

Esquema de Control DPC para un Enlace HVDC con Convertidores Modulares Multinivel

Isaac González Torres, Homero Miranda-Vidales,
Victor M. Cárdenas, Mario González,¹
Cesar F.F. Méndez-Barrios,

Centro de Investigación y Estudios de Posgrado
Facultad de Ingeniería – UASLP. Manuel Nava No. 8, CP: 78290,
Zona Universitaria, San Luis Potosí, S.L.P., MEXICO,
{jorge.torres, hmirandav, mgonzale, fernando.barrios, vcardena}@uaslp.mx

Abstract: En este trabajo se presenta un esquema de transmisión de alto voltaje en corriente continua (VSC–HVDC) mediante convertidores modulares multinivel (MMC) en configuración *back to back*, para el cual se desarrolla un control directo de potencia (DPC) basado en el análisis fasorial de una de las ramas del convertidor que además está compuesto de un número reducido de lazos de retroalimentación. Para el accionamiento del convertidor de electrónica de potencia se emplea la modulación de nivel más cercano, que permite el balance natural de las tensiones en los diferentes condensadores del convertidor. El sistema completo se simula en PLECS® con la finalidad de corroborar el desempeño del esquema de control.

Keywords: Power systems, HVDC transmission lines, Electronic applications, Power control, PI controllers.

1. INTRODUCCIÓN

El aumento en el consumo energético, la creciente cobertura de la red eléctrica, así como la inclusión de diferentes fuentes de generación de forma distribuida han creado la necesidad de transportar energía e interconectar sistemas de potencia de forma más eficiente y a través de distancias más largas. Una posible solución es el uso de sistemas de transmisión en corriente continua (HVDC) los cuales utilizan estaciones de conversión que permiten un mayor control sobre el flujo de energía, posibilitan mejorar la calidad de las redes que los alimentan. Además, los convertidores al almacenar energía están facultados para contrarrestar microfallas, aumentar la eficiencia y la confiabilidad global (Kano et al., 2012).

Dado el constante desarrollo en los dispositivos semiconductores y los convertidores de electrónica de potencia, los sistemas de HVDC basados en convertidores fuente de tensión (VSC) como estaciones de conversión, se han vuelto una solución factible desde el punto de vista técnico y económico (Arrillaga et al., 2007). Este tipo de enlaces de transmisión en *cc* con convertidores fuentes de tensión (VSC-HVDC) tomaron un papel protagónico dada la reducción en el contenido armónico en las corrientes y tensiones de salida, capacidad para interconectar sistemas asíncronos, así como la posibilidad de controlar la potencia activa y reactiva de forma independiente (Rodríguez et al., 2009). La evolución de las topologías convencionales (inversores/rectificadores) a convertidores multinivel permitieron incrementar el nivel de tensión y corriente en aplicaciones de mayor potencia; sin embargo, un elevado

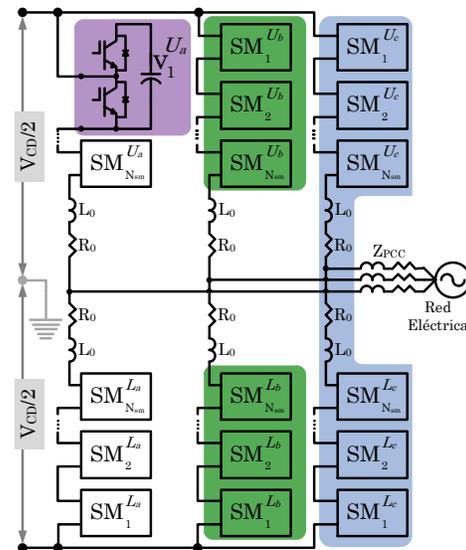


Fig. 1. Diagrama eléctrico del MMC trifásico.

número de niveles implica un incremento en los lazos de control, además de que los modelos matemáticos que se obtienen son más complejos de forma que las distintas dinámicas que intervienen en el sistema no son fáciles de reproducir (Gonzalez-Torres et al., 2014).

Una de las topologías multinivel que trabaja con un número elevado de niveles es el convertidor multinivel modular (MMC), el cual se ilustra en la Figura 1 (Lesnicar and Marquardt, 2003). Éste posee diferentes ventajas respecto a las topologías clásicas como: reconfigurabilidad puesto que los submódulos (SM) que lo componen son

¹ Research Fellow CONACyT - UASLP

idénticos y pueden ser substituidos de forma directa. Además, gracias a la modularidad, se logra un grado mayor de confiabilidad y disponibilidad, superior a las topologías convencionales (Hagiwara and Akagi, 2009; Saedifard and Irvani, 2011). Otra característica relevante es la reducida frecuencia de conmutación de los SM, lo que permite el uso de interruptores, de electrónica de potencia, de mayor potencia que por ende tienen tiempos de encendido y apagado más lentos; sin aumentar con ello el contenido armónico de las señales a la salida del convertidor.

En la literatura especializada se proponen diferentes esquemas de control de los cuales sobresalen dos vertientes: el control por desacoplo de corrientes y el control directo de potencia (DPC). En (Zhang et al., 2014) se realiza un análisis comparativo y arroja que la facilidad para implementar el DPC lo hace atractivo aun cuando el desempeño del control basado en el desacoplo de corrientes brinda mejores resultados. Diferentes autores como (Ma et al., 2016; Zhang and Qu, 2015; Verveckken et al., 2012) han implementado esquemas para el control directo de potencia en distintas topologías convencionales y multinivel. Algunas aplicaciones en control se han propuesto para el convertidor modular multinivel, como se muestra en (Hazem and Moustafa, 2015); sin embargo se presentan varias diferencias en el esquema de control propuesto, el cual está en función de la tensión y la frecuencia en el punto de conexión común (PCC), la técnica de modulación para el desarrollo de esta aplicación no es la adecuada dado el reducido número de niveles y finalmente queda abierto el tema del cálculo de las señales de control en base a la potencia a manejar. En este trabajo se propone y desarrolla un esquema de control directo de potencia para un enlace VSC-HVDC en configuración *back to back* (BtB), con estaciones de conversión basadas en convertidores modulares multinivel. Para desarrollar el DPC, se hace especial énfasis en el análisis de la estructura del convertidor y técnica de modulación para así sintetizar un modelo matemático mediante un circuito eléctrico equivalente del MMC; logrando un esquema de control que permite regular la transferencia de potencia, además de contar con un número de lazos de retroalimentación reducido. El resto del trabajo está organizado como sigue: en la sección 2 se describe la estructura y modulación del convertidor MMC. Posteriormente, la sección 3 muestra el modelo matemático para cada fase del convertidor y se sintetiza el esquema de control directo de potencia. A continuación en la sección 4 se muestran y analizan los resultados de simulación y finalmente en 5 se enuncian las conclusiones del trabajo.

2. DESCRIPCIÓN Y OPERACIÓN DEL SISTEMA HVDC BASADO EN MMC

En esta sección se describen las etapas más importantes del enlace VSC-HVDC y se detalla el funcionamiento que desempeña cada una. Como primer punto se hace hincapié en el par de convertidores MMC que forman parte de un enlace entre dos redes eléctricas en *ca*, que a través de una línea de transmisión en *cc* efectúan el flujo bidireccional de potencia, tal como se muestra en la Figura 2.

La conversión de la energía eléctrica se lleva a cabo mediante los convertidores MMC trifásicos, cuya estructura

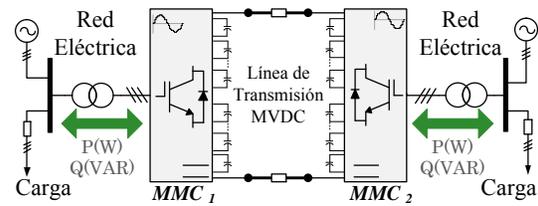


Fig. 2. Red VSC-HVDC basada en MMC.

se muestra en la Figura 1 y está compuesta por tres ramas idénticas (*a*, *b*, *c*). Cada una de éstas está constituida por dos bloques superior (*U*) e inferior (*L*). Finalmente cada bloque consta de un número de submódulos (N_{sm}) idénticos en su construcción y operación. Ambos bloques están interconectados mediante inductores de desacoplo los cuales determinan en parte la dinámica del MMC, limitando la cantidad de potencia del convertidor, así como reduciendo el di/dt durante alguna falla (Li et al., 2012; Tu and Xu, 2011). Además, la interconexión del MMC con la red eléctrica en *ca* se lleva a cabo mediante un arreglo inductivo. Cabe mencionar que el punto intermedio en el bus de *cc* es virtual y se utilizará para el modelado del convertidor.

El dimensionamiento del condensador se aborda desde un punto de vista energético por diferentes autores como (Peralta et al., 2013); donde se define el valor de los condensadores en función principalmente de: la potencia a transmitir, la tensión en cada su SM y el rizo máximo permitido.

2.1 Esquema de modulación del nivel más cercano

Para poner en operación al MMC se debe generar un conjunto de señales de conmutación mediante una técnica de modulación. En (Mei et al., 2013; Li et al., 2012; Son et al., 2012; Tu and Xu, 2011; Gnanarathna et al., 2011) se reportan diferentes técnicas de modulación multinivel con las cuales se sintetiza formas de onda escalonadas a la salida de la estación de conversión. Dentro de estas estrategias se encuentran la modulación sinusoidal de ancho de pulso (SPWM), espacios vectoriales (SVM), eliminación selectiva de armónicos (SHE), aproximación por vector (NLV) y por aproximación de nivel (NLC).

De las técnicas de modulación reportadas, la NLC destaca por sobre las demás debido a que se sirve de los estados de conmutación redundantes propios del MMC, para de forma natural y simple, conseguir un balance entre las tensiones de los condensadores; sin la necesidad de algún lazo de control extra, con lo que ha probado ser idónea para convertidores con un alto número de niveles. Sin embargo la dificultad está relacionada con la implementación; puesto que además de tener que sensar la tensión de cada submódulo, es necesario conocer el sentido de la corriente en cada bloque que compone al MMC. Aunado a esto se encuentra el esfuerzo computacional para seleccionar la combinación más adecuada de señales de conmutación.

Estados de conmutación permitidos. El principio de funcionamiento básico de la modulación para MMC es encender y/o apagar de forma conveniente submódulos (SM) para obtener señales escalonadas, lo que al mismo tiempo

posibilita reducir la tensión que soporta cada dispositivo semiconductor. En particular, el MMC en conjunto con la técnica NLC, durante su ejecución, deben de cumplir con una condición fundamental; la cual requiere que en todo momento, cuales quiera, N_{sm} celdas de ambos bloques estén encendidas. Con lo que se consigue: que la tensión en el bus de cc se reparta equitativamente a lo largo de los $2 \cdot N_{sm}$ submódulos que componen la rama del convertidor; igualmente se reduce y aprovecha el número de estados de conmutación redundantes del MMC, y como consecuencia de esto el máximo número de niveles que el convertidor genera a la salida es $N_{sm} + 1$.

Para dejar más en claro la condición del funcionamiento, se plantea un ejemplo. Se tiene un convertidor compuesto por 12 submódulos en cada bloque, lo que implica que cada rama consta de 24 SM, con lo que la salida estará formada por 13 niveles de tensión. Si se desea que la salida esté compuesta por cero niveles de tensión, 6 SM del bloque superior y 6 SM del bloque inferior deben de estar encendidos. Ahora bien si la salida está en el nivel 4 positivo, entonces 10 SM del bloque superior y 2 SM del bloque inferior deben de estar encendidos.

Método para la selección de los estados de conmutación.

El modo de operación o restricción previamente expuesto deja entrever que no todas las combinaciones para los estados de conmutación son válidas y que la extensa cantidad de estados redundantes hace posible el balance en tensión de los condensadores. Entonces en este trabajo, el criterio para elegir el conjunto de señales de conmutación se simplifica a escoger un único SM; para ello la Tabla 1 muestra las reglas para seleccionar el SM a conmutar. Donde primeramente se determina si existe una diferencia entre el número de submódulos a encender y los que están encendidos, dicha diferencia se denominará como ΔN_{on} . Si $\Delta N_{on} = 0$ significa que no hay cambios entre el estado actual y el anterior por ende no se generan cambios en las señales de conmutación; ahora bien si $\Delta N_{on} > 0$ equivale a que por lo menos un SM debe de ser encendido; caso contrario es que $\Delta N_{on} < 0$ con lo que es necesario apagar submódulos. Dependiendo del sentido de la corriente en el bloque (i_U) se selecciona el de mayor o el de menor tensión; la corriente se considera positiva si fluye del bus de cc al punto central de la rama.

La Tabla 1 es aplicable al bloque inferior, únicamente es necesario substituir ΔN_{on} por ΔN_{off} que hace referencia al número de SM a apagar entre el instante anterior y el actual; y la i_U se intercambia por la corriente del bloque inferior (i_L); dejando la lógica de selección tal cual aparece.

Modulación híbrida. Para llevar acabo el método de selección es necesario determinar el número de SM a conmutar (ΔN_{on}) entre el instante anterior y el actual. Para determinar dicho valor, la técnica de modulación

Tabla 1. Lógica para la selección del submódulo a conmutar.

ΔN_{on}	i_U	On	Off	Mayor	Menor
+1	+1	1	0	0	1
+1	-1	1	0	1	0
-1	+1	0	1	1	0
-1	-1	0	1	0	1

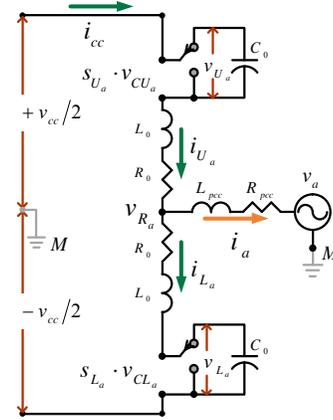


Fig. 3. Circuito equivalente del MMC (rama a)

NLC clásica utiliza un algoritmo de redondeo, el cual sintetiza a la salida del MMC formas de onda escalonadas con una gama de componentes armónicas de bajo orden. Con la finalidad concentrar el contenido armónico en una sección de alta frecuencia, se propone utilizar la técnica disposición de fase opuesta (POD) para determinar el número de SM a encender.

3. MODELADO Y CONTROL PARA EL CONVERTIDOR MODULAR MULTINIVEL

Una vez que el convertidor MMC está caracterizado, asumiendo que la técnica de modulación mantiene balanceadas las tensiones en los buses de cc en cada uno de los submódulos; se proponen las siguientes simplificaciones:

- La tensión y las corrientes están balanceadas en magnitud y fase tanto en las ramas del convertidor como en el punto de conexión común.
- Se modelan los submódulos de un bloque como un único SM y de esta manera se considera únicamente la tensión de ambos bloques por rama (v_U, v_L).
- La función de conmutación se representa como una señal continua.

El circuito equivalente resultante para una de las fases del MMC, en el que se puede apreciar que los submódulos de cada bloque se modelan como un único SM, se muestra en Figura 3.

A partir del esquema simplificado del MMC se deduce la expresión que modela la corriente en el PCC, tal como sigue:

$$(L_0 + 2L_{pcc}) \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} - (R_0 + 2R_{pcc}) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} s_{L_a} \cdot v_{cL_a} - s_{U_a} \cdot v_{cU_a} \\ s_{L_b} \cdot v_{cL_b} - s_{U_b} \cdot v_{cU_b} \\ s_{L_c} \cdot v_{cL_c} - s_{U_c} \cdot v_{cU_c} \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Donde: i_x son las corrientes en el PCC, v_x son las tensiones del PCC, s_{B_x} representan las funciones de conmutación y v_{cB_x} son las tensiones presentes en los condensadores. Con $x = \{a, b, c\}$ y $B = \{U, L\}$.

La tensión a la salida del convertidor en cada fase se determina como la diferencia de potencial que existe entre

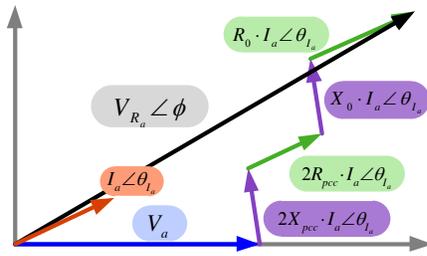


Fig. 4. Diagrama fasorial

el bloque superior y el inferior, que tiene como punto de referencia el nodo virtual M ; por tanto v_{R_x} queda definida como:

$$v_{R_x} := s_{L_x} \cdot v_{cL_x} - s_{U_x} \cdot v_{cU_x}. \quad (2)$$

La representación fasorial de (1) se muestra en la Figura 4 y a partir de ésta se obtiene que:

$$V_{R_a} = V_a + 2(R_{pcc} + i X_{pcc}) I_a^* + (R_0 + i X_0) I_a^*, \quad (3)$$

donde la corriente I_a^* es el complejo conjugado de la corriente en la fase a y está definida como:

$$I_a = \frac{\sqrt{P^2 + Q^2}}{6 \cdot V_{cc}} \angle \arctan\left(\frac{Q}{P}\right). \quad (4)$$

La tensión en la rama queda expresada de la siguiente forma:

$$V_{R_a} = \left[V_a + R_T I_{a_r}^* - 2\pi\omega L_T I_{a_j}^* \right] + i \left[R_T I_{a_j}^* + 2\pi L_T \omega I_{a_r}^* \right]. \quad (5)$$

Donde: $R_T = R_0 + 2R_{pcc}$, $L_T = L_0 + 2L_{pcc}$; I_{a_r} e I_{a_j} son la parte real e imaginaria de la corriente I_a respectivamente.

A partir de V_{R_a} se deduce el índice de modulación en magnitud es:

$$m_{R_a} = \frac{2 \|V_{R_a}\|_2}{V_{cc}} \angle \arg(V_{R_a}). \quad (6)$$

3.1 Esquema de Control Directo de Potencia

Mediante el análisis fasorial se puede apreciar que las potencias eléctricas definen a la corriente en el PCC y ésta a su vez define a la señal moduladora. Entonces se propone un esquema de control en lazo cerrado utilizando la potencia activa y reactiva que el convertidor entrega. Para ello se define la potencia eléctrica de un sistema trifásico en función de las corrientes y tensiones en el punto de conexión común, haciendo uso de (Chen and Joós, 2008).

$$p = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$q = -\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} i_b - i_c \\ i_c - i_a \\ i_a - i_b \end{bmatrix} \quad (8)$$

El diagrama de la Figura 5 muestra el esquema de control directo de potencia (DPC); donde a partir de la medición de la potencia que se inyecta a la red se cierra el lazo de control para obtener las señales de error, que permitirán que los compensadores PI propuestos logren los objetivos

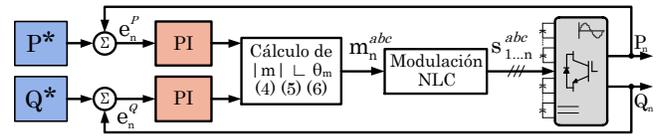


Fig. 5. Esquema de control para el DPC.

Tabla 2. Ganancias de los compensadores PI

Compensador	Kp	Ki
P	8.8×10^{-1}	3.5×10^{-4}
Q	2.25×10^{-2}	$2.525 \times 10^{+1}$

de control y alcanzar las referencias de potencia deseadas. El esquema de control se aplica de forma idéntica a ambos convertidores, lo cual es posible si ambos poseen una referencia de potencia activa idéntica pero de signo contrario; además de despreciar el efecto de la línea de transmisión lo cual es viable si ambos convertidores están lo suficientemente cerca uno del otro.

Cada compensador PI está destinado al control de una variable del sistema, por tal razón deben de presentar velocidades de respuesta diferentes para actuar como sistemas desacoplados (Gonzalez-Torres et al., 2014). Se decide que el lazo de control para la potencia activa P tenga una dinámica más rápida que el lazo de la potencia reactiva Q . En la Tabla 2 se enuncian las ganancias de los compensadores PI.

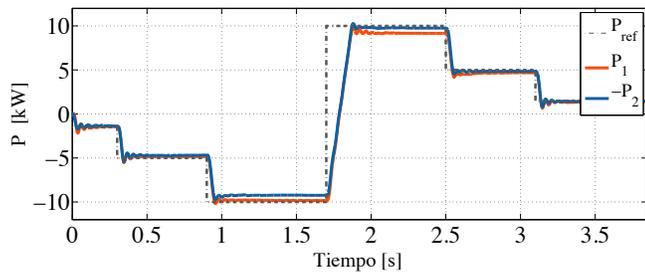
4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para corroborar el desempeño de los esquemas propuestos de modulación y control, se presentan los resultados de simulación de un sistema a pequeña escala, los cuales son obtenidos en PLECS[®]. La Tabla 3 muestra los parámetros de ambas redes y ambos MMC en configuración BtB. Los convertidores MMC de esta prueba son de 13 niveles; lo que significa que el número de IGBTs con el que están compuestas ambas estaciones de conversión es de 288. Se debe hacer énfasis que ambas redes en ca tienen las mismas características de frecuencia y tensión, asimismo que ambos MMC se encuentran a corta distancia por lo que únicamente se toma en cuenta el efecto resistivo del conductor en el enlace de cc .

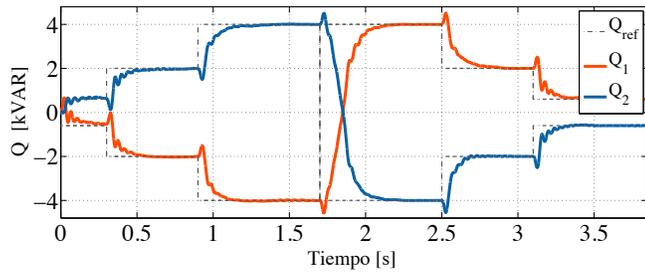
En la Figura 6 se muestra el comportamiento de la potencia eléctrica del sistema BtB, donde la potencia se calcula mediante una señal promedio, la cual requiere de un cuarto de ciclo de red para entregar un valor de potencia válido. La potencia activa mostrada en la Figura 6(a), el sistema se regula en un valor promedio de $P_1 = 9.8\text{kW}$ y $P_2 = 9.2\text{kW}$ y un sobreimpulso que llega a los 10.28kW y un tiempo de estabilización de 200 ms. El comportamiento de la potencia reactiva es también

Tabla 3. Parámetros eléctricos del sistema.

Parámetro	$\ \bullet\ $	U	Parámetro	$\ \bullet\ $	U
N_{sm}	12		L_{pcc}	2.2	mH
V_{abc}	220	V	R_{pcc}	0.083	Ω
f_{abc}	60	Hz	C_0	9.9	mF
V_{cc}	500	V	L_0	3.5	mH
P_{max}	10	kW	R_0	0.092	Ω
Q_{max}	4	kVAR	R_{cc}	0.01	Ω
m_f	63				



(a) Potencia activa.



(b) Potencia reactiva.

Fig. 6. Desempeño de P y Q en el enlace HVDC.

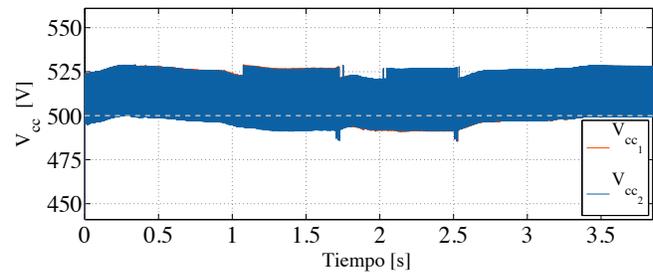
escalonado y se puede observar en la Figura 6(b) que los valores se regulan en $Q_1 = 4.0 \text{ kVAR}$ y $Q_2 = 3.99 \text{ kVAR}$. Las ganancias seleccionadas para este lazo de control permiten que sea lento en comparación con el primer lazo, dando como resultado un tiempo de estabilización de 350 ms . Sin embargo el sobretiro de potencia es elevado alcanzando los 4.5 kVAR .

La Figura 7(a) muestra el comportamiento de la tensión en el bus de cc . En ésta se observa que la técnica de modulación NLC-SPWM mantiene balanceada la tensión en cada condensador y en consecuencia el bus de cc se mantiene en su valor promedio ($\approx 512 \text{ V}$); las fluctuaciones que se presentan al variar la cantidad de potencia se deben a la caída de tensión provocada por el aumento en la corriente. Además, el rizo del 3.5% en V_{cc} es efecto de las señales de conmutación y de la componente al triple de la frecuencia de línea. La corriente i_{cc} de la Figura 7(b) tiene un valor promedio de $\approx 18.85 \text{ A}$ y presenta un sobretiro que llega hasta los 20.68 A , con un tiempo de estabilización después de la inversión de 250 ms .

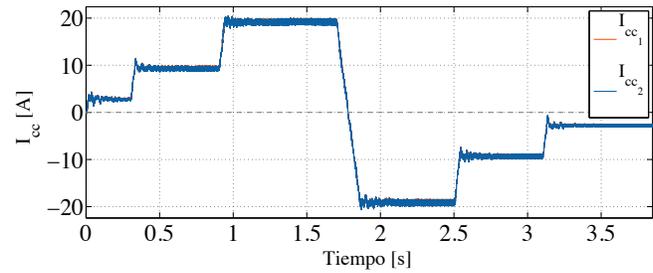
En la Figura 8 se aprecia la tensión a la salida del MMC, compuesta por un número elevado de niveles. La THD_v máxima de la forma de onda en tensión es de 8.3% y la THD_i en corriente, antes de la inductancia de enlace, tiene un valor porcentual de 1.54% .

El bajo contenido armónico es una de las principales ventajas del MMC, lo cual permite conectarse directamente a la red y prescindir de grandes etapas de filtrado. Además, se observa el instante cuando se lleva a cabo la inversión de potencia y la corriente precisa de aproximadamente 10 ciclos de red para estabilizarse.

Una de las condiciones para que cualquier convertidor multinivel trabaje correctamente, es que la tensión presente en los condensadores esté en su valor deseado. La Figura 9 muestra las tensiones dentro del bloque superior en la rama a del MMC₁ (ver figura 2). Donde los condensadores se seleccionan para que el rizo sea menor

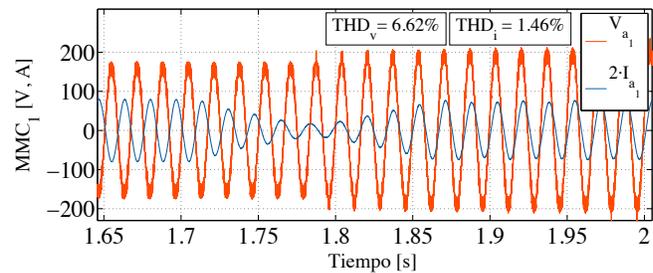


(a) Tensión en cc .

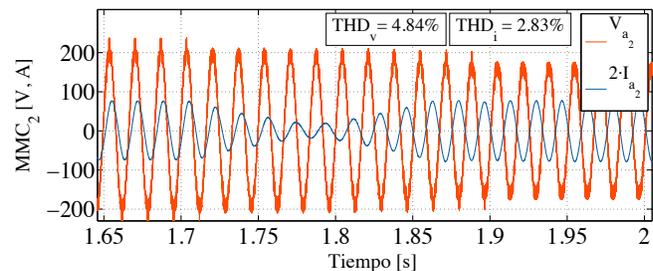


(b) Corriente en cc .

Fig. 7. Tensión y corriente en la línea de transmisión.



(a) Tensión y corriente en ca del MMC₁.



(b) Tensión y corriente en ca del MMC₂.

Fig. 8. Señales en ca a la salida del MMC.

al 15% bajo los parámetros de la Tabla 2, al analizar su comportamiento la tensión promedio de 41.8 V con un rizo máximo del 13.8% .

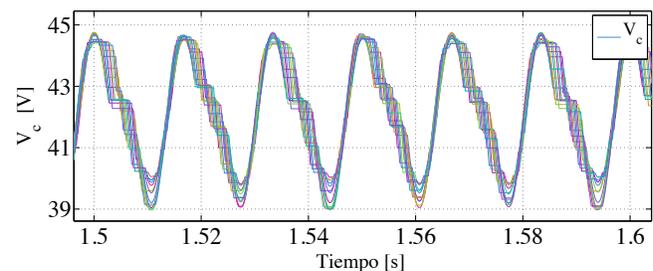


Fig. 9. Tensión de los condensadores.

5. CONCLUSIÓN

En este artículo se implementó un esquema basado en el control directo de potencia para un enlace HVDC con convertidores modulares multinivel. El esquema de control está basado en el análisis fasorial del circuito equivalente propuesto. Además, es posible determinar que la técnica de modulación NLC-híbrida propuesta para este convertidor es suficiente para mantener regulada la tensión en *cc* de los condensadores a lo largo de la rama del MMC, aun ante cambios de corriente producidos por variaciones en los perfiles de demanda de potencia. En consecuencia de lo anterior, el par técnica de modulación y esquema DPC trabajando en conjunto, permiten prescindir de un lazo de control típicamente destinado a regular la tensión en *cc*. Lo que reduce el número de trayectorias de retroalimentación y marca una superioridad notable entre el esquema propuesto y otras soluciones existentes. El esquema de control muestra un buen desempeño regulando la cantidad de potencia activa y reactiva que fluye a través de ambos convertidores, al mismo tiempo que entrega corrientes y tensiones sinusoidales con bajo contenido armónico; todo esto resultado del balance en tensión de los condensadores de las ramas del MMC. Una desventaja de este esquema es el cálculo de la potencia promedio; el cual necesita un determinado periodo para lograr una salida válida, limitando la respuesta dinámica del controlador. Finalmente, el número de sensores para medir la corriente de los bloques es un aspecto a considerar; sin embargo éstos tienen un doble propósito puesto que los esquemas que reducen el armónico en corriente de segundo orden necesitan esta medición.

AGRADECIMIENTOS

El primer autor agradece al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por el apoyo económico brindado, correspondiente a la beca 369572, para el desarrollo de los estudios de doctorado.

REFERENCIAS

- Arrillaga, J., Liu, Y., and Watson, N. (2007). *Flexible Power Transmission: The HVDC Options*. Wiley.
- Chen, B.S. and Joós, G. (2008). Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(6), 2729–2737.
- Gnanarathna, U.N., Gole, A.M., and Jayasinghe, R.P. (2011). Efficient modeling of modular multilevel hvdc converters (mmc) on electromagnetic transient simulation programs. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26(1), 316–324.
- Gonzalez-Torres, I., Miranda, H., Cardenas, V., and Salas, R.A. (2014). Gain scheduling scheme assisting the control strategy for three-level npc vs-cvdc transmission system. In *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 4635–4641.
- Hagiwara, M. and Akagi, H. (2009). Control and experiment of pulsewidth-modulated modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(7), 1737–1746.
- Hazem, K.M. and Moustafa, M.M.Z. (2015). Performance and control of a back to back mmc-hvdc for asynchronous ac networks interconnection. In *IEEE 28th Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE)*, 1066–1071.
- Kano, A., Shinohara, Y., Mitani, Y., and Qudaih, Y. (2012). Mega-solar power modification by using controllable distributed generation. In *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC), 2012 Asia-Pacific*, 1–4. doi:10.1109/APPEEC.2012.6307705.
- Lesnicar, A. and Marquardt, R. (2003). An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range. In *IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, volume 3, 6 pp. Vol.3–.
- Li, Z., Wang, P., Zhu, H., Chu, Z., and Li, Y. (2012). An improved pulse width modulation method for chopper-cell-based modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8), 3472–3481.
- Ma, H., Xie, Y., and Shi, Z. (2016). Improved direct power control for vienna-type rectifiers based on sliding mode control. *IET Power Electronics*, 9(3), 427–434.
- Mei, J., Xiao, B., Shen, K., Tolbert, L.M., and Zheng, J.Y. (2013). Modular multilevel inverter with new modulation method and its application to photovoltaic grid-connected generator. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(11), 5063–5073.
- Peralta, J., Saad, H., Denetiere, S., Mahseredjian, J., and Nguéfeu, S. (2013). Detailed and averaged models for a 401-level mmc-hvdc system. *Power and Energy Society General Meeting (PES), 2013 IEEE*, 1–1. doi: 10.1109/PESMG.2013.6672356.
- Rodriguez, J., Franquelo, L., Kouro, S., Leon, J., Portillo, R., Prats, M., and Perez, M. (2009). Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. *Proceedings of the IEEE*, 97(11), 1786–1817.
- Saeedifard, M. and Irvani, R. (2011). Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back hvdc system. *IEEE Power and Energy Society General Meeting*, 1–1.
- Son, G.T., Lee, H.J., Nam, T.S., Chung, Y.H., Lee, U.H., Baek, S.T., Hur, K., and Park, J.W. (2012). Design and control of a modular multilevel hvdc converter with redundant power modules for noninterruptible energy transfer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(3), 1611–1619.
- Tu, Q. and Xu, Z. (2011). Impact of sampling frequency on harmonic distortion for modular multilevel converter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 26(1), 298–306.
- Vervecken, J., Silva, F., Barros, D., and Driesen, J. (2012). Direct power control of series converter of unified power-flow controller with three-level neutral point clamped converter. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 27(4), 1772–1782.
- Zhang, Y., Gui, X., Yang, M., and Xu, D. (2014). Comparison of direct current control and direct power control using svpmw modulation. In *Fourth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control (IM-CC)*, 936–940.
- Zhang, Y. and Qu, C. (2015). Table-based direct power control for three-phase ac/dc converters under unbalanced grid voltages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7090–7099.