

The Asymmetric Alternate Arm Converter: A compact Voltage Source Converter design for HVDC

D. Soto Sánchez, Member, IEEE, M. Hernández, I. Andrade, Member, IEEE,
R. Peña, Member, IEEE

Abstract— The Modular Multilevel Converter (MMC) has become one of the most practical topologies for integration of renewable energy power plants into the grid, through submarine HVDC cables and HVDC lines. Nonetheless, the MMC requires significant large DC storage capacitors to mitigate for large power, low frequency pulsations due to the single-phase like AC to DC conversion process in their arms. This work addresses the recently introduced Asymmetric Alternate Arm Converter, a hybrid MMC topology which uses modular converter arms only on the lower side of the main converter whereas the upper side uses only standard ON-OFF valves topology. This converter is similar to the Alternate Arm Converter (AAC) but dispenses of the modules on the upper side and of the director switch on the lower side. Like the AAC, the Asymmetric AAC offers a significant reduction in DC energy storage requirements and in the number of modules. In addition, the Asymmetric AAC offers a less restricted operation than the AAC, in terms of operating over a wide range of AC to DC voltage ratio, and the possibility of achieving both distortion-free AC current and ripple-free DC current.

The principle of operation of the Asymmetric AAC is revisited here and a suitable control strategy to demonstrate its operation is developed. In addition, requirements for energy storage, voltage and current rating of converter modules and converter losses are examined by means of simplified analyses. Proposals are verified through simulation studies and experiments conducted on a low power prototype having three H-bridge modules per arm. Results confirm good operation of the proposed converter and control scheme.

Keywords— Alternate Arm Converter, Hybrid Multilevel Converter, Modular Multilevel Converter, HVDC.

I. INTRODUCCIÓN

LOS convertidores multinivel modulares (MMC) se han establecido como la opción más práctica para aplicaciones de muy alta potencia, como, por ejemplo, transmisión de energía sobre grandes distancias mediante líneas de alta tensión en corriente continua (enlaces HVDC) [1]. Comparando con convertidores estándar (convertidor de dos niveles), los convertidores MMC ofrecen bajo nivel de pérdidas (esencial en sistemas de transmisión de energía); alta calidad de tensiones y corrientes tanto en el lado AC como DC, que facilita la integración del convertidor a la red y a la línea DC; y

estructura altamente modular, que facilita la construcción de los terminales de conversión de potencia [2]. Sin embargo, los MMCs requieren muchos módulos, equipados con voluminosos capacitores, que deben almacenar suficiente energía para minimizar el efecto de las pulsaciones de potencia asociadas a la conversión AC-DC en cada rama (pulsación de energía a la frecuencia de la red con una fuerte componente fundamental y de segundo armónico) [2]. Este capacitor representa casi la mitad del volumen y peso del módulo de conversión básico [3]. Una forma de reducir el número de módulos del convertidor es combinando los módulos con válvulas ON-OFF convencionales (conexión serie de IGBTs) como en el Convertidor de Ramas Alternadas (AAC Alternate Arm Converter) [4].

Este trabajo aborda el principio de operación, el esquema de control y algunos requerimientos (almacenamiento de energía, capacidad de tensión y corriente de las ramas, entre otros) del convertidor AAC Asímetrico introducido en [5]. Esto último con el propósito de evaluar cualitativamente los méritos prácticos del convertidor.

El AAC Asímetrico usa módulos, tipo semi-punte (half bridge) o puente completo (H-bridge), solo en la rama inferior del MMC convencional, mientras que en la rama superior se usa solo válvulas convencionales. Esto corresponde a un convertidor multinivel híbrido [6], que como se discute en la sección II, por sus similitudes con el AAC se puede ver como un AAC con ramas asimétricas. Comparado con el MMC, el AAC Asímetrico reduce prácticamente a la mitad el número de módulos y con ello el tamaño y peso del convertidor. Comparado con el AAC convencional, el AAC Asímetrico no requiere balance de energía inter-rama y puede establecer la corriente del lado DC en forma independiente de la corriente en el lado AC en un amplio rango de tensión AC en relación a la tensión DC. Este convertidor tiene la misma estructura (topología) que el propuesto en [7], pero su principio de operación es substancialmente diferente.

En [5] se establece el principio de operación del AAC Asímetrico y desarrolla un esquema de control adecuado para demostrar la operación básica de esta topología. Este trabajo, en comparación a [5], presenta resultados experimentales de un prototipo que usa un mayor número de módulos por rama (tres por rama en lugar de uno). Esto permite validar en forma más realista la propuesta, incluyendo el balance interno de las tensiones de los capacitores. Adicionalmente, para evaluar los méritos del AAC Asímetrico se establecen los requerimientos de almacenamiento de energía (capacitores), capacidad de tensión y corriente de las ramas y se calculan las pérdidas de potencia en el convertidor. Estos requerimientos se comparan con los de un MMC convencional. Este estudio se realiza

Este trabajo se ha realizado en el contexto del Proyecto Fondecyt No. 1151325 y FONDAF 15110019.

D. Soto, M. Hernández e I. Andrade están afiliados al Departamento de Electricidad de la Universidad de Magallanes, Punta Arenas, Chile. (e-mail: diego.soto@umag.cl).

R. Peña está afiliado al Departamento de Electricidad de la Universidad de Concepción, Concepción, Chile.

Corresponding author: D. Soto

mediante análisis simplificado usado como ejemplo un convertor de 30 MW, 30 kV DC que utiliza IGBTs de 3.3 kV, 1.2 kA.

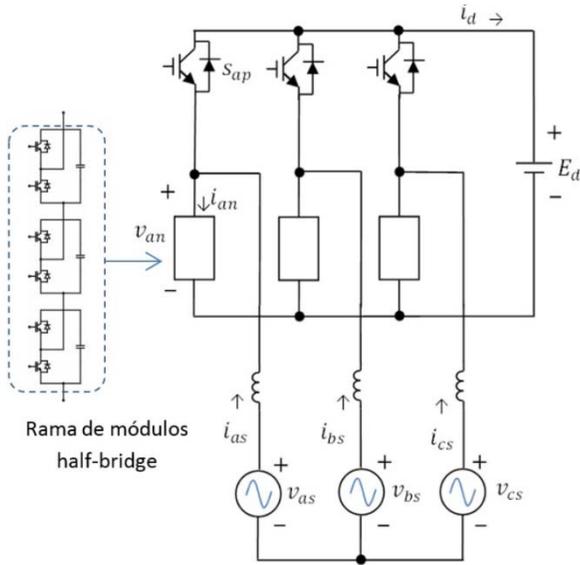


Figura 1. Topología del AAC Asimétrico.

II. PRINCIPIO OPERACION AAC ASIMÉTRICO

La Fig. 1 muestra la topología MMC híbrida propuesta en [5]. Esta deriva de la topología puente trifásico convencional, donde solo las válvulas inferiores del puente trifásico se han reemplazado por ramas MMC. En términos de controlabilidad, comparado con el MMC convencional, la topología de la Fig. 1 tiene similitudes con un rectificador semi-controlado con tiristores, donde solo una de las válvulas de cada fase (la inferior en este caso) es capaz de ejercer control sobre la corriente del convertidor. La válvula superior es un diodo. En la topología de la Fig. 1, cada válvula superior es una válvula ON-OFF convencional (arreglo serie de IGBTs con diodos antiparalelo) y como tal entonces se podría utilizar para controlar las corrientes del convertidor. Sin embargo, cada válvula superior en la Fig. 1 está concebida para conmutar en la misma forma que un diodo en un rectificador trifásico convencional, es decir de acuerdo a las tensiones AC en la entrada del rectificador. Los IGBTs habilitan la capacidad de conducción inversa de corriente en la válvula, requerida, por ejemplo, en el modo inversión (conversión DC a AC).

Una forma alternativa de ver la topología de la Fig. 1 es como un caso límite del AAC donde la válvula superior no tiene celdas modulares mientras que la válvula inferior no tiene interruptor director (Director Switch). Esto correspondería a un AAC completamente asimétrico.

Al igual que en un rectificador trifásico con diodos, la válvula superior de cada fase se encenderá cuando la tensión de dicha fase sea mayor que las otras. Esto corresponde a operación en modo rectificador sincrónico. La rama inferior es utilizada para forzar corriente sinusoidal a través del lado AC y una corriente constante en el lado DC cuando la válvula superior esté conectada al polo positivo. La tensión y corriente de la rama de la fase a están dadas como:

$$v_{an} = \begin{cases} E_d & \text{if } s_{ap} \text{ is on} \\ v_{as} - v_{bs} & \text{if } s_{bp} \text{ is on} \\ v_{as} - v_{cs} & \text{if } s_{cp} \text{ is on} \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{an} = \begin{cases} i_{as} - i_d & \text{if } s_{ap} \text{ is on} \\ i_{as} & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (2)$$

Una de las principales ventajas del AAC Asimétrico es que usa solo una rama modular por fase, eliminando así la necesidad de balancear la energía entre la rama superior e inferior de una fase (balance inter-rama), y que requiere un menor número de celdas que el MMC convencional.

La operación de las válvulas superiores, dictada por las tensiones de entrada AC, limita la tensión de las ramas a la tensión del lado DC. Si la amplitud de la tensión de línea es menor que la tensión DC, esto es $E_d > \sqrt{3} E_m$, se puede usar half-bridge módulos para implementar las ramas.

La Fig. 2 ilustra la tensión y corriente de la rama de la fase a (v_{an} e i_{an}) junto con las tensiones y corrientes del lado AC (v_{as} e i_{as}) y lado DC (E_d e i_d) para el caso $E_d = \sqrt{3} E_m$. Las tensiones y corrientes están expresadas en por unidad de la tensión y corriente del lado DC. El convertidor opera en modo rectificador con factor de potencia unitario.

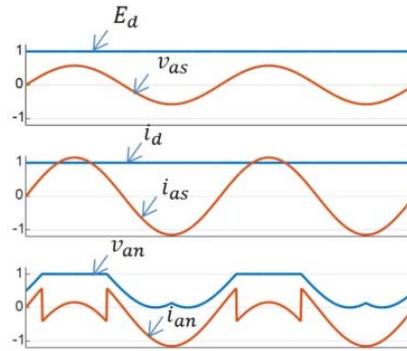


Figura 2. Formas de onda ideales de tensión y corriente para operación en modo rectificador con F. P. unitario.

Comparado con un MMC convencional de la misma tensión y corriente en el lado DC, la capacidad total de tensión de las ramas del AAC Asimétrico se reduce a la mitad; mientras que la capacidad de corriente aumenta solo levemente. Como se muestra en la Sección V, el AAC Asimétrico requiere solo la mitad de los módulos (de igual capacidad de tensión y corriente, y además de capacitancia) que un MMC de la misma capacidad de tensión y corriente en el lado DC.

Comparado con el AAC, la tensión del lado AC se puede establecer en forma independiente de la tensión del lado DC. En principio, como se ilustra en la Fig. 2, la corriente de cada rama se puede establecer de modo que contenga la corriente del lado AC (libre de distorsión) y la corriente del lado DC (libre de ripple) cuando la correspondiente válvula superior está encendida. Sin embargo, como se discute en la sección III, el control simultáneo de estas dos corrientes (lado AC y lado DC) durante la conmutación de las válvulas superiores no es sencillo. Esto porque las ramas deben imponer, o dejar de imponer, bruscamente la corriente del lado DC y porque la

velocidad de conmutación de la corriente lado DC está limitada por la inductancia y la tensión de la red.

III. CONTROL DEL AAC SIMÉTRICO

Por simplicidad, para demostrar la operación del AAC Asimétrico se elige una versión monofásica, mostrada en la Fig. 3, en lugar de la versión trifásica de la Fig. 1. Los principios utilizados en el desarrollo de la estrategia de control son similares para ambos casos. Las modificaciones para el caso trifásico se explicitarán cuando sea necesario.

Uno de los aspectos fundamentales para la adecuada operación de los convertidores MMC es mantener la tensión del capacitor de cada uno de los módulos dentro de una estrecha banda alrededor de su valor nominal. Este objetivo se logra manteniendo un adecuado balance entre la energía que gana y pierde cada rama durante un ciclo de la red, de manera que los capacitores mantengan su nivel medio de tensión o carga. En términos de potencia, este balance de energía corresponde a que la potencia media intercambiada por cada rama durante un ciclo de la red debe ser nula. Asegurando que la energía en cada rama permanece estable, el control de la tensión de cada uno de los capacitores dentro de dicha rama se puede abordar simplemente como un proceso de redistribución de energía interna en la rama, problema que se conoce típicamente como balance de tensiones de los capacitores. Este proceso de equalización se puede realizar en forma independiente de los lazos de control de balance de energía y se implementa típicamente a nivel de generación de pulsos de encendido/apagado de los dispositivos de los módulos, esto es a nivel de estrategia de PWM [8], [9].

La ausencia de módulos en la parte superior del AAC Asimétrico dificulta el control de corriente durante la conmutación de las válvulas superiores. Por ejemplo, cuando la corriente DC es positiva, al igual que un rectificador con diodos, esta conmutará en forma natural entre los diodos. Esto es en forma gradual, con una velocidad dictada por la inductancia de interface en la red y la amplitud de la tensión de línea. Esto distorsiona la corriente en el lado AC. Una forma de evitar esto es llevar la corriente del lado DC a cero durante la conmutación. Aunque esto deteriora la calidad de corriente lado DC puede ser una opción práctica si se agrega un filtro en el lado DC para minimizar el efecto de dichas pulsaciones de corriente.

La Fig. 4 ilustra la proposición de hacer cero la corriente durante la conmutación de las válvulas superiores del convertidor de la Fig. 3. En este caso se impone una corriente DC con un segundo armónico de igual amplitud que la componente DC y sincronizada de manera que se hace cero exactamente en el cruce por cero de la tensión de la red. Al igual que la Fig. 2, las tensiones y corrientes en la Fig. 4 están expresadas en por unidad de los valores en el lado DC. Para el caso trifásico la corriente debe contener un tercer armónico en lugar de un segundo armónico.

Estrategia Control AAC Asimétrico Monofásico

En general, los objetivos del sistema de control interno se pueden definir como: a) control de energía almacenada en cada

rama del convertidor, b) control de la tensión del capacitor de cada módulo de una rama y c) control de la corriente de rama.

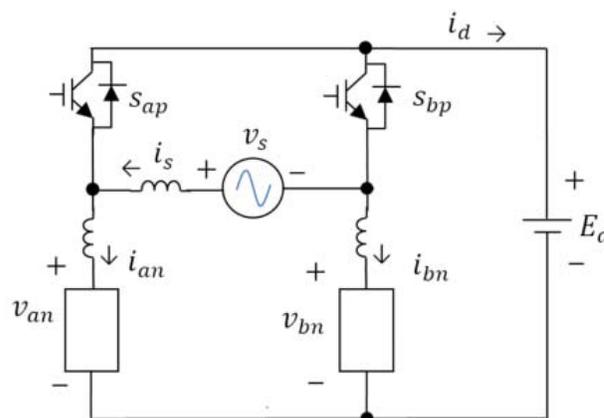


Figura 3. AAC Asimétrico monofásico.

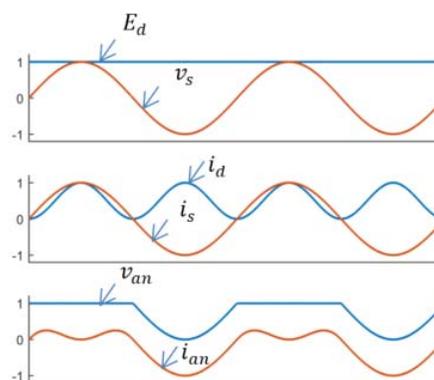


Figura 4. Tensiones y corrientes AAC-Asimétrico monofásico sin corriente lado DC durante conmutación, operación modo rectificador F.P. unitario.

El control de energía en cada rama se realiza ajustando las magnitudes de la corriente AC y DC que circula por las ramas. La energía total almacenada en el convertidor, esto es en las dos ramas de la Fig. 3, se controla modificando el balance entre la potencia lado AC y la potencia lado DC. Considerando que la corriente lado DC se usará para ajustar la potencia inyectada al lado DC, el control de energía total se realiza entonces ajustando la componente de corriente alterna que está en fase con la tensión de la red.

El convertidor de la Fig. 3 tiene dos ramas. Por lo tanto, para regular la energía de cada una de ellas en forma independiente se requiere de dos grados de libertad. Esto requiere una componente de corriente adicional a la componente en fase con la tensión de la red. En general, los convertidores MMC operan con tensiones y corrientes simétricas. Por lo tanto, en estado permanente las tensiones y corrientes de la rama a y rama b están desplazadas en medio ciclo de la red. Esto resulta en la misma potencia media en cada una de las ramas, eventualmente nula, y pulsaciones simétricas de potencia desplazadas en medio ciclo. Estas últimas ocasionan solo rizado en la tensión de los capacitores. De esta manera, en principio, es suficiente con el lazo de control de la energía total. Sin embargo, imperfecciones en la implementación (tolerancia de los componentes, retardos de temporización, entre otros) pueden resultar en desbalance de energía, y con

ello desbalance de tensión en los capacitores, entre las distintas ramas. Estas pueden corregirse agregando una pequeña componente de corriente de compensación a la corriente requerida por balance de energía total. Por simplicidad se elige inyectar una pequeña componente de corriente DC en el lado AC del convertidor. En condiciones normales de operación está componente DC no tiene mayor impacto en la red. En el caso trifásico se pueden inyectar corrientes de secuencia negativa, en fase y cuadratura, como se propone en [10] para mantener balance de energía entre fases de un MMC.

Como se mencionó anteriormente, el subsistema de control de las tensiones de los capacitores establece las referencias de corrientes en las ramas. Para un buen desempeño del subsistema de control de energía/tensión de los capacitores es esencial que las corrientes de rama sigan muy bien a sus respectivas referencias. Para este propósito, dado el amplio ancho de banda de los convertidores MMC y por simplicidad, se usa controladores proporcionales.

La Fig. 5 muestra un esquema del sistema de control para el convertidor de la Fig. 3. La energía total de las dos ramas, representadas en forma de promedio de las tensiones de todos los capacitores del convertidor (\bar{v}_{ca} y \bar{v}_{cb}), se controla ajustando mediante un controlador PI la componente de corriente en fase con la tensión de la red (i_s). El desbalance entre las tensiones promedio de la rama a con la de la rama b se controla ajustando mediante controlador PI una pequeña componente de corriente continua que se inyecta en el lado AC del convertidor (i_{sd}).

En la Fig. 5, u_s es una señal sinusoidal de amplitud unitaria que está en fase con la tensión de la red y se usa para convertir la demanda de corriente del controlador de tensión total en una corriente sinusoidal. La señal u_s se obtiene desde un PLL, no mostrado en la Fig. 5, sincronizado con la tensión de la red.

Las señales v_{a_comp} y v_{b_comp} corresponden a pre-alimentación de las tensiones medidas en el lado AC del convertidor. Estas ayudan a mejorar el desempeño del controlador de corriente. Las tensiones v_a^* y v_b^* son las demandas de tensión de rama para imponer la respectiva corrientes de rama. Estas demandas de tensión se procesan en conjunto con el estado de las tensiones de los capacitores para generar de las señales de encendido/apagado de cada uno de los módulos. Cuando el número de módulos es pequeño, como en el caso de media tensión, la tensión de salida se sintetiza empleando técnicas de PWM multinivel [11], [12]. En aplicaciones de alta tensión, como en sistemas HVDCs, donde se requieren cientos de módulos, la tensión de salida se sintetiza usando métodos de aproximación escalonada [13]. Estos métodos determinan el número de niveles, y con ello el número de módulos, requeridos para sintetizar la tensión de salida.

El balance de tensiones de los capacitores en cada rama (balance interno de tensiones de los capacitores) se realiza usando el método Ordenar-Seleccionar [9]. En este método, para producir un determinado nivel de tensión de rama se prioriza la inserción de los módulos con las menores tensiones cuando la corriente de rama es positiva, de lo contrario prioriza la inserción de los módulos con las mayores tensiones de capacitor.

La señal u_s^2 corresponde al cuadrado de la señal u_s y se usa para modular la corriente del lado DC de manera que se haga cero durante la conmutación de las válvulas superiores. Las señales s_a y s_b corresponden al comando de encendido/apagado de las válvula superior de la fase a y fase b, respectivamente. Estas señales se obtienen a partir de la señal u_s ($s_a = 1$ y $s_b = 0$ si $u_s \geq 0$, de lo contrario $s_a = 0$ y $s_b = 1$) y se usan para establecer la corriente de referencia lado DC (i_d^*) en la rama a y rama b, respectivamente.

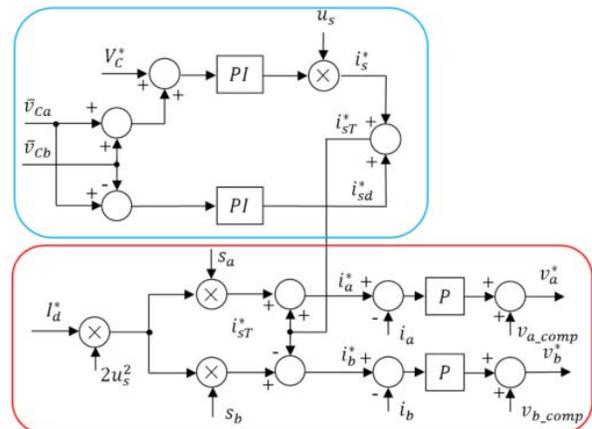


Figura 5. Diagrama esquema control: (arriba) Controlador de tensiones promedio de los capacitores de rama y (abajo) Controlador de corrientes de rama.

IV. VERIFICACIÓN

Esta sección presenta resultados experimentales que demuestran la operación del convertidor de la Fig. 3 en modo rectificador con factor de potencia unitario, específicamente alimentando una carga resistiva a tensión constante en el lado DC.

A diferencia de [5], el prototipo experimental usa tres módulos por rama y es controlado desde una plataforma de control basada en el sistema RCP (Rapid Control Prototyping) MicroLabBox de dSPACE. La generación de pulsos de los seis módulos y el balance interno de las tensiones en los capacitores se implementa en un sistema dedicado basado en una FPGA de Xilinx. Este sistema FPGA se comunica, via un enlace serial de 10 Mbs, con el sistema dSPACE para recibir los comandos de tensiones de rama, el orden de las tensiones de los capacitores en cada rama y el signo de las corrientes de rama.

El prototipo usa módulos puente-H, equipados cada uno con MOSFETs de 100 V y 30 A y un capacitor de 10.000 μ F. La amplitud de v_s es 50 V y E_d es 50V. La carga en el lado DC es de 24 ohms.

Las tensiones y corrientes de interés se miden mediante transductores de efecto Hall, y son ingresadas a las entradas análogas de la plataforma de control (MicroLabBox). La frecuencia de muestreo del sistema de control es de 10 kHz.

La Fig. 6 muestra las formas de onda de tensión y corriente en el lado AC y lado DC del convertidor, esto es la tensión y corriente en la red, v_s e i_s , y la tensión y corriente en la carga, v_d e i_{dL} . Se puede apreciar que la corriente en la red es prácticamente sinusoidal y está en fase con la tensión de la red, mostrando así la capacidad de este convertidor para imponer una

corriente de calidad en la red a pesar de disponer solo de una rama modular por fase, en lugar de dos como el MMC. La tensión en la carga presenta un pequeño rizado producto de la circulación de corriente de segundo armónico (impuesto en la corriente del lado DC facilitar la conmutación de las válvulas superiores), pero es aceptable y se puede reducir aumentando la capacitancia del filtro DC.

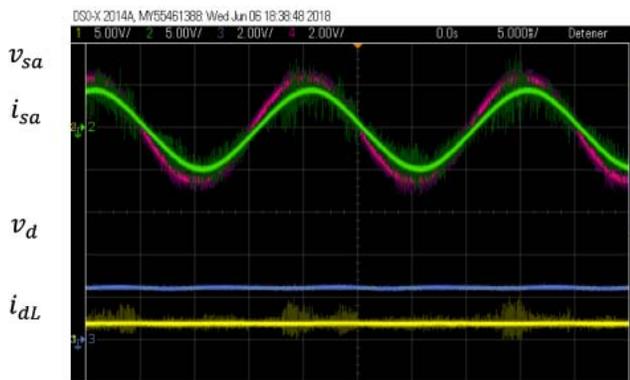


Figura 6. Tensión de entrada v_s , 40 V/div, corriente de entrada i_s , 5 A/div, tensión de salida v_d , 40 V/div, y corriente en la carga i_{dL} , 5 A/div.

La Fig. 7 muestra la tensión del capacitor de los tres módulos de la rama a en conjunto con la corriente en el lado DC del convertidor. Se puede apreciar que la corriente de salida del convertidor, como se espera, contiene una pulsación de segundo armónico de amplitud similar a la componente DC. Las tensiones de los capacitores están bien equilibradas, siendo difícil distinguir entre ellas, y en torno al valor de referencia de 30 V.

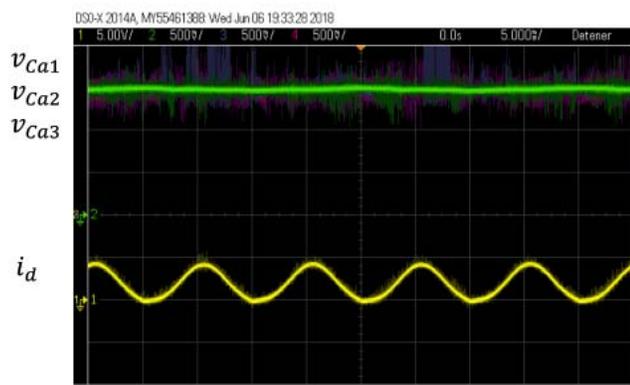


Figura 7. Tensión capacitor rama a v_{Ca1} , v_{Ca2} , v_{Ca3} , 10 V/div y corriente lado DC i_d 5 A/div.

La Fig. 8 muestra las tensiones y corrientes en la rama a y rama b del convertidor. Las tensiones de rama incluyen la tensión a través de los inductores para asemejarse a la situación ideal con un alto número de módulos por rama, donde el efecto del PWM en los módulos será prácticamente despreciable. Como se observa, las tensiones de rama están limitadas a la tensión DC y se asemejan a una semi-sinusoide como se estableció en la sección II. Las corrientes de rama tienen una forma de onda similar a una semi-sinusoide. Específicamente, corrientes con un segundo armónico que se contraponen a la fundamental durante medio ciclo; mientras que

durante el semiciclo restante la corriente es puramente sinusoidal.

La Fig. 9 muestra las tensiones y corriente a través de las válvulas superiores. Se puede apreciar que cada válvula conduce alternadamente durante medio ciclo la corriente del lado DC. Se puede notar además que durante el intervalo de bloqueo, la tensión a través de la válvula es sinusoidal, verificando que esta bloquea la tensión de la red durante medio ciclo. Los intervalos de conducción y bloqueo de las válvulas en la Fig. 9, así como las formas de ondas de tensión y corriente a través de estas confirman plenamente el principio de operación de este convertidor.

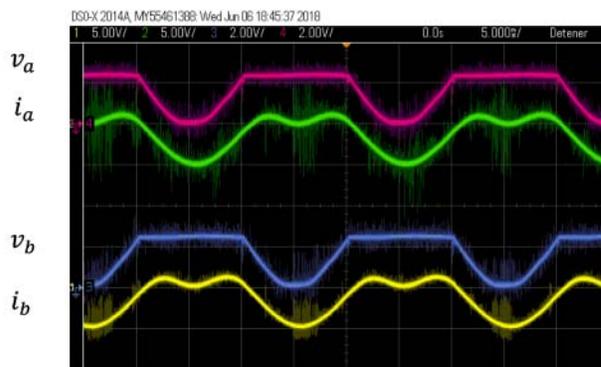


Figura 8. Tensión rama a v_a y rama b v_b , 40 V/div y corriente rama a i_a y rama b i_b 5 A/div.

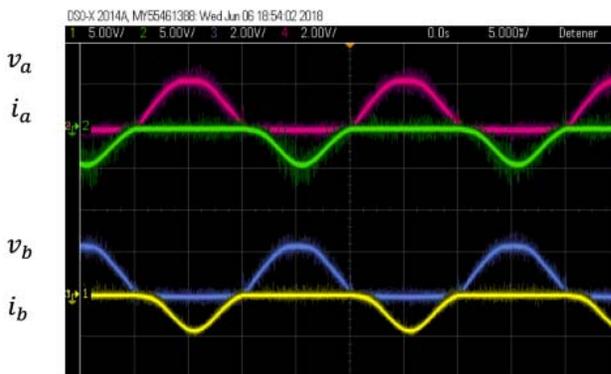


Figura 9. Tensión válvula a v_a y válvula b v_b , 50 V/div, y corriente válvula a i_a y válvula b i_b , 5 A/div.

La Fig. 10 muestra la tensión del capacitor de cada uno de los módulos del convertidor en forma más detallada (esto es para los tres módulos de la rama a y los tres módulos de la rama b). Para referencia se incluye además la corriente en el lado DC del convertidor. Se debe notar que estos resultados corresponden a tensiones y corrientes muestreadas cada 100 us por el sistema de control (tiempo de muestreo del sistema de control). A diferencia de la Fig. 7, los resultados de la Fig. 10 están prácticamente libres de ruido debido a conmutación. Estas señales son capturadas y almacenadas en la plataforma de control (MicroLabBox) para luego ser transferidas al computador anfitrión.

Como se observa en la Fig. 10, las tensiones de todos los capacitores están alrededor de la tensión de referencia de 30 V. La componente de rizado en las tensiones de los capacitores de la rama a están desplazadas medio ciclo respecto a las de la

rama b, y existen solo pequeñas desviaciones entre las tensiones de los capacitores de una misma rama, mostrando así un buen desempeño de la estrategia de balance interno de tensiones de los capacitores.

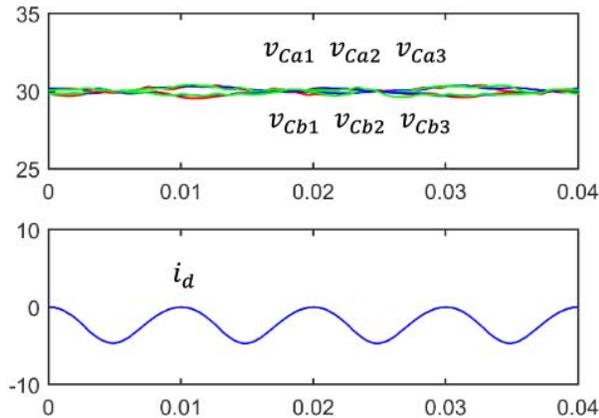


Figura 10. Tensión en los capacitores de rama a y rama b, corriente lado DC.

V. REQUERIMIENTOS DE SEMICONDUCTORES, ALMACENAMIENTO DE ENERGÍA Y PÉRDIDAS DE POTENCIA

Para evaluar los méritos técnicos del convertor propuesto, esta sección examina algunos requerimientos del AAC Asimétrico y los compara con aquellos del MMC convencional. El análisis se realiza tomando como ejemplo un convertor trifásico de 30 MW, 30 kV en el lado DC. Se considera que los módulos utilizan un IGBT de 3.3 kV y 1.2 kA [14], utilizado en [4] para determinación de requerimientos de semiconductores de potencia y cálculo de pérdidas en un AAC. Se considera una tensión DC nominal de los módulos de 1.5 kV, de manera que la tensión de trabajo de los IGBTs, considerando un rizado de los capacitores de $\pm 10\%$, es aproximadamente la mitad de la máxima tensión de bloqueo del IGBTs. Esto es un factor de utilización de la capacidad de tensión del IGBT de 0.5, que está dentro del rango típico para una operación segura de este tipo de dispositivos de potencia.

a) Capacidad de tensión y corriente y número de módulos

La tensión máxima de rama, y por tanto capacidad de tensión de rama, es igual a la tensión del lado DC, en ambos convertidores (AAC Asimétrico y MMC). La diferencia está en la tensión AC que puede acomodar cada uno de ellos dentro de la tensión DC disponible. Para el caso del MMC, la tensión AC máxima de fase es la mitad de la tensión DC [2]. Por tanto, la tensión nominal de línea del MMC es 18.4 kV RMS. Para el caso del AAC Asimétrico, el valor máximo de la tensión de línea es la tensión DC, por lo tanto, la tensión nominal de línea es 21.2 kV RMS.

Para una potencia de 30 MW en el lado DC, considerando las tensiones de línea anteriores y un factor de potencia unitario, la corriente del lado AC es de 0.817 kA RMS y 0.943 kA RMS para el AAC Asimétrico y MMC, respectivamente.

Así, la corriente del lado AC del AAC Asimétrico es muy similar a la del MMC (16 % menor).

La corriente a través de las ramas del MMC, y por tanto módulos, es un tercio de la corriente lado DC más la mitad de la corriente del lado AC [2]. El valor máximo de la corriente de rama es entonces de 1.0 kA. Para el caso del AAC Asimétrico trifásico, durante un tercio del ciclo circula la corriente del lado AC, con un tercer armónico que se contrapone a la fundamental, mientras que el resto del ciclo circula solo la corriente del lado AC. La corriente máxima de rama es entonces la amplitud de la corriente del lado AC, 1.16 kA en este caso. Esta es similar a la corriente de rama del MMC (16 % mayor), por lo tanto se puede usar el mismo tipo de módulos.

Para una tensión DC de 30 kV, sin considerar redundancia de módulos, se requiere entonces $30/1.5 = 20$ módulos por rama, tanto para el AAC Asimétrico como para el MMC. Sin embargo, se debe notar que el AAC Asimétrico usa solo tres ramas, por lo tanto, requiere solo la mitad de módulos (de la misma capacidad de tensión y corriente) que un MMC.

El AAC Asimétrico requiere además IGBTs para implementar las válvulas superiores. Estas requieren bloquear la máxima tensión de línea, 30 kV en este caso. Por lo que se requiere entonces 20 IGBTs por válvula. La capacidad de corriente de estas válvulas debe ser el doble de la corriente del lado DC, 2.0 kA en este caso. Esto está cerca del límite de manejo de corriente del IGBT considerado. Sin embargo, se puede usar un IGBT de mayor capacidad, por ejemplo de 1.5 kA, con un impacto menor en los requerimientos de semiconductores de potencia (en comparación a un MMC).

b) Almacenamiento de energía y capacitancia del módulo

La tensión del capacitor del módulo se debe mantener alrededor de su valor nominal con una variación (rizado), producto de la circulación de corriente a través del capacitor, que está típicamente en el rango de $\pm 10\%$. En general, la variación de tensión del capacitor depende de la capacitancia del módulo y de la tensión y corriente en el lado DC del módulo. Estas últimas, asumiendo tensiones de los capacitores bien balanceadas, dependen a su vez de la tensión y corriente de rama y del número de módulos de dicha rama. Así, los requerimientos de almacenamiento de energía para limitar el rizado a un determinado valor se pueden determinar conociendo la máxima variación de energía experimentada por la rama debido a la tensión y corriente de dicha rama.

La máxima variación de energía se puede determinar como un proceso de maximización:

$$\Delta W_{rama} = \text{Max} \left\{ \int_{t_{min}}^{t_{max}} v_{rama} i_{rama} d\tau \right\} \quad (3)$$

$$0 < t_{min} < t_{max} \leq T$$

Donde T es el periodo de la tensión de la red AC. La energía para limitar el rizado a $\pm \Delta V_c$ alrededor de V_c^{nom} , asumiendo tensiones bien balanceadas, es [15]:

$$W_{rama}^{nom} = \frac{\Delta W_{rama}}{4(\Delta V_c / \Delta V_c^{nom})} \quad (4)$$

Por lo tanto, la capacitancia mínima del módulo se puede determinar como:

$$C_m = \frac{2W_{rama}^{nom}}{N_m V_C^{nom^2}} \quad (5)$$

La variación de energía total de todas las ramas del MMC convencional y del AAC Asimétrico se determinan numéricamente mediante modelos simplificados del convertidor, que consideran formas de onda de tensión y corriente de rama ideales. Por simplicidad, se desprecia la tensión en las inductancias de rama. Con las tensiones y corrientes de rama se calcula la potencia instantánea, que es posteriormente integrada numéricamente para obtener la energía instantánea almacenada en la rama. Luego se obtiene los valores máximos y mínimos de la energía y con ello la variación de energía. De acuerdo a esto, la variación de energía es de 5.3 kJoules/MVA y 8.3 kJoules/MVA para el AAC Asimétrico y MMC, respectivamente. Estos resultados están normalizados por la potencia nominal (30 MW).

Usando (4), con $\Delta V_C = 0.1$ ($\pm 10\%$ de rizado), los requerimientos de almacenamiento de energía son 13.3 kJoules/MVA y 20.8 kJoules/MVA para el AAC Asimétrico y MMC, respectivamente. Para un convertidor de 30 MW, la capacidad total de almacenamiento es de 399 kJoules, para el AAC Asimétrico, y de 624 kJoules, para el MMC.

Usando (5), la capacitancia de módulo requerida para limitar el rizado de la tensión del capacitor de módulo a $\pm 10\%$ de su valor nominal es de 5.9 mF y 4.6 mF para el AAC Asimétrico y MMC, respectivamente. Se puede apreciar que el capacitor del módulo del AAC Asimétrico es más grande que el del MMC. Esto debido a que, a pesar de requerir menor capacidad total de almacenamiento, la energía total debe ser distribuida sobre un menor número de módulos que en el MMC. Considerando capacitores disponibles comercialmente, se podría concluir que ambos módulos (AAC Asimétrico y MMC) requieren prácticamente el mismo capacitor, por ejemplo, 6 mF. Para MMC reportados en la literatura, con tensión DC nominal similar al considerado aquí, se usa típicamente un capacitor de 10 mF.

La Tabla I resume las características de diseño del convertidor AAC Asimétrico y del MMC convencional.

TABLA I
CARACTERISTICAS AAC ASIMÉTRICO Y MMC DE 30 MW, 30 KV DC.

	ACC Asimétrico	MMC Convencional
Potencia nominal	30 MW	30 MW
Tensión lado DC	20 kV	30 Kv
Tensión lado AC	21.2 kV	18.4 kV
Numero de módulos por rama	20	20
Número total de módulos	60	120
Numero de IGBTs por rama	40	40
Numero de IGBTs por válvula	20	-
Número total de IGBTs	180	240
Capacitancia del modulo	5.9 mF	4.6 mF
Número total de	60	120

capacitores		
Total energía almacenada	399 kJoules	624 kJoules

b) Pérdidas de Potencia

Se calculó pérdidas de potencia del convertidor para condiciones nominales de operación para el modo inversión y modo rectificación. El cálculo se realiza mediante el post procesamiento de las formas de onda simuladas de tensión y corriente en la entrada de cada módulo del convertidor. Utilizando un modelo aproximado del IGBT, derivado de la hoja de datos del fabricante [14], es posible calcular la tensión en estado de conducción, y con ello la potencia disipada por conducción en los IGBT y su correspondiente diodo inverso. Las pérdidas por conmutación se determinan buscando los eventos de conmutación en la tensión del módulo y calculando las pérdidas, dependiendo de la dirección de la corriente y del evento de conmutación, de encendido, apagado y recuperación inversa asociadas a estos eventos [4]. Para la creación de la tensión de rama, y de esta manera tensión de cada módulo, se usa el método de modulación del nivel más cercano. Como el número de niveles de las formas de onda de tensión es alto, las corrientes de rama prácticamente no contienen rizado por conmutación. Para mantener el balance de tensiones de los capacitores se usa el método de Ordenar y Seleccionar con una frecuencia de 16 veces por ciclo de la tensión de línea. De acuerdo a las simulaciones usando los modelos de convertidor simplificado, esto resulta en una frecuencia de conmutación promedio de los IGBTs de 140 Hz y 190 Hz para el AAC Asimétrico y MMC, respectivamente. Esto es consistente con una frecuencia de conmutación de 150 Hz, usada típicamente en MMCs. Se debe notar que las válvulas superiores del AAC Asimétrico conmutan sin corriente ni tensión (conmutación suave), por lo tanto, no existen pérdidas por conmutación asociadas a ellos.

La Tabla II muestra los resultados de cálculo de pérdidas de potencia en los dispositivos de potencia del AAC Asimétrico y MMC para operación en modo rectificador e inversor con factor de potencia unitario

TABLA II
PÉRDIDAS DE POTENCIA EN LOS DISPOSITIVOS DE CONMUTACIÓN

Pérdidas Convertidor	AAC Asimétrico (REC)	AAC Asimétrico (INV)	MMC (REC)	MMC (INV)
Conducción en módulos	0.297%	0.336%	0.460%	0.530%
Conmutación en módulos	0.041%	0.041%	0.115%	0.115%
Conducción en válvulas	0.222%	0.272%	-	-
Totales	0.560%	0.649%	0.575%	0.645%

Donde:

(REC): Modo rectificación.

(INV): Modo inversión.

Como se observa de los resultados de pérdidas, el AAC Asimétrico tiene pérdidas de potencia prácticamente iguales que el MMC convencional, pero con la ventaja de usar solo la mitad de los módulos que un MMC (de similares características que los módulos de un MMC). Esto es módulos que usan los mismos semiconductores de potencia y un capacitor de tamaño similar a los de un módulo de MMC. Esto resulta en un convertidor más compacto que el MMC.

CONCLUSIONES

Se ha demostrado la factibilidad de un convertidor MMC híbrido, similar al AAC, pero que usa ramas modulares solo en la parte inferior del convertidor. Este convertidor, denominado AAC Asimétrico, reduce el número de módulos y con ello el volumen del convertidor.

Para demostrar la operación, se desarrolló una estrategia de control basada en el balance de energía almacenada en cada rama para imponer las corrientes de entrada y salida del convertidor, manteniendo regulada la tensión del capacitor de todos los módulos y las corrientes de rama dentro de los límites normales de operación. La topología, y su sistema de control asociado, fueron demostradas mediante simulaciones y en forma experimental, confirmando un buen desempeño en términos de control de las corrientes de rama y regulación de las tensiones de los capacitores. Se estima que el AAC Asimétrico puede ser una alternativa al MMC convencional en sistemas HVDC.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el soporte de Conicyt-Chile para realizar este trabajo a través de Proyecto Fondecyt No. 1151325 y FONDAP 15110019.

REFERENCIAS

- [1] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, 2015.
- [2] K. Sharifabadi, L. Harnefors, H.-P. Nee, S. Norrga, and R. Teodorescu, Design, control, and application of modular multilevel converters for HVDC transmission systems. John Wiley & Sons, 2016.
- [3] Y. Tang, M. Chen, and L. Ran, "A compact mmc submodule structure with reduced capacitor size using the stacked switched capacitor architecture," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 10, pp. 6920–6936, 2016.
- [4] M. M. Merlin, T. C. Green, P. D. Mitcheson, D. R. Trainer, R. Critchley, W. Crookes, and F. Hassan, "The alternate arm converter: A new hybrid multilevel converter with dc-fault blocking capability," *IEEE transactions on power delivery*, vol. 29, no. 1, pp. 310–317, 2014.
- [5] D. Soto-Sánchez, M. Hernández, I. Andrade, and R. Peña, "Control of an asymmetric alternate arm converter for hvdc," in 2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON), Oct 2017, pp. 1–6.
- [6] A. Nami, J. Liang, F. Dijkhuizen, and G. D. Demetriades, "Modular multilevel converters for hvdc applications: Review on converter cells and functionalities," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 18–36, 2015.
- [7] I. A. Gowaid, G. P. Adam, B. W. Williams, A. M. Massoud, and S. Ahmed, "The transition arm multilevel converter — a concept for medium and high voltage dc-dc transformers," in 2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), March 2015, pp. 3099–3104.
- [8] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel

converters," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 4–17, 2015.

[9] M. Saeedifard and R. Irvani, "Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system," *IEEE Transactions on power delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2903–2912, 2010.

[10] D. Soto-Sanchez and T. Green, "Control of a modular multilevel converter based hvdc transmission system," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Proceedings of the 2011-14th European Conference on. IEEE, 2011, pp. 1–10.

[11] R. A. Vargas, A. Figueroa, S. E. DeLeon, J. Aguayo, L. Hernandez, and M. A. Rodriguez, "Analysis of minimum modulation for the 9level multilevel inverter in asymmetric structure," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 13, no. 9, pp. 2851–2858, Sept 2015.

[12] R. S. Camargo, W. T. Nunes, D. M. Dallapicula, L. F. Encarnacao, and D. S. L. Simonetti, "Design and analysis methodology for modular multilevel converters (mmc)," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 4, pp. 1105–1112, April 2018.

[13] D. A. B. Zambra and J. R. Pinheiro, "Comparison of phase-shift and step wave modulation technique applied to symmetrical cascaded multilevel inverter," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 11, no. 5, pp. 1156–1162, Sept 2013.

[14] Silicon N-Channel IEGT, TOSHIBA Corporation, 2008, available: <http://www.datasheetarchive.com/MG1200FXFIUS53-datasheet.html>.

[15] M. M. C. Merlin, D. Soto-Sanchez, P. D. Judge, G. Chaffey, P. Clemow, T. C. Green, D. R. Trainer, and K. J. Dyke, "The extended overlap alternate arm converter: A voltage-source converter with dc fault ride-through capability and a compact design," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 5, pp. 3898–3910, May 2018.



Diego Soto Sanchez. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico de la Universidad de Magallanes, Chile, en 1990, y el grado de Ph.D. del Imperial College, Londres, Reino Unido, en 1999. Desde 1990, ha sido académico de las asignaturas de electrónica de potencia y accionamientos eléctricos en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Magallanes, Chile. Sus áreas de investigación incluyen los convertidores de alta potencia para sistemas FACTS y los sistemas de transmisión HVDC.

Marcelo Hernández. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico de la Universidad de Magallanes, Chile, en el año 2017. Realizó su trabajo de titulación en el área de convertidores multinivel modulares. Actualmente trabaja en forma independiente en el área de proyectos eléctricos.



Iván Andrade Agüero nació el 24 de Febrero de 1979 en Punta Arenas, Chile. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico de la Universidad de Magallanes, Chile, en 2007 y es Doctor en Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Concepción, Chile. Actualmente se desempeña como académico del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad de Magallanes. Sus áreas de interés incluyen control de convertidores de potencia, los accionamientos con máquinas eléctricas y los sistemas de energías renovables.



Rubén Peña Guíñez Nació el 19 de agosto de 1960 en Coronel, Chile. Recibió el título de Ingeniero Eléctrico de la Universidad de Concepción, Chile, en 1984, y los grados de M.Sc y Ph.D de la Universidad de Nottingham, Nottingham, Reino Unido, en 1992 y 1996, respectivamente. De 1985 a 2008 se desempeñó como académico en la Universidad de Magallanes, Punta Arenas, Chile. Actualmente se desempeña como profesor titular del departamento de Ingeniería eléctrica de la Universidad de Concepción. Sus intereses principales son el control de convertidores de potencia, accionamientos de corriente alterna y sistemas de energías renovables.