

# Retos tecnológicos en el desarrollo de un transformador de estado sólido basado en un convertidor modular multinivel con inyección de potencia a nivel de celda

A. Rodríguez\*, M. Arias\*, J. Sebastián\*, M. López†, A. Zapico†, F. Briz†.  
*Universidad de Oviedo.*

\* *Grupo de Sistemas Electrónicos de Alimentación (SEA). Edificio Departamental nº 3.*

† *Grupo de Accionamientos Eléctricos y Convertidores de Potencia (AECp). Edificio Departamental nº 2. Campus Universitario de Viesques. 33204 Gijón.*

**Abstract**— Uno de los pilares de las redes eléctricas inteligentes son los transformadores de estado sólido (SST, de sus siglas en inglés). La sustitución de transformadores clásicos por SSTs dota a la red de un gran número de funcionalidades adicionales. En este artículo se propone una posible topología para la implementación de un SST basado en un convertidor modular multicelda con inyección de potencia a nivel de celda. Se presentan los retos tecnológicos que supone el manejo de dispositivos semiconductores de potencia a elevadas tensiones y las necesidades de elevados aislamientos galvánicos.

**Index Terms**—Transformador de Estado Sólido (SST), Convertidor Modular Multicelda (MMC), Convertidor en Doble Puente Activo (DAB), alto aislamiento galvánico.

## I. INTRODUCCIÓN

ESTE artículo detalla los retos tecnológicos encontrados en el desarrollo de una nueva topología de transformador de estado sólido (SST, de sus siglas en inglés). Los transformadores electrónicos de potencia son elementos fundamentales en los sistemas de distribución de energía eléctrica. Los transformadores masivamente utilizados en la actualidad son componentes relativamente baratos y sobre todo fiables y basados en una tecnología sobradamente conocida. Sin embargo, tienen ciertas limitaciones como pueden ser su baja densidad de potencia (teniendo un elevado tamaño, peso y volumen para una potencia determinada), elevadas pérdidas a baja carga y la no existencia de una capacidad efectiva de reacción ante sobrecargas.

El uso de un SST es una novedosa alternativa al uso de transformadores clásicos (Fig. 1). En este caso, el uso de dispositivos electrónicos de potencia conmutando a una frecuencia más elevada permite una reducción del peso y del volumen gracias a la reducción del tamaño del núcleo magnético. Además, un SST puede implementar otras funcionalidades como pueden ser la capacidad de almacenamiento de energía, permitiendo compensar desbalances de potencia.

Resulta descabellado realizar una comparativa únicamente en términos de coste, rendimiento o robustez entre un SST y

un transformador clásico, debido a que las posibilidades adicionales que el uso de un SST incorpora deberían ser tenidas en cuenta. El coste extra que supone el uso de un SST puede ser recompensado en determinadas aplicaciones en las que sus funcionalidades extra supongan un importante valor añadido.

De manera muy resumida, un SST está compuesto por un convertidor CA/CC, un convertidor CC/CC con aislamiento galvánico de alta frecuencia, un convertidor CC/CA (Fig. 1(b)) y una plataforma de control y comunicaciones. En general todos los convertidores deben permitir una transferencia bidireccional de la energía.

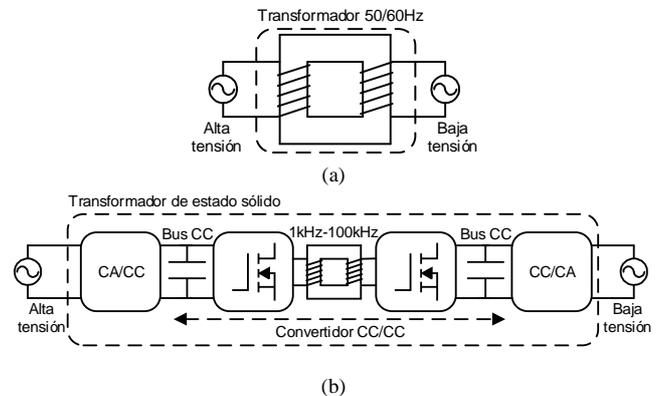


Fig. 1. (a) Esquema de un transformador clásico. (b) Esquema de un transformador de estado sólido (SST).

Existen diferentes topologías de convertidores de potencia propuestas para el desarrollo de SSTs [1]-[4]. En este artículo se propone el uso de un convertidor modular multinivel (MMC, de sus siglas en inglés) para realizar la conversión bidireccional de potencia desde la red de alterna de alta tensión a un bus de continua. Para la conversión CC/CC se propone el uso de un convertidor en doble puente activo (DAB, de sus siglas en inglés) [5]. Por último, para la conversión del bus de continua de baja tensión a una tensión de alterna, aunque se podría utilizar otro MMC, se propone el uso de un inversor (por sencillez, aprovechando la reducida tensión).

La gran ventaja del uso de un MMC, es la obtención de un bus de continua de alta tensión a través de buses distribuidos de menor tensión de continua. En el caso del convertidor CC/CC se propone la utilización de dispositivos de carburo de silicio (SiC) con el fin de reducir el tamaño (incrementando su frecuencia de conmutación) o las pérdidas del mismo [6]-[10].

## II. DESARROLLO DE UN SST UTILIZANDO UNA TOPOLOGÍA MMC

Al igual que otros convertidores modulares, el MMC permite reducir las pérdidas, gracias al uso de bajas frecuencias de conmutación, además de reducir los esfuerzos de tensión que deben soportar los semiconductores [10]-[13]. Además, su estructura basada en sencillas celdas posibilita una escalabilidad clave para permitir operar a elevadas tensiones utilizando dispositivos de potencia que deban soportar relativamente bajas tensiones. Una característica fundamental del MMC es el almacenamiento de la energía en cada celda de una manera distribuida, proporcionando un enlace de alta tensión de continua sin la necesidad de un voluminoso condensador conectado a este enlace, lo cual es una importante ventaja en términos de seguridad y fiabilidad del sistema [14].

El diseño convencional de un MMC realiza una conversión bidireccional de potencia entre corriente alterna y continua. En la Fig. 2 se presenta el esquema monofásico, aunque sería válido para un MMC trifásico. Cada una de las celdas de un MMC estará compuesta por un medio puente o un puente completo y un condensador. Por simplicidad nos centraremos en el caso monofásico y con únicamente dos celdas por brazo (cuatro celdas por fase), aunque todos los conceptos serían trasladables a un mayor número de celdas (el número depende de la tensión del bus de continua y la tensión de cada celda) y al caso trifásico (en el caso trifásico, habría tres fases conectadas al bus de continua).

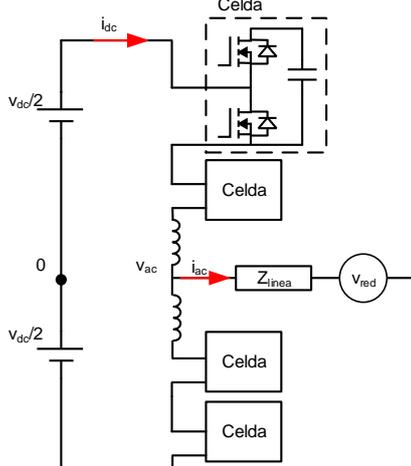


Fig. 2. Esquema de un MMC. Representación de una celda.

El objetivo principal de las estrategias de control y modulación de un MMC es doble. Por un lado balancear la transferencia de potencia entre los puertos de alterna y continua y por otro lado regular la tensión de cada uno de los condensadores de las celdas [15]-[20]. Debido a que el

almacenamiento energético de los condensadores de cada celda es reducido, el balance de la potencia de cada celda es cero (despreciando las pérdidas) y por lo tanto la potencia en los puertos de alterna y continua debe ser igual.

La transferencia de potencia a nivel de celda del MMC proporciona nuevas capacidades, como puede ser el almacenamiento o la generación distribuida de energía. Obviamente, la inyección de potencia a nivel de celda implica cambios en el diseño de las celdas y en la estrategia de control del MMC. En el caso del diseño de las celdas, en función de las características de la fuente de energía será necesario la incorporación de un convertidor de potencia que podrá ser unidireccional o bidireccional. Con respecto al control, previamente se ha considerado que en un MMC el balance energético neto en una celda es cero. Sin embargo, este supuesto es falso en el caso de inyección de energía a nivel de celda [21].

La funcionalidad de inyección o absorción de energía a nivel de celda es la clave fundamental para el uso de un MMC en el desarrollo propuesto de un SST. Dos redes de distribución de corriente alterna de alta tensión podrían ser interconectadas usando dos MMCs interconectados a nivel de celda por un convertidor CC/CC bidireccional (Fig. 3).

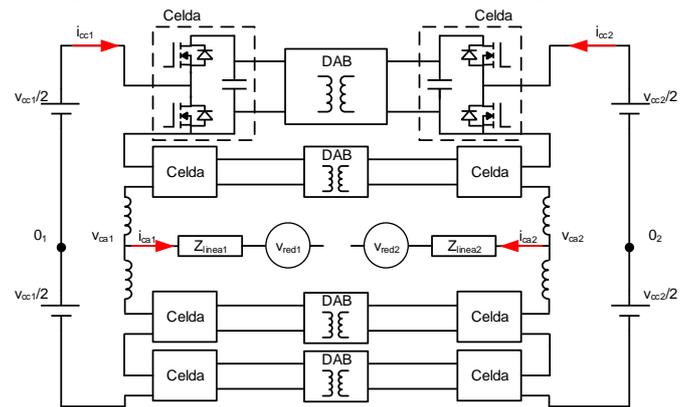


Fig. 3. Esquema de un SST compuesto por dos MMC interconectados a nivel de celda por DABs.

En la aplicación concreta que se analiza en este artículo, una de las redes trifásicas de alterna es de alta tensión (13,8kV/60Hz) mientras que la red a la que se debe interconectar es de baja tensión (480V/60Hz). Para implementar la conversión CC/CA en esta red de baja tensión el uso de un MMC no se considera necesario, por lo que se propone la conexión en paralelo de los buses distribuidos de continua y la conversión a alterna a través de un sencillo inversor, como se muestra esquemáticamente en la Fig. 4. Como se observa en la Fig. 4, considerando un flujo de potencia dirigido desde la red de alta tensión a la de baja, la tensión de salida del convertidor CC/CC queda directamente determinada por la tensión de la red de alterna de baja tensión, sin embargo la tensión de entrada del mismo, quedará determinada por la tensión de la celda del MMC, que a su vez queda determinada por el número de celdas del mismo.

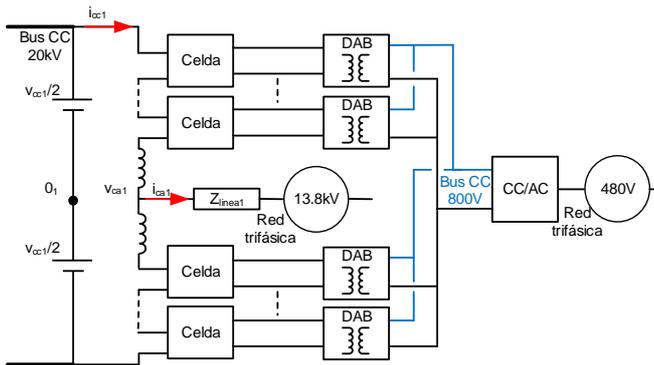


Fig. 4. Esquema de un SST compuesto por un MMC para la red de distribución de alta tensión, DABs a nivel de celda proporcionando el aislamiento y un inversor para la red de baja tensión.

### III. DIFICULTADES LIGADAS AL MANTENIMIENTO DE AISLAMIENTO EN UN CONVERTIDOR MODULAR

La operación de convertidores operando a elevadas tensiones supone importantes dificultades. Gracias al funcionamiento del MMC, los semiconductores de potencia tanto de cada celda del mismo como del convertidor CC/CC no deben soportar toda la tensión del bus de continua. No obstante, existe una dificultad añadida inherente al funcionamiento a alta tensión que es mantener el necesario aislamiento, tanto entre las celdas del MMC de distintos niveles, como entre el primario y el secundario del convertidor DAB. Este aislamiento deberá soportar toda la tensión del bus.

#### A. Tensiones de alimentación auxiliares aisladas

Cada una de las celdas que componen el MMC será controlada a través de una unidad de control central. Las señales de control serán transferidas a cada celda a través de fibra óptica para mantener el aislamiento. Además cada celda necesita al menos una tensión auxiliar, para alimentar sistemas de control, como sensores y drivers. Por supuesto, esta tensión auxiliar deberá estar aislada entre las distintas celdas. Además, aunque la tensión de cada celda no es demasiado elevada, ya que la tensión del bus se divide entre el número de celdas, si la tensión auxiliar de cada celda se obtiene de una misma fuente de tensión externa centralizada, cada una de estas tensiones deberá mantener un aislamiento de, al menos la tensión de bus (20kV). Lamentablemente, no es común encontrar convertidores para fuentes auxiliares (de baja tensión y baja potencia) comerciales con aislamientos mayores de 10kV. Por lo tanto, la posibilidad de usar una fuente de tensión centralizada a partir de la cual se obtengan las tensiones auxiliares aisladas para cada celda se desvanece por la dificultad de encontrar convertidores comerciales con aislamientos superiores a los 10kV. Habitualmente, los convertidores con aislamiento reforzado cumplen la tercera edición del estándar IEC/EN 60601-1, que exige un aislamiento de al menos 4kV [22], [23].

Una alternativa para la obtención de tensiones auxiliares para cada celda sin necesidad de un aislamiento tan elevado, es el aprovechamiento de la energía de la propia celda (Fig. 5). Como se ha comentado previamente uno de los objetivos del convertidor MMC es regular la tensión del condensador de

cada celda. Por lo tanto, la energía almacenada en este condensador se puede utilizar para obtener una tensión auxiliar que alimente a los sistemas de control de la propia celda. En este caso, el convertidor a utilizar para obtener una tensión auxiliar desde la tensión del condensador de la celda no necesita aislamiento. Sin embargo, necesita realizar una elevada reducción de tensión desde la tensión de la celda (alrededor de 1000V) hasta la tensión auxiliar, que debe ser segura (en torno a los 24V). Una dificultad añadida es que la tensión del condensador no será absolutamente constante. Por un lado, tendrá un pequeño rizado, que no tiene demasiada influencia, pero por otro lado, cuando en el arranque la celda no esté controlada, la tensión del condensador puede ser la mitad de la tensión regulada de la celda (cuando el MMC esté controlado), por lo que el rango de tensión de entrada del convertidor debe ser muy amplio (para el caso de una celda de 1000V, su rango de tensión de entrada debe ser, al menos, desde 500V a 1000V). Aunque el convertidor auxiliar necesario tiene unas especificaciones complejas, su adquisición comercial es más sencilla y económica, al menos para una tensión de celda de alrededor de 1000V.

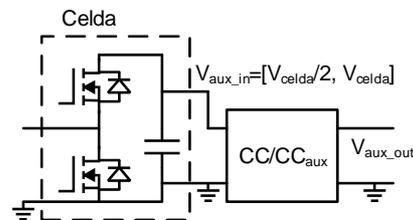


Fig. 5. Esquema de obtención de la tensión auxiliar a través de la energía del condensador de cada celda.

Las tensiones auxiliares obtenidas a partir del condensador de cada celda serán utilizadas también para alimentar los circuitos de control del convertidor CC/CC bidireccional que interconecta las dos redes de distribución.

#### B. Aislamiento del transformador del DAB

Una de las mayores dificultades en el desarrollo del SST, será el diseño del transformador que aporte aislamiento galvánico de al menos  $24kV_{cc}$ . Para ello se ha optado por una configuración de devanados separados en un núcleo en UU. El devanado primario se arrolla en uno de los brazos del núcleo magnético y el devanado secundario en otro. Otras configuraciones implican mayor complejidad constructiva y en muchos casos refrigeración forzada con agua [24], [25]. El principal problema de separar los devanados es el incremento de la inductancia de dispersión, lo que en el DAB puede llegar a implicar un límite en la potencia a transferir.

Para estimar la inductancia de dispersión de distintos diseños se han utilizado dos diferentes métodos: usando cálculo por elementos finitos (más preciso, aunque más lento) o mediante las ecuaciones que definen dicha inductancia (menos preciso, pero más rápido y aporta una valoración del peso de distintos parámetros de diseño en el valor de la dispersión).

Se ha desarrollado el modelo matemático que predice la inductancia de dispersión para distintos diseños, siguiendo [26] y [27]. Una vez verificado que el diseño cumple con los

valores deseados de inductancia de dispersión, se procede a su verificación a través del cálculo por elementos finitos. A continuación, se muestran algunas de las ecuaciones obtenidas que se consideran de mayor relevancia:

$$L_{cu1} = 2\pi\mu_0 h \int_{r_{cu1}}^{r_{cu1}+l_{cu1}} \rho \cdot \left[ \frac{N_1 \cdot (\rho - r_{cu1})}{l_{cu1} \cdot (h + 2 \cdot \rho)} \right]^2 \cdot d\rho \quad (1)$$

$$L_a = \mu_0 h \int_0^{2\pi} \int_{r_{cu1}+l_{cu1}}^{5 \cdot l_m} \rho \cdot \left[ \frac{N_1 \cdot (1 - k_{cu2}(\rho, \theta))}{(h + 2 \cdot \rho)} \right]^2 \cdot d\rho \cdot d\theta \quad (2)$$

donde  $L_{cu1}$  y  $L_a$  son las inductancias ligadas a los flujos dispersos a través del devanado primario y a través de la zona más allá de este devanado (con las que se puede estimar la inductancia de dispersión). Para este último espacio se debe tener en cuenta que existen zonas afectadas por el segundo devanado y zonas donde este devanado no está presente y, por tanto, no afecta. Esto se ha tenido en cuenta mediante el factor corrector  $k_{cu2}(\rho, \theta)$ . Asimismo,  $h$  es la altura de los devanados,  $r_{cu1}$  el radio interior del devanado primario,  $l_{cu1}$  el ancho de dicho devanado,  $N_1$  es el número de vueltas del devanado primario,  $l_m$  es la longitud entre ambos brazos magnéticos y  $k_{cu2}(\rho, \theta)$  es:

$$k_{cu2}(\rho, \theta) = \frac{r_{cu2} + l_{cu2} - \sqrt{l_m^2 + \rho^2 - 2 \cdot \rho \cdot l_m \cdot \cos(\theta)}}{l_{cu2}} \quad (3)$$

donde  $r_{cu2}$  es el radio interior del devanado secundario y  $l_{cu2}$  es su grosor.

La Tabla I muestra varios posibles diseños de transformador. En color verde se indican aquellas configuraciones que tienen una inductancia de dispersión lo suficientemente baja como poder transferir la potencia deseada y en color rojo aquellas en las que la inductancia de dispersión es demasiado elevada. Como se puede apreciar, el grado de acercamiento entre los resultados obtenidos mediante la simulación 2D obtenida usando PEmag (del programa PExprt de Ansys) es bastante aproximada a los resultados obtenidos con las ecuaciones matemáticas del modelo.

Siguiendo el proceso de diseño previamente comentado, se ha construido un transformador en un núcleo UU93 con material N87 cumpliendo las siguientes especificaciones: tensión de entrada de 1000V, relación de transformación 1, potencia máxima de 10kW y una frecuencia de conmutación de 50kHz (primera fila de la Tabla I). En la Fig. 6 se muestran los valores medidos de inductancia de dispersión ( $L_k=260\mu\text{H}$ ) y magnetizante ( $L_{mag}=3600\mu\text{H}$ ), mientras que en la Fig. 7 se muestra una foto, donde se puede observar que se ha utilizado como material de aislamiento el aire y kapton, y los resultados del ensayo de aislamiento (hasta 30kV).

Actualmente se está analizando una configuración de

devanados partidos donde la mitad del primario y la mitad del secundario se devanan alrededor de un brazo magnético (cada uno en su propio carrete para asegurar el aislamiento galvánico) y la otra mitad de primario y secundario se devanan en el otro brazo magnético según la misma condición. De esta forma, la inductancia de dispersión puede reducirse ostensiblemente a cambio de perder muy poco porcentaje del área de ventana y sin incrementar la complejidad constructiva del transformador.

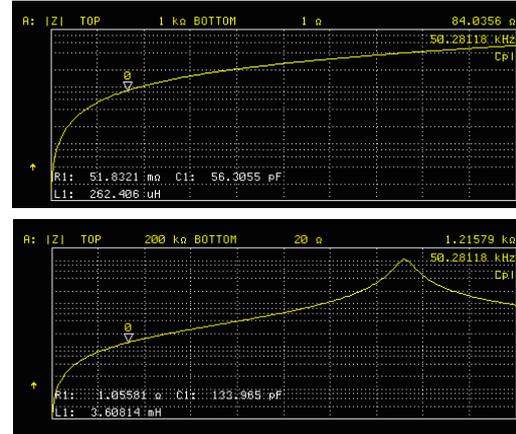


Fig. 6. Medida experimental de la inductancia de dispersión y magnetizante del transformador construido.

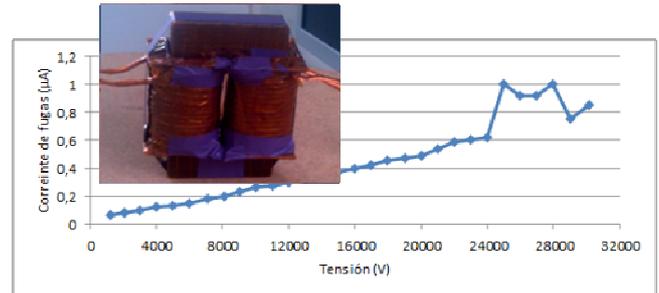


Fig. 7. Fotografía y resultado del ensayo de aislamiento del transformador.

### C. Uso de dispositivos de elevado ancho de banda prohibida de alta tensión

La frecuencia de conmutación de las celdas del MMC no determinará de manera clave el tamaño de la misma, por lo que ésta puede ser suficientemente baja como para que el uso de IGBTs no suponga un gran porcentaje de pérdidas. Sin embargo, el tamaño del convertidor CC/CC bidireccional, en concreto un DAB, vendrá fuertemente determinado por la frecuencia de conmutación, por lo que su incremento provocará una deseable reducción, sobre todo, en el tamaño de los magnéticos.

Para permitir un incremento de la frecuencia de

TABLA I  
PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE ALGUNOS DISEÑOS POSIBLES PARA EL TRANSFORMADOR MAGNÉTICO.

Potencia (kW)	V <sub>dev</sub> (V)	Frecuencia (kHz)	Núcleo	Material	Aislamiento	N	L <sub>k</sub> (μH) Estimada	L <sub>mag</sub> (μH) Estimada	L <sub>k</sub> (μH) Estimada P <sub>mag</sub>	L <sub>mag</sub> (μH) Estimada P <sub>mag</sub>	L <sub>k</sub> (μH) Necesaria
10	1000	50	U93	N87	Aire+Kapton	30	159,2	5322	139	7321	230
5	1000	50	U93	N87	Aire+Kapton	60	636,0	21290	500	25741	455
5	1000	50	U93	N87	Aire+Kapton	50	442,0	14780	341	17875	455
10	1000	25	U93	N87	Resina (ER2183)	71	885,0	30700	799	35125	455
10	1000	25	U93	N87	Resina (ER2183)	50	439,0	14780	425	17928	455

conmutación sin penalizar en exceso el incremento de las pérdidas de los semiconductores se propone la implementación del DAB utilizando dispositivos de SiC.

Los nuevos dispositivos electrónicos de potencia basados en semiconductores de banda prohibida ancha tienen unas características excepcionales para convertirse en el centro de atención de la electrónica de potencia de los próximos años [6]-[8]. Las características más relevantes del SiC son su elevado campo de ruptura, ocho veces mayor que en el Silicio (Si) y su conductividad térmica, tres veces mayor. Estas características proveen a los dispositivos de potencia basados en SiC alta capacidad de bloqueo de la tensión, baja caída de tensión en estado de conducción, alta velocidad de conmutación y baja resistencia térmica. Todas estas propiedades permitirán diseñar convertidores conmutados de alta potencia, alta tensión y alta frecuencia.

Actualmente, es posible la obtención comercial de MOSFETs de SiC de Rohm (Japón) y Cree (EEUU). Otros fabricantes pueden suministrar muestras, pero no de manera comercial abierta. Ambos fabricantes no recomiendan considerar los MOSFETs de SiC como un recambio directo de MOSFETs de alta tensión de silicio. Se recomienda, por tanto, el uso de drivers particulares para cada dispositivo y diversos autores han presentado distintas soluciones [28]-[34]. Siguiendo las recomendaciones del fabricante, se diseña y construye un *driver* específico para estos MOSFETs de SiC. Este *driver* aplica una tensión  $V_{GS}=20V$  en el encendido para compensar la modesta transconductancia de estos dispositivos mientras que en el apagado  $V_{GS}=-5V$  para evitar encender el dispositivo de manera indeseada o realizar apagados parciales. En la Fig. 8 se muestra el diagrama del driver.

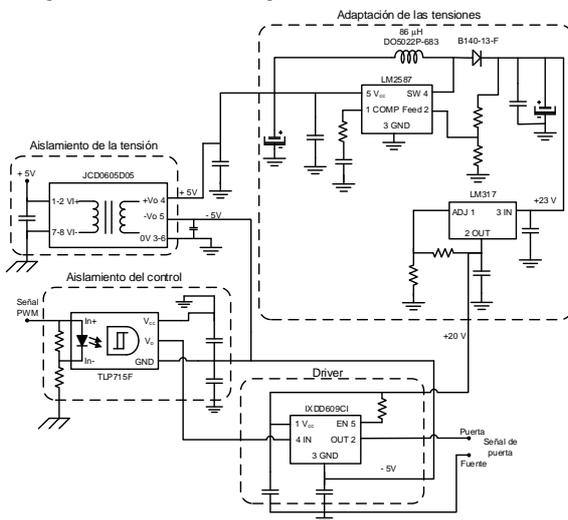


Fig. 8. Esquema del driver desarrollado para el control de los MOSFETs de SiC.

Las máximas tensiones de ruptura que pueden soportar los actuales MOSFETs comerciales de SiC son 1200V y 1700V. Esta limitación de la tensión de ruptura máxima determina el máximo de la tensión de la celda del MMC, que será la tensión que deban soportar los semiconductores del DAB (y del MMC). La potencia máxima a manejar por el DAB se fija en 10kW por limitaciones en el tamaño de los componentes magnéticos. Considerando estas premisas se presentan las

especificaciones del DAB en la Tabla II. Teniendo en cuenta el elevado aislamiento que debe proporcionar el transformador y su consecuente configuración, es importante determinar el valor de inductancia de dispersión que se necesita para transferir la potencia máxima, que viene determinada por:

$$P = \frac{(1-d)dT v_i v_o}{n L_k} \rightarrow L_k = \frac{(1-d_{max})d_{max} T v_i v_o}{n P_{max}} \quad (4)$$

siendo  $d_{max}$  el desfase máximo,  $T$  el semiperiodo de conmutación,  $v_i$  la tensión de entrada,  $v_o$  la de salida,  $n$  la relación de transformación del transformador y  $P_{max}$  la potencia máxima [35].

Si el transformador tuviera una inductancia de dispersión mayor que la obtenida con (4) y determinada en la Tabla II, el DAB no podría transferir la potencia máxima deseada.

TABLA II  
PRINCIPALES ESPECIFICACIONES DEL DAB

Tensión de entrada / salida:	1000V / 1000V
Potencia máxima:	10kW
Frecuencia de conmutación:	50kHz
Relación de transformación del trafo:	1:1
Aislamiento:	24kV
Inductancia de dispersión:	$L_k = 230\mu H$
Corriente máxima por los MOSFETs:	15.4A

En la Tabla III se presentan las características principales de dos alternativas de MOSFETs de SiC que compondrán el DAB. Se ha descartado el uso de semiconductores que soporten 1700V por su no idoneidad a nivel de corrientes máximas. Como se puede observar las capacidades parásitas de los MOSFETs de SiC son relativamente bajas para dispositivos de alta tensión. Estos MOSFETs de SiC también serán los semiconductores de las celdas del MMC, aunque en este caso se mantendrá una baja frecuencia de conmutación, reduciendo las pérdidas de conmutación.

TABLA III  
PRINCIPALES CARACTERÍSTICAS DE LOS MOSFETs DE SiC BAJO ANÁLISIS

	SiC MOSFET (C2M0080120D)	SiC MOSFET (C2M0040120D)
Fabricante	Cree	Cree
$V_{DS\_max}$ (V)	1200	1200
$I_{D\_max}$ (A)	36	60
$R_{DSon\_max}$ (mΩ)	80	40
$V_{GS\_op}/V_{GS\_th}$ (V)	+20, -5 / 3	+20, -5 / 2.8
$C_{iss}$ (pF)	950	@
$C_{oss}$ (pF)	80	$V_{DS}=1000V$
$C_{rss}$ (pF)	7.6	10
	$f=1MHz$	$f=1MHz$

#### IV. CONCLUSIONES

El desarrollo de un SST basado en el uso de una topología MMC con inyección de energía a nivel de celda mediante el uso de DABs supone un importante reto, tanto desde el punto de vista topológico y de control, como desde el punto de vista constructivo, donde existen importantes limitaciones en los dispositivos comerciales utilizados comúnmente.

Para realizar la interconexión de dos redes de alta tensión es importante mantener un elevado grado aislamiento entre las mismas, lo que dificulta el diseño y construcción de un transformador de alta frecuencia que proporcione el deseado aislamiento galvánico. Se han propuesto distintos diseños,

obteniendo resultados analíticos cercanos a la realidad, lo que permite estimar la idoneidad de los diseños para unas especificaciones concretas.

El uso de dispositivos de SiC, cada vez más extendido en los sistemas de alimentación, permite una reducción de las pérdidas y del tamaño de los convertidores. No obstante, su incorporación exige diseñar circuitería de control adecuada.

En este artículo se mencionan los retos tecnológicos detectados en la fase inicial de un proyecto de construcción de un SST. Se proponen las soluciones que se han adoptado y los resultados que se han obtenido por el momento.

#### AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado en parte por la Unión Europea en el contexto de "Large Scale Integrating Collaborative Research Project" del 7º Programa Marco a través del proyecto SPEED FP7-NMP3-LA-2013-604057, por el Ministerio de Economía a través de proyecto Consolider RUE CSD2009-00046, el proyecto MINECO-13-ENE2013-48727-C2-1-R y el proyecto DPI2013-47176-C2-2-R y por el Gobierno del Principado de Asturias a través del proyecto FC-15-GRUPIN14-143 y los fondos FEDER.

#### REFERENCIAS

- [1] Xu She; Huang, A.Q.; Burgos, R., "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems", Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of , vol.1, no.3, pp.186,198, Sept. 2013.
- [2] Gemmel, B.; Dorn, J.; Retzmann, D.; Soerangr, D., "Prospects of multilevel VSC technologies for power transmission", Transmission and Distribution Conference and Exposition, pp.1-16, 21-24 April 2008.
- [3] A. Lesnicar, and R. Marquardt "An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range", IEEE PowerTech Conference, Bologna, Italy, June 23-26, 2003.
- [4] S. Falcones, X. Mao, and R.A. Ayyanar "Topology Comparison for Solid State Transformer Implementation", Proc. of the Power and Energy Society General Meeting, pp. 1-8 (2010).
- [5] DeDoncker, R. W.; Divan, R. W.; Kheraluwala, M.H., "A three-phase soft-switched high power-density dc/dc converter for high -power applications", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, p. 63-73. January 1991.
- [6] J. A. Cooper; A. Agarwal, "SiC power-switching devices. The second electronics revolution?", Proceedings of the IEEE, vol. 90, n. 6, pp. 956-968. June 2006.
- [7] A. Elasser, P. Chow, "Silicon carbide benefits and advantages for power electronics circuits and systems", Proceedings of the IEEE, vol. 90, n. 6, pp. 969-986. June 2002.
- [8] J. Millán, "Wide band-gap power semiconductor devices", IET Circuits Devices and Systems, vol. 1, n. 5, pp. 372-379. 2007.
- [9] Rodriguez, A.; Vazquez, A.; Lamar, D.G.; Hernando, M.M., "Increasing the voltage and the switching frequency in a dual active bridge using a normally-on SiC JFET in a cascode configuration", Energy Conversion Congress and Exposition, pp. 4905-4911, 15-19 Sept. 2013
- [10] Pefutsis, D.; Tolstoy, G.; Antonopoulos, A.; Rabkowski, J.; Lim, Jang-Kwon; Bakowski, M.; Ångquist, L.; Nee, H.-P., "High-Power Modular Multilevel Converters With SiC JFETs", Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.27, no.1, pp.28,36, Jan. 2012
- [11] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 49, no. 4, pp. 724-738, Aug. 2002.
- [12] Rohner, S.; Bernet, S.; Hiller, M.; Sommer, R.; "Analysis and Simulation of a 6 kV, 6 MVA Modular Multilevel Converter", Conference of IEEE Industrial Electronics, pp. 225-230, 3-5 Nov. 2009.
- [13] Hagiwara, M.; Akagi, H.; "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 24, no.7, pp. 1737-1746, July 2009.
- [14] Rohner, S.; Bernet, S.; Hiller, M.; Sommer, R.; "Analysis and Simulation of a 6 kV, 6 MVA Modular Multilevel Converter", Conference of IEEE Industrial Electronics, pp. 225-230, 3-5 Nov. 2009.
- [15] Hagiwara, M.; Akagi, H.; "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.24, no.7, pp.1737-1746, July 2009.
- [16] Akagi, H., "Classification, Terminology, and Application of the Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.26, no.11, pp.3119-3130, Nov. 2011.
- [17] Hagiwara, M.; Maeda, R.; Akagi, H.; "Control and Analysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells (MMCC-DSCC)", Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.26, no.6, pp.1649-1658, June 2011.
- [18] Antonopoulos, A.; Ångquist, L.; Nee, H.-P.; "On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter", Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 8-10 Sept. 2009.
- [19] Perez, M.A.; Lizana F, R.; Rodriguez, J., "Decoupled current control of modular multilevel converter for HVDC applications", IEEE Symposium on Industrial Electronics, pp. 1979-1984, 28-31 May 2012.
- [20] Jae-Jung Jung; Hak-Jun Lee; Seung-Ki Sul, "Control strategy for improved dynamic performance of variable-speed drives with the Modular Multilevel Converter", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, pp.1481-1488, 15-19 Sept. 2013.
- [21] Briz, F.; López, M.; Zapico, A.; Rodríguez, A.; Díaz-Reigosa, D.; "Operation and control of MMCs using cells with power transfer capability". IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 980-987. 15-19 Mar. 2015.
- [22] [www.tracopower.com](http://www.tracopower.com). Página web de fabricante.
- [23] [www.recom-power.com](http://www.recom-power.com). Página web de fabricante.
- [24] Du, S.B.Y.; Gangyao Wang; Bhattacharya, S., "Design considerations of high voltage and high frequency transformer for solid state transformer application", Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 421,426, 7-10 Nov. 2010.
- [25] Ortiz, G.; Biela, J.; Bortis, D.; Kolar, J.W., "1 Megawatt, 20 kHz, isolated, bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC converter for renewable energy applications," Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, pp.3212,3219, 21-24 June 2010
- [26] Dauhajre A. A., "Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuits". Tesis doctoral. California Institute of Technology, Pasadena, California. Abril 1986.
- [27] Dauhajre, A. A.; Middlebrook, R.D.; "Modelling and estimation of leakage phenomena in magnetic circuits". IEEE 1986.
- [28] T. Friedli, S. D. Round, D. Hassler, J. W. Kolar, "Design and Performance of a 200-kHz All-SiC JFET Current DC-Link Back-to-Back Converter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 5, pp. 1868-1878. Sept.-oct. 2009.
- [29] Z. Qingchun, R. Callanan, M. K. Das, R. Sei-Hyung, A. K. Agarwal, J. W. Palmour, "SiC Power Devices for Microgrids", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 12, pp. 2889-2896. Dec. 2010.
- [30] A. Kadavelugu, S. Baek, S. Dutta, S. Bhattacharya, M. Das, A. Agarwal, J. Scofield, "High-frequency design considerations of dual active bridge 1200 V SiC MOSFET DC-DC converter", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 314-320. 6-11 March 2011.
- [31] B. Wrzcionko, D. Bortis, J. Biela, J. W. Kolar, "Novel AC-Coupled Gate Driver for Ultrafast Switching of Normally Off SiC JFETs", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 27, no. 7, pp. 3452-3463. July 2012.
- [32] C. Bernal, P. M. Gaudo, A. Gallego, A. Otin, J. M. Burdío, "Half-bridge resonant inverter for domestic induction heating based on silicon carbide technology", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2218-2222. 5-9 Feb. 2012.
- [33] P. M. Gaudo, C. Bernal, J. Avellaned, J. M. Burdío, "Intermodulation distortion in 1SW-ZVS multi-inverter for induction heating home appliances", IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 2223-2228. 5-9 Feb. 2012.
- [34] Rodriguez, A.; Fernandez, M.; Vazquez, A.; Lamar, D.G.; Arias, M.; Sebastian, J., "Optimizing the efficiency of a dc-dc boost converter over 98% by using commercial SiC transistors with switching frequencies from 100 kHz to 1MHz", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 641-648, 17-21 March 2013.
- [35] Rodriguez, A.; Vazquez, A.; Lamar, D.G.; Hernando, M.M.; Sebastian, J., "Different Purpose Design Strategies and Techniques to Improve the Performance of a Dual Active Bridge With Phase-Shift Control", Power Electronics, IEEE Transactions on , vol.30, no.2, pp.790,804, Feb. 2015.