto de los 4 convertidores se tendrían 24 conmutaciones por periodo, las mismas que en la SVPWM7, pero con menores pérdidas ya que en GSC las ramas de mayor corriente no conmutan. Con esta modulación se consigue reducir la corriente de magnetización y reducir las pérdidas con respecto a la topología base.

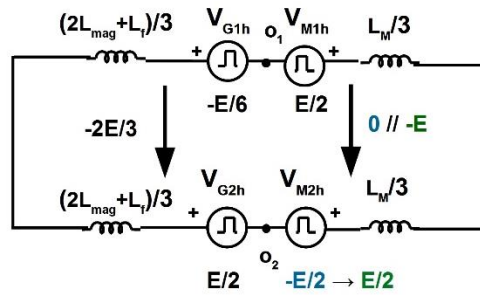


Figura 111 Tensiones introducidas por GSC y compensación implementada en MSC al inicio del periodo de muestreo.

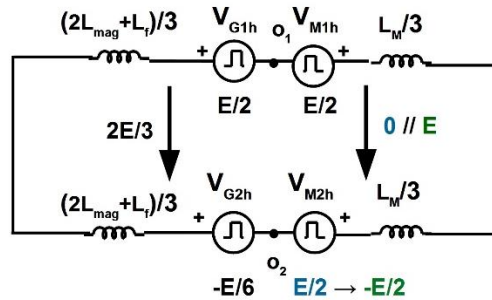


Figura 112 Tensiones introducidas por GSC y compensación implementada en MSC al final del periodo de muestreo.

A pesar de que como se ha explicado, esta modificación no acarrea un aumento de las pérdidas de conmutación, sino un descenso con respecto al uso de la modulación SVPWM7 en los 4 convertidores, a continuación se estudia como continuar reduciendo estas pérdidas.

Para ello se limita el tiempo en el que el convertidor MSC2 actúa para compensar la corriente homopolar total. Si se analizan los instantes en los que la corriente de magnetización es máxima se puede apreciar en la Figura 113, en la Figura 114 y en la Figura 115, como la corriente de magnetización es máxima cuando el vector tensión a sintetizar se encuentra en un ángulo de unos 40 grados centrados en la mitad del segundo y quinto sector para la fase a, primer y cuarto sector en la fase b y tercer y sexto sector en la fase c.

De este modo, si limitamos la actuación a esas regiones, estaríamos reduciendo las pérdidas extra que se introducen con la modificación de la modulación en aquellas zonas en las que no actuemos. Durante 240 grados estaríamos introduciendo 24 conmutaciones por periodo de conmutación y durante 120 grados 20 conmutaciones por periodo. De media tendríamos 22.7 conmutaciones por periodo, reduciendo un 6.7% la pérdidas con respecto a la propuesta anterior y aún más con respecto a la modulación base que emplea SVPWM7 en todos los convertidores. La Figura 116 recoge las secciones en las que actúa la compensación.

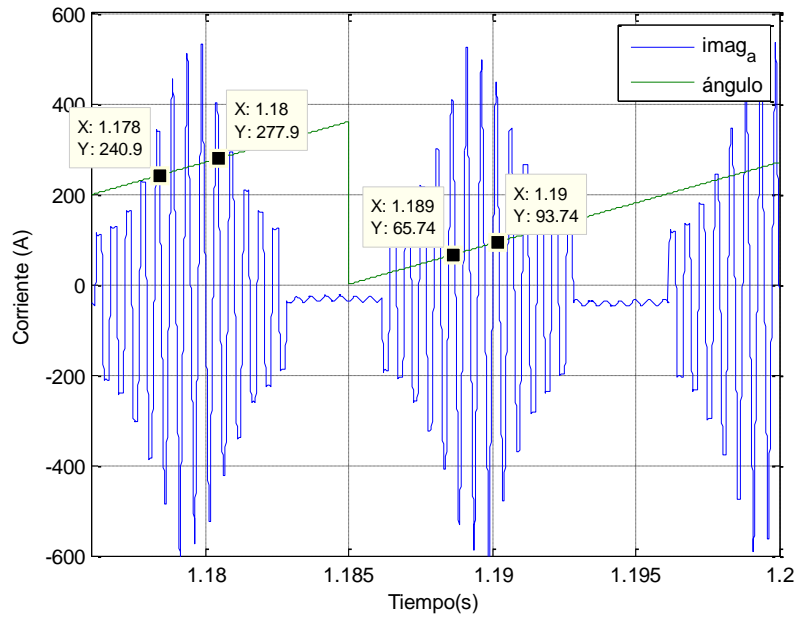


Figura 113 Corriente de magnetización por la fase a.

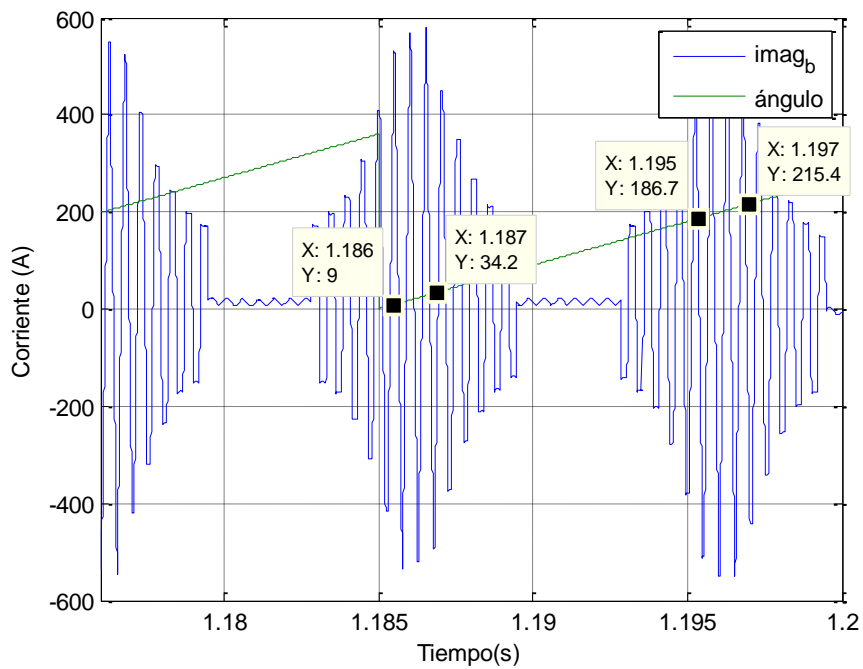


Figura 114 Corriente de magnetización por la fase b.

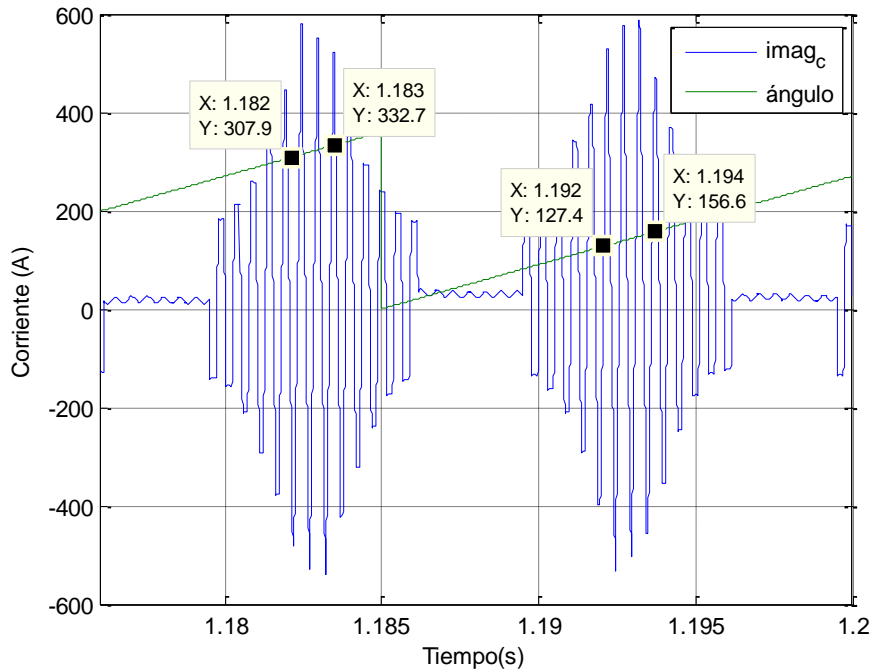


Figura 115 Corriente de magnetización por la fase c.

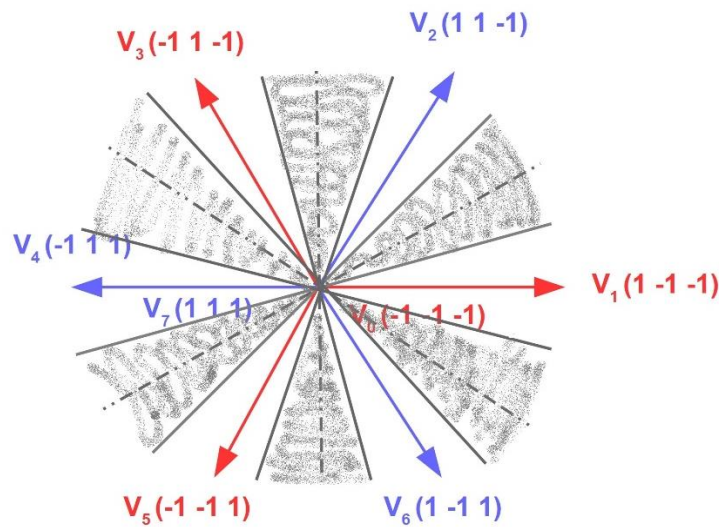


Figura 116 Regiones en las que actúa la compensación.

A modo de comprobación se ha realizado una simulación con este último método de compensación propuesto.

Se comprueba en la Figura 117 como la corriente de magnetización se ve disminuida al modificar la modulación de la forma propuesta. La corriente de magnetización varía entre ± 460 A, lo que supone una reducción de 100 A. Esta reducción repercute en un potencial de reducción del núcleo del 32.5%.

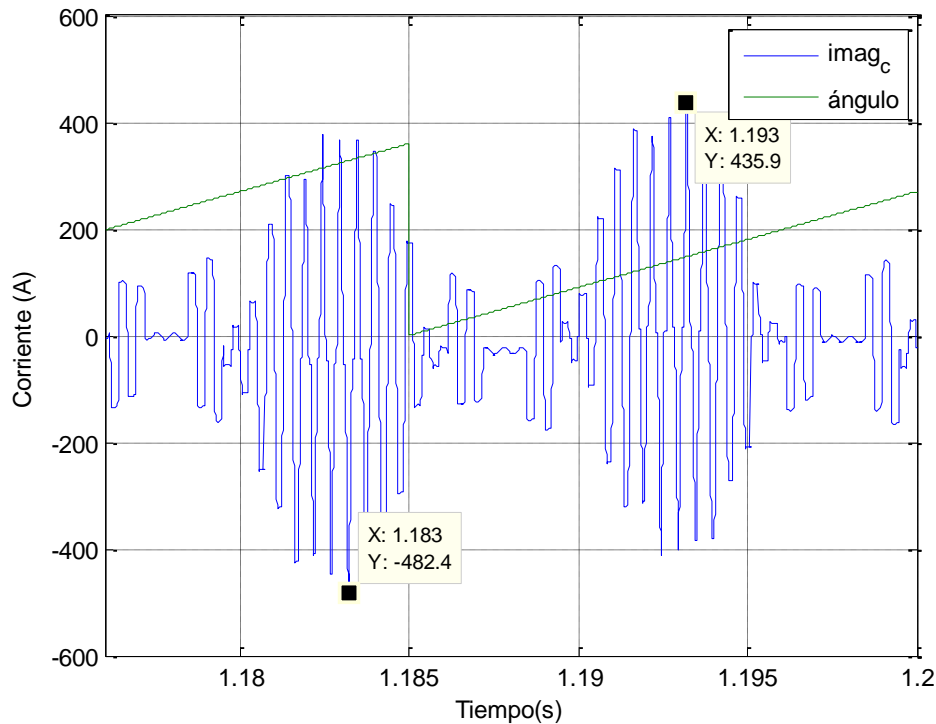


Figura 117 Corriente de magnetización en la IPT de la fase a.

Por lo tanto, como conclusión a esta sección cabe destacar que la estrategia propuesta permite reducir la corriente de magnetización, con un potencial de reducción del mismo de 32%. Para ello se ha implementado la modulación DPWM 0, 1 y 2 en los convertidores GSC, en función del desfase de la tensión y la corriente y la SVPWM7 en el lado de la máquina. La modificación propuesta permite reducir la corriente de magnetización en el núcleo independientemente del índice de modulación en la red. Esta modificación reduce las pérdidas notablemente con respecto a la modulación SVPWM7 implementada en los cuatro convertidores. Con respecto al uso de la DPWM en todos los convertidores, el aumento de pérdidas es importante, ya que se pasa a tener una media de 22.7 conmutaciones por periodo de conmutación con respecto a las 16 de la DPWM. Otro inconveniente es la introducción de armónicos en la corriente a frecuencias entre la de conmutación y la fundamental de la red, que aunque están lejos de incumplir la normativa de calidad de red, es algo a evitar.

3.4.2.5 Estrategia Combinada Actuando con MSC y GSC

Una solución que resulta especialmente atractiva es combinar la estrategia propuesta en [32] con la presentada en la sección 3.4.2.4. De este modo se puede conseguir una reducción del núcleo de la IPT por la vía de la eficiencia. En regímenes normales de operación de GSC se utilizará la compensación estudiada en [32] pasando a la propuesta en este trabajo cuando GSC sobre module.

Con esta opción en condiciones normales de operación los convertidores MSC utilizarán la DPWM oportuna de mínimas pérdidas según el desfase de la corriente y la tensión en el generador y la estrategia de control del mismo que se emplee. En GSC se empleará la propuesta que hacen los autores que usa 6 conmutaciones por periodo pero mantiene una rama sin conmutar, aunque el enclavamiento no coincide con los máximos de la corriente, Figura 118.

En condiciones de sobre modulación GSC pasará a emplear la DPWM correspondiente mientras que MSC empleará la SVPWM7 de la manera indicada en la sección anterior. De esta forma en GSC se obtendrían los beneficios que la DPWM ofrece a altos índices de modulación.

A continuación, se comprueba la modulación propuesta en [32] con el objetivo de examinar la calidad de la corriente de red y la reducción que se podría conseguir en la IPT con dicha estrategia. En los resultados presentados por los autores se habla de reducciones del 12 % en el flujo creado en la IPT a índices de modulación cercanos a 1. Con estos valores se podrían conseguir reducciones del núcleo magnético del 23%.

En simulación, comprobamos como la reducción es mayor que la que defienden los autores, la corriente se reduce en 137 A, Figura 119. Con esta reducción del 24.5% se consigue una reducción del núcleo del 41 %. Además se aprecia como el rizado de la bobina disminuye por lo que se reducen las pérdidas en el núcleo.

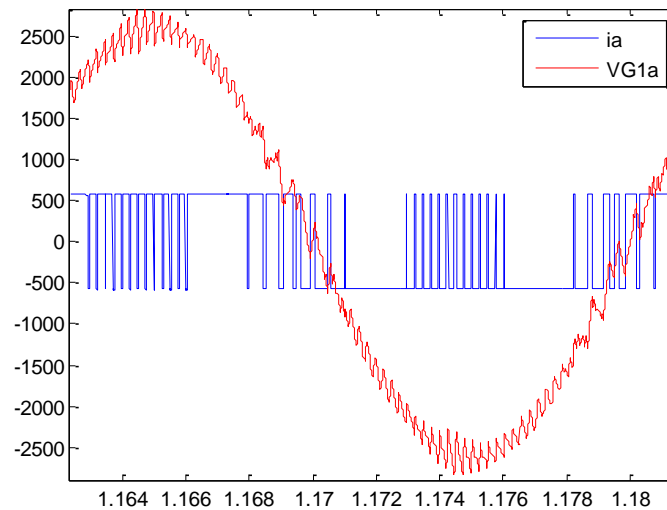


Figura 118 Tensión impuesta en la fase a y corriente por la misma.

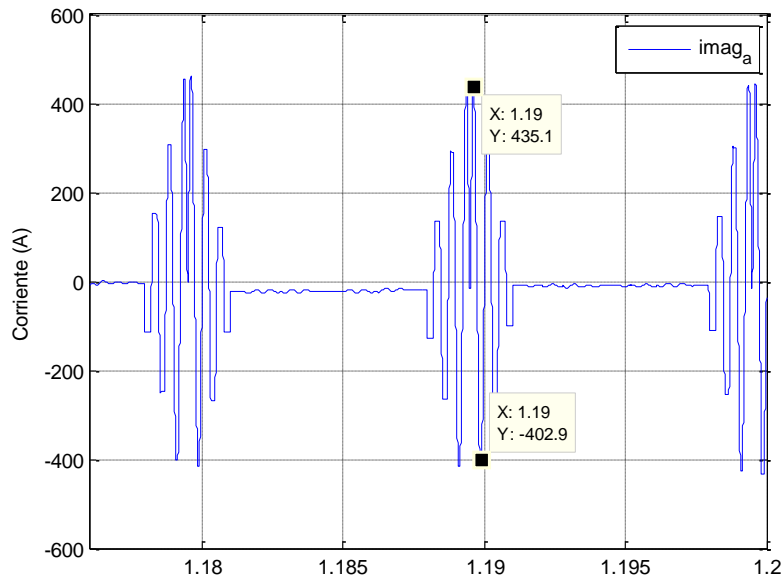


Figura 119 Corriente de magnetización por la bobina.

Como inconveniente a esta modulación cabe destacar que introduce mayores armónicos a frecuencias entre la fundamental y la de conmutación, algo que no es deseable. En cualquier caso permite cumplir con la normativa de armónicos.

3.4.2.6 Aumentar la Frecuencia de Conmutación

Otra posible línea de actuación para reducir el tamaño del núcleo de la IPT es utilizar la modulación DPWM de mínimas pérdidas en los cuatro convertidores. Con el ahorro de pérdidas conseguido, aproximadamente un 50 % se podría subir la frecuencia de conmutación. Como las pérdidas de conmutación son directamente proporcionales a la frecuencia de conmutación se podría subir dicha frecuencia de conmutación en un 50 % y reducir el tamaño del núcleo magnético de la IPT monofásica de dos columnas.

Esta opción puede no ser factible dado que a altas potencias la frecuencia de conmutación de los IGBTs está limitada por su velocidad. Esto provoca que esta opción pueda no ser factible.

3.4.2.7 Conclusiones

A modo de conclusión cabe destacar que si los buses de los convertidores están unidos la modulación empleada en GSC determina la corriente de magnetización. Si los buses son independientes se dispone de más grados de libertad para reducir la corriente de magnetización gracias a la tensión homopolar de los convertidores MSC.

- La modulación modificada en los convertidores GSC permite reducir el tamaño del núcleo de la IPT siempre y cuando en dicho convertidor no sobre module. Empleando DPWM de mínimas pérdidas con disparo síncrono en MSC y la modificación propuesta en [32] se consigue reducir el tamaño del núcleo en la IPT reduciendo las pérdidas con respecto al caso inicial.
- En caso de que el convertidor sobre module, GSC pasaría a una modulación discontinua de mínimas pérdidas, mientras que MSC pasaría a emplear la SVPWM7 con lo que la IPT no saturaría.

- Con esta estrategia se podrían conseguir reducciones en el núcleo de la IPT en torno al 32%.

3.4.3 Mejora de la Calidad de la Corriente de Máquina

Para mejorar la calidad de la corriente de máquina se plantea la posibilidad de utilizar IPTs aplicando interleaving en el lado de la máquina. De este modo los armónicos a la frecuencia de conmutación se recircularían sin inyectarse a la máquina.

El uso de IPTs en el lado máquina no aporta gran beneficio ya que en el generador no se es tan exigente como en la red. A la frecuencia de conmutación el par fluctuante que se generaría es despreciable. Las IPTs con interleaving en la máquina añadirían coste y complejidad al sistema sin aportar un beneficio real al sistema.

Por este motivo se entiende que la conexión de los convertidores MSC debe de ser directo con disparo síncrono.

3.4.4 Comparación de las Distintas Propuestas

La Figura 120 representa la comparación entre la opción de buses dependientes y buses independientes. En el caso en el que se disponga de un único bus para los dos convertidores el condensador tendrá que suministrar un valor eficaz menor, por lo que las exigencias térmicas en el mismo serán inferiores que en el caso de buses independientes. En cualquier caso esto no será decisivo ya que le mayor esfuerzo lo supondrán los transitorios como huecos de red... Si nos fijamos en la operación tras falta se ve como el comportamiento de buses independientes es mejor ya que ante el fallo en uno de los back to back se podría seguir operando sin mayor problema con el restante. Además se tiene un potencial de reducción del tamaño del núcleo de la IPT importante por el hecho de tener buses de continua independientes. Por estos dos últimos motivos, ante la igualdad de los restantes, se considera la opción de mantener los buses independientes como la mejor opción para la paralelización de unidades de conversión.

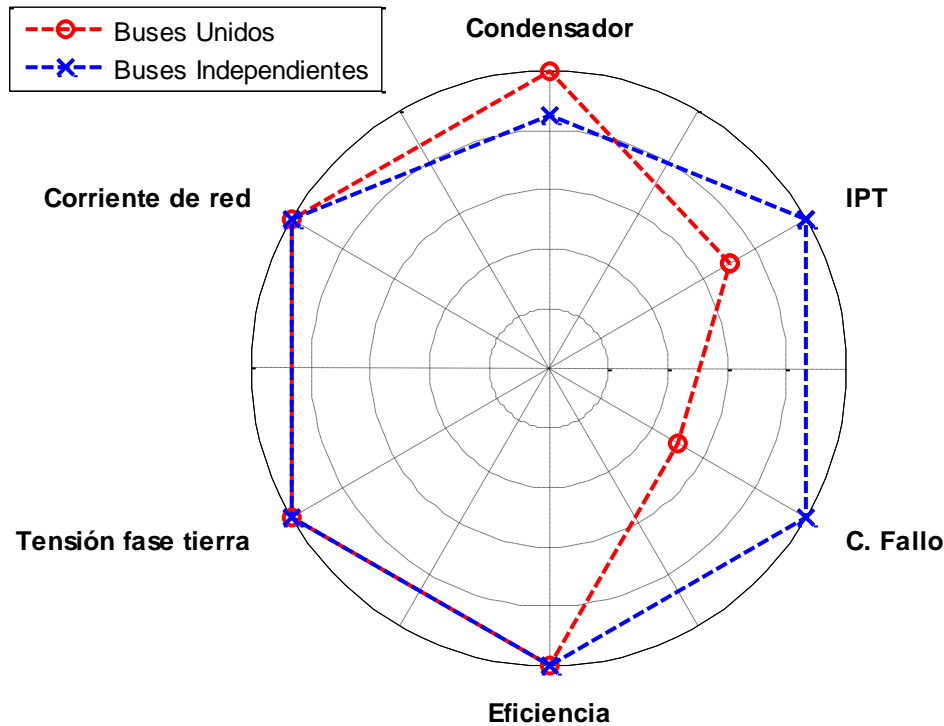


Figura 120 Comparación entre la opción de buses unidos y buses independientes.

Para la opción de buses independientes se han comparado distintas modulaciones. Estas modulaciones son las explicadas en la Sección 3.4.1 y en la sección 3.4.2. Dicho de otra forma, las modulaciones SVPWM7 en los 4 convertidores, la modulación DPWM en los 4 convertidores y la DPWM modificada que combina dos estrategias para tratar de reducir el tamaño de la IPT. Desde el punto de vista del condensador y el comportamiento tras fallo no existen diferencias entre las distintas modulaciones. Atendiendo a la IPT se aprecia como claramente la única capaz de reducir el tamaño de la IPT en cualquier condición de operación es la propuesta en este trabajo que combina la modulación presentada en [32] con la introducida en este trabajo para cuatro convertidores back-to-back. En el caso de utilizar DPWM en todos los convertidores se podría aumentar la frecuencia de conmutación con lo el núcleo también disminuiría, pero esto podría no ser factible dependiendo de los IGBTs empleados. La eficiencia de la modulación DPWM, teniendo en cuenta únicamente las pérdidas de conmutación, es muy superior al resto, seguida por la DPWM modificada y en último lugar la SVPWM7. De acuerdo con la literatura especializada, la diferencia entre la SVPWM7 y la DPWM de mínimas pérdidas es del 50%. Para terminar la comparación entre las modulaciones se analiza la corriente de red y la tensión fase tierra. La corriente de red presenta pequeñas variaciones en función de la modulación empleada. En el caso de la DPWM Y la DPWM modificada se introducen algunos armónicos a frecuencias que se encuentran entre la de conmutación y la de la fundamental de la red que aunque cumplan las normativas existentes para el contenido armónico (519-2014) con holgura, podrían entrañar algún problema de resonancia en redes débiles. Un fenómeno a estudiar de cara al futuro. Por último la tensión fase-tierra de la modulación SVPWM7 es la menos exigente. Dicha tensión oscila entre $\pm 4E/6$, mientras que la DPWM oscila entre $\pm 5E/6$.

De este modo, la selección de la modulación no resulta tan evidente como la selección de la opción de buses dependientes o independientes. Si los armónicos introducidos por las

discontinuas no suponen un problema se debería pasar a una modulación discontinua que prime la eficiencia y la disminución del peso de los componentes como es la DPWM modificada.

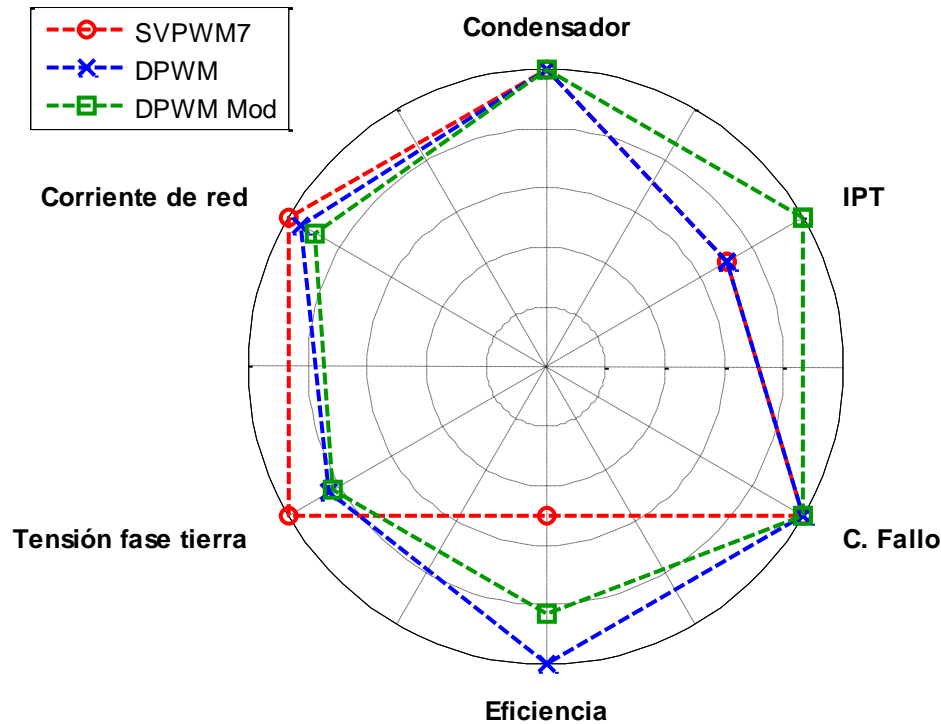


Figura 121 Comparación entre las distintas modulaciones propuestas.

La tercera variable topológica, el acoplamiento en MSC, se ha discutido en menor detalle que las dos anteriores. La opción elegida es la de realizar el acoplamiento en la máquina de forma directa. Al no incluir IPTs en dicho lado se ahorra en coste, así como en complejidad; por no tener recirculaciones debidas a las modulaciones en MSC al ser el disparo síncrono.

La topología seleccionada en este caso es pues la mostrada en la Figura 122, buses independientes y acoplamiento directo en MSC.

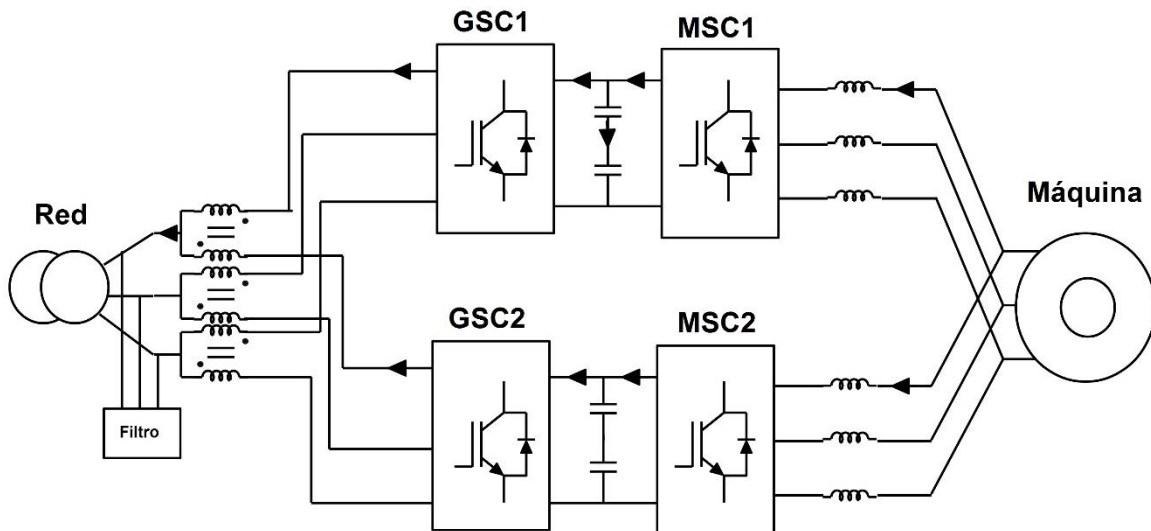


Figura 122 Topología seleccionada para el convertidor single-block.

4 Resultados del Estudio y Líneas Futuras

En este trabajo se ha realizado un análisis de las distintas topologías y modulaciones a emplear en un convertidor Single-Block, con el objetivo de encontrar la mejor opción posible. La solución al convertidor consiste en dos líneas de conversión back-to-back acopladas en paralelo de forma directa en el lado de la máquina y mediante IPTs en el lado de la red.

El uso de dichas IPTs en el acoplamiento de los convertidores en el lado de la red permite desfazar 180 grados las portadoras de dicho convertidores, reduciendo así el contenido armónico de la corriente a red y por lo tanto las necesidades de filtrado.

Asimismo se han desarrollado modulaciones que permiten reducir el tamaño del núcleo magnético de la IPT en todo el rango de funcionamiento, con lo que se podrían conseguir ahorros en el caso de emplear IPTs monofásicas de dos columnas que pueden llegar al 30%.

Como trabajo a desarrollar de cara al futuro queda pendiente la comprobación experimental de las modulaciones analizadas, estudiando la reducción real que se podría conseguir en el núcleo de la IPT. Del mismo modo queda pendiente analizar el efecto que tienen los armónicos a baja frecuencia, entre la de conmutación y la de red, introducidos por las modulaciones discontinuas.

Por último, habría que estudiar la manera en la que los convertidores Single-Block se podrían paralelizar entre sí para alcanzar potencias nominales superiores, eligiendo estrategias de operación que maximicen el tiempo de vida de los convertidores y la eficiencia de los mismos.

5 Bibliografía

- [1] “Renewables Information 2015,” 2015.
- [2] “Global Wind Report - Annual Market Update,” 2014.
- [3] B. V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, and M. Narimani, “High-Power Wind Energy Conversion Systems : State-of-the-Art and Emerging Technologies,” *Proc. IEEE*, vol. 103, no. 5, 2015.
- [4] H. Polinder, F. F. a Van Der Pijl, G. J. De Vilder, and P. J. Tavner, “Comparison of direct-drive and geared generator concepts for wind turbines,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 3, pp. 725–733, 2006.
- [5] J. Lopez, L. Marroyo, P. Sanchis, and X. Roboam, “Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-Phase Voltage Dips,” *IEEE Trans. ENERGY Convers.*, vol. 22, no. 3, pp. 709–717, 2007.
- [6] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, S. Member, E. Galván, R. C. P. Guisado, S. Member, M. Ángeles, M. Prats, J. I. León, S. Member, and N. Moreno-alfonso, “Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey,” vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, 2006.
- [7] R. Klug and M. Griggs, “Reliability and Availability of Megawatt Drive Concepts,” in *International Conference on Power System Technology - POWERCON 2004*, 2004, no. November.
- [8] H. Polinder, H. Lendenmann, R. Chin, and W. M. Arshad, “Fault tolerant generator systems for wind turbines,” *2009 IEEE Int. Electr. Mach. Drives Conf.*, pp. 675–681, 2009.
- [9] J. Chivite-Zabalza, C. Girones, A. Carcar, I. Larrazabal, E. Olea, and M. Zabaleta, “Comparison of power conversion topologies for a multi-megawatt off-shore wind turbine, based on commercial Power Electronic Building Blocks,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 5242–5247, 2013.
- [10] O. S. Senturk, L. Helle, S. Munk-Nielsen, P. Rodriguez, and R. Teodorescu, “Power capability investigation based on electrothermal models of press-pack IGBT three-level NPC and ANPC VSCs for multimegawatt wind turbines,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3195–3206, 2012.
- [11] R. F. Schiferl and C. M. Ong, “Six Phase Synchronous Machine With Ac and Dc Stator Connection Part I,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, no. 8, 1983.
- [12] R. F. Schiferl and C. M. Ong, “Six Phase Synchronous Machine With Ac and Dc Stator Connection Part II,” *IEEE Trans. Power Appar. Syst.*, vol. PAS-102, no. 8, pp. 2694–2701, 1983.
- [13] B. Andresen and J. Birk, “A high power density converter system for the Gamesa G10x 4 , 5 MW Wind turbine,” *Eur. Conf. Power Electron. Appl. 2007*, pp. 1–8, 2007.

- [14] J. Birk and B. Andresen, "Parallel-connected converters for optimizing efficiency, reliability and grid harmonics in a wind turbine.," *Eur. Conf. Power Electron. Appl. 2007*, pp. 4–10, 2007.
- [15] T. Vogt, A. Peters, N. Frohleke, J. Boeker, P. Electronics, and E. Drives, "Power profile based selection and operation optimization of parallel-connected power converter combinations," pp. 2887–2892, 2014.
- [16] T. Tanaka, S. Ogasawara, Y. Akagi, and A. Nabae, "Current Balance of phase controlled Thyristor Converter with interphase Reactors," *Electr. Eng. Japan*, vol. 110, 1990.
- [17] J. S. Siva Prasad and G. Narayanan, "Minimization of grid current distortion in parallel-connected converters through carrier interleaving," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 76–91, 2014.
- [18] D. Zhang, F. Wang, R. Burgos, R. Lai, and D. Boroyevich, "Impact of Interleaving on AC Passive Components of Paralleled Three-Phase Voltage-Source Converters," vol. 46, no. 3, pp. 1042–1054, 2010.
- [19] F. Forest, E. Labouré, T. a. Meynard, and V. Smet, "Design and comparison of inductors and intercell transformers for filtering of PWM inverter output," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 3, pp. 812–821, 2009.
- [20] A. Laka, J. a Barrena, J. Chivite-Zabalza, and M. a Rodríguez, "Parallelization of Two Three-Phase Converters by Using Coupled Inductors Built on a Single Magnetic Core," *Przeegląd Elektrotechniczny*, no. 3, pp. 194–198, 2013.
- [21] A. Laka, J. A. Barrena, J. Chivite-zabalza, and M. Angel, "IP-ZSBT Magnetic Configuration for Three-phase Parallelization-Serialization of Three-Phase High Power Converters," *Trans. Energy Convers.*, vol. 29, no. 2, pp. 366–374, 2014.
- [22] R. S. Bhide, S. V. Kulkarni, and P. B. Bhandarkar, "Analysis of five-legged transformer used for parallel operation of rectifiers by coupled circuit-field approach," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 26, no. 2, pp. 607–616, 2011.
- [23] A. Laka, J. A. Barrena, J. Chivite-Zabalza, M. A. Rodriguez, and P. Izurza-Moreno, "Isolated double-twin VSC topology using three-phase IPTs for high-power applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 5761–5769, 2014.
- [24] E. Labouré, A. Cunière, T. A. Meynard, and F. Forest, "A Theoretical Approach to InterCell Transformers , Application to Interleaved Converters," vol. 23, no. 1, pp. 464–474, 2008.
- [25] K. Matsui, M. Asao, F. Ueda, K. Tsuboi, and K. Iwata, "A technique of parallel-connections of pulsewidth modulated NPC inverters by and using current sharing reactors," *Proc. IECON '93 - 19th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron.*, pp. 1246–1251.
- [26] F. Ueda, K. Matsui, M. Asao, and K. Tsuboi, "Parallel-connections of pulsewidth modulated inverters using current sharing reactors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 673–679, 1995.

- [27] R. S. Bhide and S. V Kulkarni, "Comparison of Interphase Transformer and Five-Legged Transformer Options for Low-Voltage High-Current Applications."
- [28] I. Park and S. Kim, "Modeling and analysis of multi-interphase transformers for connecting power converters in parallel," *Power Electron. Spec. Conf. ...*, 1997.
- [29] G. Gohil, L. Bede, R. Maheshwari, R. Teodorescu, T. Kerekes, and F. Blaabjerg, "Parallel Interleaved VSCs : Influence of the PWM Scheme on the Design of the Coupled Inductor," in *Industrial Electronics Society, IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE*.
- [30] F. B. Grigoletto and H. Pinheiro, "Modulation and circulating current control of parallel connected back-to-back converters for WECS," *XI Brazilian Power Electron. Conf.*, pp. 631–638, Sep. 2011.
- [31] K. Xing, F. C. Lee, D. Borojevic, Z. Ye, and S. Mazumder, "Interleaved PWM with discontinuous space-vector modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 5, pp. 906–917, 1999.
- [32] G. Gohil, R. Maheshwari, L. Bede, R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Modified Discontinuous PWM for Size Reduction of the Circulating Current Filter in Parallel Interleaved Converters," vol. 8993, no. c, pp. 1–14, 2014.
- [33] B. Cougo, T. Meynard, and G. Gateau, "Parallel three-phase inverters : Optimal PWM method for flux reduction in InterCell Transformers," no. c, 2010.
- [34] D. Zhang, F. Wang, R. Burgos, and D. Boroyevich, "Total Flux Minimization Control for Integrated Inter-Phase Inductors in Paralleled, Interleaved With Discontinuous Space-Vector Modulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 1679–1688, 2012.
- [35] R. S. Zhang, C. Wang, Z. Tan, and H. Weng, "Cross current control for power converter system," US 7852643 B2, 2010.
- [36] X. Juankorena, "Conversión de Energía Eólica en Generadores Eólicos con MSIP de Gran Potencia," Universidad Pública de Navarra, 2014.
- [37] D. G. Holmes, B. P. Mcgrath, C. S. Engineering, and W. Road, "Opportunities for Harmonic Cancellation with Carrier Based PWM for Two-Level and Multi-Level Cascaded Inverters," 1999.
- [38] C. Casablanca and J. Sun, "Interleaving and harmonic cancellation effects in modular three-phase voltage-sourced converters," *Proc. IEEE Work. Comput. Power Electron. COMPEL*, pp. 275–281, 2006.
- [39] T. Beechner and J. Sun, "Harmonic cancellation under interleaved PWM with harmonic injection," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, pp. 1515–1521, 2008.
- [40] L. Asimmoaei, E. Aeloiza, J. H. H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L. T. T. Moran, S. K. K. Sul, and L. Asiminoaei, "An Interleaved Active Power Filter with Reduced Size of Passive Components," *Twenty-First Annu. IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. 2006. APEC '06.*, pp. 969–976, 2006.

- [41] L. Asiminoaei, E. Aeloiza, J. H. Kim, P. Enjeti, F. Blaabjerg, L. T. Moran, and S. K. Sul, "Parallel interleaved inverters for reactive power and harmonic compensation," *PESC Rec. - IEEE Annu. Power Electron. Spec. Conf.*, 2006.
- [42] G. Gohil, L. Bede, R. Teodorescu, T. Kerekes, and F. Blaabjerg, "Integrated Inductor for Interleaved Operation of Two Parallel Three-phase Voltage Source Converters," in *EPE'15 ECCE Europe*, 2015, pp. 6–9.
- [43] T. O. V. and D. M., "A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in the industry," in *Conference on Power Electronics and Applications*, 1995.
- [44] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, and G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, 1988.
- [45] J. W. Kolar, H. Ertl, and F. C. Zach, "Minimizing the current harmonics RMS value of three-phase PWM converter systems by optimal and suboptimal transition between continuous and discontinuous modulation," *Power Electronics Specialists Conference, 1991. PESC '91 Record., 22nd Annual IEEE*. pp. 372–381, 1991.
- [46] J. Schrörner, *Bezugsspannung zur umrichtersteuerung*. 1976.
- [47] M. Depenbrock, "Pulse width control of a 3 phase inverter with non sinusoidal phase voltages," in *IEEE-ISPC Conference Rec.*, 1977, pp. 399–403.
- [48] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory," *Arch. für Elektrotechnik*, vol. 74, no. 1, pp. 33–41, 1990.
- [49] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. a. Lipo, "A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 34, no. 5, pp. 1059–1071, 1998.
- [50] A. M. Hava, R. J. Kerkman, and T. a. Lipo, "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 49–61, 1999.