

# Análisis del Convertidor BTB Monofásico con Celdas en Paralelo

J. Almaguer<sup>1</sup>, V. Cárdenas<sup>1</sup>, H. Miranda<sup>1</sup>, J. Alcalá<sup>2</sup>, A. Rivera<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Facultad de Ingeniería  
Universidad Autónoma de San  
Luis Potosí  
San Luis Potosí, SLP, México

<sup>2</sup>Facultad de Ingeniería  
Electromecánica  
Universidad de Colima  
Manzanillo, Colima, México

**Resumen**— En este trabajo se presenta el análisis de un convertidor Back-to-Back monofásico con una estructura de  $n$  celdas en paralelo para controlar el flujo bidireccional de potencia activa entre dos sistemas de CA. El sistema está formado por celdas monofásicas acopladas magnéticamente a través de un transformador de múltiples devanados de entrada y una salida. La estrategia principal para operar el esquema propuesto parte de distribuir entre las  $n$  celdas la potencia total activa que se desea transferir. La estructura multicelda mantiene la capacidad de compensación de potencia reactiva de manera independiente en cada uno de los sistemas de CA. Se presenta un criterio para disminuir la distorsión armónica en la corriente de salida en niveles de baja potencia de operación. Se presentan resultados de simulación para un sistema de dos celdas BTB de 1 kVA cada una.

**Palabras clave:** Convertidor BTB multinivel, Flujo bidireccional de potencia, compensación reactiva.

## I. INTRODUCCIÓN

La incorporación de fuentes alternas para la generación de energía eléctrica en configuración de generación distribuida ha tenido un importante desarrollo en los últimos años. Esquemas basados en paneles solares y generadores eólicos cuentan con la madurez tecnológica y son económicamente competitivos en relación a los esquemas tradicionales de generación centralizada. En estos nuevos esquemas, los convertidores de electrónica de potencia son elementos fundamentales para permitir la interconexión de los sistemas de generación con los sistemas eléctricos, y poder aprovechar así la energía eléctrica generada. Además de cumplir con los estándares necesarios para la operación en un sistema interconectado, el convertidor de potencia debe ser capaz de operar con los niveles de tensión y corriente suficientes (Rodríguez, 2005). Lo anterior se ha traducido en la necesidad de semiconductores de mayor capacidad, tanto en tensión como en corriente para poder estructurar las topologías de electrónica de potencia.

Los sistemas *Back to back* (BTB por sus siglas en inglés) de dos puertos de CA son los convertidores de electrónica de potencia que más se emplean en la interconexión de generadores eólicos a los sistemas eléctricos, debido a su capacidad de manejo bidireccional de potencia activa, así como su operación con potencia reactiva en ambos puertos de conexión (Sen, 2009). Estos convertidores pueden ser estructurados con inversores fuente de corriente (CSC) o

inversores fuente de tensión (VSC), siendo éstos últimos los más empleados.

Una alternativa para incrementar el nivel de potencia de los convertidores BTB es emplear estructuras multinivel en tensión para lograr mayores niveles de tensión, o estructuras de convertidores en paralelo para alcanzar mayores niveles de corriente (Muñoz, 2011). En la Fig. 1 se muestra la estructura generalizada de un convertidor BTB paralelo para incrementar la capacidad de corriente.

El sistema está formado por  $n$  celdas BTB en paralelo, y a su vez, cada celda está formada por dos convertidores fuente de tensión acoplados a través de un bus de CD y un condensador. Entre mayor sea la energía almacenada en el condensador de enlace, la potencia transferida entre los sistemas de CA podrá incrementarse. Las celdas BTB están conectadas en paralelo a la fuente de tensión de entrada  $v_1$ . La conexión en paralelo a la salida se realiza a través del acoplamiento magnético mediante un transformador de múltiples entradas y una salida, la cual se conecta a la fuente  $v_2$ . En una estructura monofásica cada uno de los VSC está formado por cuatro interruptores en configuración de puente completo monofásico. La estructura modular permite incrementar la capacidad de potencia al agregar celdas BTB en paralelo, siempre y cuando el transformador de acoplamiento tenga la capacidad en potencia y el número de puertos de entrada suficientes. Aun cuando la estructura multinivel y el convertidor BTB se encuentran ampliamente reportadas, el análisis relacionado con la estructura BTB multicelda es incipiente.

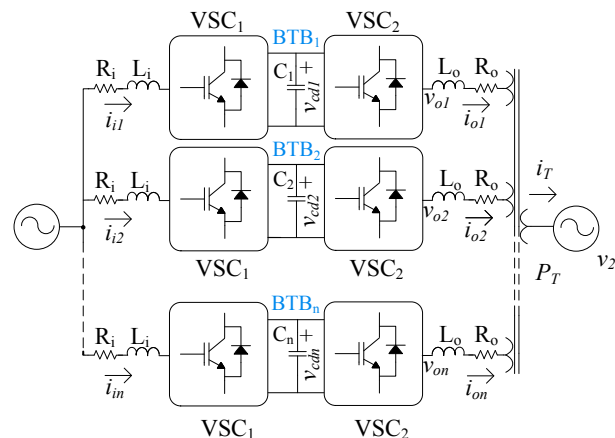


Figura 1. Convertidor BTB monofásico con celdas en paralelo empleando un transformador de acoplamiento a la salida, para la interconexión de sistemas de CA.

Este trabajo tiene como objetivo analizar de forma generalizada la estructura y principio de operación del convertidor BTB modular en corriente, determinando la capacidad general de operación del sistema, así como la distribución de los diferentes objetivos de control. En el trabajo se analiza una estrategia para reducir la distorsión armónica de corriente a la salida del transformador de acoplamiento, haciendo uso de la estrategia *interleaved* reportada en convertidores CD/CD.

## II. PRINCIPIO DE OPERACIÓN

La transferencia de potencia por celda del convertidor BTB multinivel puede analizarse de una forma separada, considerando el desacoplo que introduce entre los convertidores VSC el condensador de enlace en el bus de CD, como se muestra en la Fig. 2. Suponiendo que el flujo de potencia activa es de  $v_1$  a  $v_2$ , el convertidor VSC<sub>1</sub> opera como rectificador con corrección de factor de potencia, y el convertidor VSC<sub>2</sub> opera como inversor. Si el flujo de potencia es de  $v_2$  a  $v_1$ , la operación entre VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> es de forma inversa. El desacoplo introducido por el condensador permite modelar a los convertidor VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> como fuentes controladas de tensión (Majumder, 2010; Parkhideh, 2008).

### A. Capacidad de transferencia de potencia por celda

El límite de potencia activa y reactiva que puede aportar cada una de las celdas está determinado por parámetros como los inductores de enlace  $L_i$ ,  $L_o$ ; la tensión en las fuentes  $v_1$ ,  $v_2$  y la estrategia de modulación. Para determinar los límites de potencia es necesario establecer las ecuaciones del sistema. En la Fig. 2 se muestra la estructura de una celda BTB monofásica, acoplada a las fuentes  $v_1$  y  $v_{Tl}$ . La fuente  $v_{Tl}$  representa el devanado primario del transformador de acoplamiento que conecta con la fuente de salida  $v_2$ . Si el transformador de acoplamiento tiene una relación 1:1, es posible suponer que  $v_{Tl} \approx v_2$ .

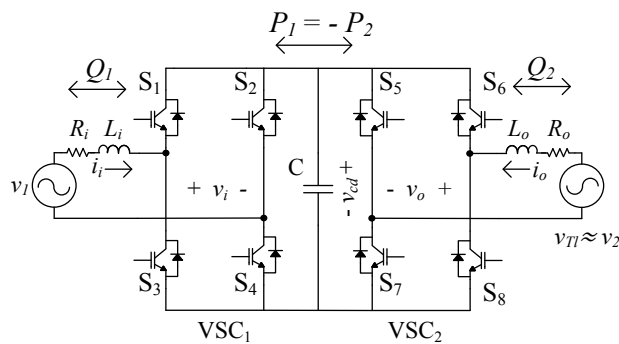


Figura 2. Celda BTB monofásica formada por dos VSC.

Asumiendo que la tensión en las fuentes no tiene distorsión armónica, y considerando que la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$  de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> es alta, es posible obtener las ecuaciones que modelan a la celda BTB a partir del modelo promedio (Alcalá, 2010).

Considerando las ecuaciones de malla de los convertidores VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub>, y tomando las tensiones  $v_i = u_i v_{cd}$  y  $v_o = u_2 v_{cd}$  a partir del modelo promedio, se obtiene:

$$\begin{aligned} L_o \frac{di_1}{dt} &= -R_i i_1 + v_1 - u_1 v_{cd} \\ L_o \frac{di_2}{dt} &= -R_o i_o + v_2 - u_2 v_{cd} \\ C \frac{dv_{cd}}{dt} &= u_1 i_1 + u_2 i_o \end{aligned} \quad (1)$$

Donde las tensiones de CA están dadas por  $v_1(t) = V_{p1} \sin(\omega t)$  y  $v_2(t) = V_{p2} \sin(\omega t + \phi)$  operando a la misma frecuencia;  $u_1$  y  $u_2$  son las señales moduladoras de cada convertidor. El modelo matemático del convertidor BTB se mapea al marco de referencia síncrono DQ. La transformación DQ monofásica permite expresar al sistema mediante las componentes directas ( $d$ ) y en cuadratura ( $q$ ); el término en  $d$  contiene información de la componente activa fundamental mapeada como un nivel de CD, mientras que la información que se mapea en el término en  $q$  representa la componente reactiva fundamental (González, 2004).

Realizando la transformación DQ monofásica de (1) y considerando que  $\phi = 0$ , la componente  $v_1^q = v_2^q = 0$  y el sistema queda de la forma:

$$\begin{aligned} L_i \frac{di_i^d}{dt} &= -R_i i_i^d + \omega L_i i_i^q + v_1^d - u_1^d v_{cd} \\ L_i \frac{di_i^q}{dt} &= -R_i i_i^q - \omega L_i i_i^d - u_1^q v_{cd} \\ L_o \frac{di_o^d}{dt} &= -R_o i_o^d + \omega L_o i_o^q + v_2^d - u_2^d v_{cd} \\ L_o \frac{di_o^q}{dt} &= -R_o i_o^q - \omega L_o i_o^d - u_2^q v_{cd} \\ C \frac{dv_{cd}}{dt} &= \frac{(u_1^d i_i^d + u_1^q i_i^q) + (u_2^d i_o^d + u_2^q i_o^q)}{2} \end{aligned} \quad (2)$$

Al considerar (2) en estado estable, y despreciando el valor de la resistencia asociada a los inductores de enlace, es posible despejar las corrientes en VSC<sub>1</sub> y VSC<sub>2</sub> como:

$$I_{i,o}^d = -\frac{U_{1,2}^q V_{cd}}{\omega L_{i,o}}, \quad I_{i,o}^q = \frac{U_{1,2}^d V_{cd} - V_{1,2}^d}{\omega L_{i,o}} \quad (3)$$

Donde  $U_{1,2}^d$ ,  $U_{1,2}^q$ ,  $I_{i,o}^d$ ,  $I_{i,o}^q$  y  $V_{cd}$  son los valores en CD de las señales moduladoras, las corrientes en  $dq$  en estado estable y el valor promedio del bus de CD.

La potencia en términos de DQ está dada por:

$$\begin{aligned} P_{1,2} &= \frac{1}{2} (V_{1,2}^d I_{i,o}^d) = \pm \frac{V_{1,2}^d U_{1,2}^q V_{cd}}{2\omega L_{i,o}} \\ Q_{1,2} &= \frac{1}{2} (-V_{1,2}^d I_{i,o}^q) = \frac{V_{1,2}^d U_{1,2}^d V_{cd} - (V_{1,2}^d)^2}{2\omega L_{i,o}} \end{aligned} \quad (4)$$

Las diferentes combinaciones posibles de  $P$  y  $Q$  para cada convertidor determinan la región de operación, y a su vez éstas dependen de los valores de las señales de modulación

$u_1$  y  $u_2$ . A partir de la estrategia de modulación de ancho de pulso senoidal (SPWM) se debe cumplir la restricción expresada en (5), para garantizar que los convertidores operan en la región lineal de modulación, donde la componente fundamental de  $v_i$  y  $v_o$  depende directamente del índice de modulación.

$$\left(u_{1,2}^d\right)^2 + \left(u_{1,2}^q\right)^2 < 1 \quad (5)$$

La potencia total activa que circula a través del bus de CD debe ser cero para garantizar que el bus de CD permanece regulado. Lo anterior implica que la potencia  $P_1$  entregada por VSC<sub>1</sub> es absorbida por VSC<sub>2</sub> y viceversa. De aquí que:

$$P_1 = -P_2 \quad (6)$$

Considerando (5) en (4) se establece que el límite de potencia activa al que puede operar el convertidor BTB monofásico está dado por:

$$-\frac{V_1^d V_{cd}}{2\omega L_i} < P_1 < \frac{V_1^d V_{cd}}{2\omega L_i}, \quad -\frac{V_2^d V_{cd}}{2\omega L_o} < P_2 < \frac{V_2^d V_{cd}}{2\omega L_o} \quad (7)$$

La restricción final de potencia está determinada por el convertidor VSC de menor rango.

El límite de potencia reactiva viene dado por:

$$\frac{V_1^d (V_1^d - V_{cd})}{2\omega L_i} \leq Q_1 \leq \frac{V_1^d (V_1^d + V_{cd})}{2\omega L_i} \quad (8)$$

$$\frac{V_2^d (V_2^d - V_{cd})}{2\omega L_o} \leq Q_2 \leq \frac{V_2^d (V_2^d + V_{cd})}{2\omega L_o}$$

### B. Conexión en paralelo por acoplamiento magnético

La conexión con la fuente de tensión de salida  $v_2$  se realiza a través de un transformador con múltiples devanados de entrada y un devanado de salida; se considera que el lado de conexión a las celdas BTB es el primario. Cada uno de las celdas BTB se conecta a un devanado del transformador, lo que permite una conexión en paralelo para incrementar la potencia total de salida. A partir del modelo del convertidor BTB, es posible representar al convertidor VSC<sub>2</sub> de cada celda como una fuente de tensión controlada, de manera que el sistema de la Fig. 1 se puede representar como se muestra en la Fig. 3; se considera el circuito equivalente para una estructura con  $n$  celdas, donde  $L_p$  y  $R_p$  representa la inductancia y resistencia asociada al lado primario del transformador, y  $L_s$ ,  $R_s$  la inductancia y resistencia del lado secundario.

Considerando la relación de transformación, es posible reflejar  $v_2$  al lado primario, de manera que el sistema simplificado es como se muestra en la Fig. 4. A partir de la estructura se puede apreciar que la potencia total que circula hacia la fuente  $v_2$  se obtiene a partir de la contribución de cada una de las celdas. Es importante resaltar que el sistema de control de cada celda BTB deberá garantizar que no hay circulación de potencia activa entre dos o más celdas.

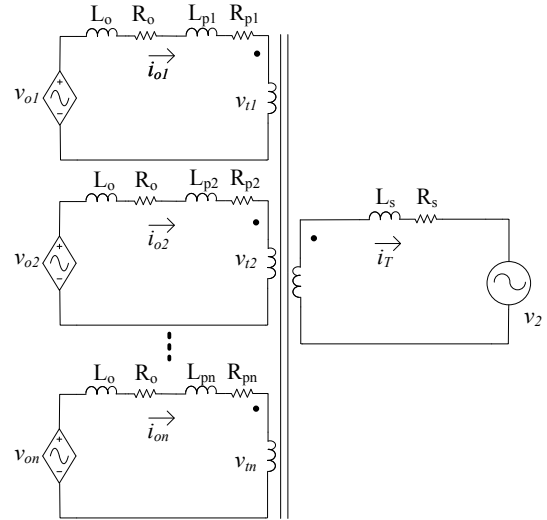


Figura 3. Circuito equivalente en acoplamiento magnético para  $n$  celdas BTB.

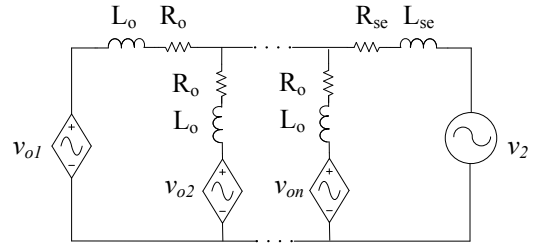


Figura 4. Circuito equivalente simplificado del BTB con  $n$  celdas en paralelo.

### III. ESTRUCTURA DEL SISTEMA DE CONTROL

El objetivo general del sistema de control consiste en lograr transferir la potencia activa deseada entre el sistema de CA  $v_1$  y el sistema de CA  $v_2$ , así como mantener las condiciones de potencia reactiva específicas para cada sistema de CA. La potencia total debe ser distribuida entre cada una de las celdas BTB, de manera que todas las celdas operen dentro de su capacidad. Para lograr lo anterior, se asume que todos los convertidores BTB son de la misma capacidad, y que la potencia activa y reactiva se distribuye equitativamente.

A nivel convertidor, el objetivo del sistema de control radica en llevar a la celda BTB a un punto de equilibrio dentro de la región lineal de operación, con el fin de lograr la transferencia de la potencia activa y reactiva requerida. Para lograr esto, el esquema de control se basa en una estrategia de control desacoplado para cada celda BTB (Sen, 2009). Se emplean técnicas de control ya reportadas, las cuales explotan la característica intrínseca del desacoplo asociado al bus de CD.

Para cada una de las celdas BTB, son tres los objetivos de control planteados: 1) mantener el bus de CD regulado, 2) controlar el flujo de potencia activa, 3) suministrar la potencia reactiva en cada una de las terminales de CA. Partiendo de la característica de desacoplo en el bus de CD, se pueden distribuir las tareas de control entre los convertidores VSC, de manera que un convertidor se ocupa

de la regulación del bus de CD y otro del control de flujo de potencia activa; la potencia reactiva puede ser controlada de manera independiente dentro de los límites de capacidad. Estas funciones pueden ser desarrolladas de forma indistinta; en este trabajo se considera que VSC<sub>1</sub> se encarga de regular el bus de CD y VSC<sub>2</sub> de controlar el flujo de potencia activa.

Una ventaja que se obtiene al realizar el control en el marco de referencia síncrono DQ, es que el problema de seguimiento de referencias se transforma a un problema de regulación. En la Fig. 5 se muestra la estructura general de control para  $n$  celdas BTB en paralelo. Las potencias totales activa y reactiva en los sistemas de CA  $v_1$  y  $v_2$  se reparten entre las  $n$  celdas BTB en paralelo.

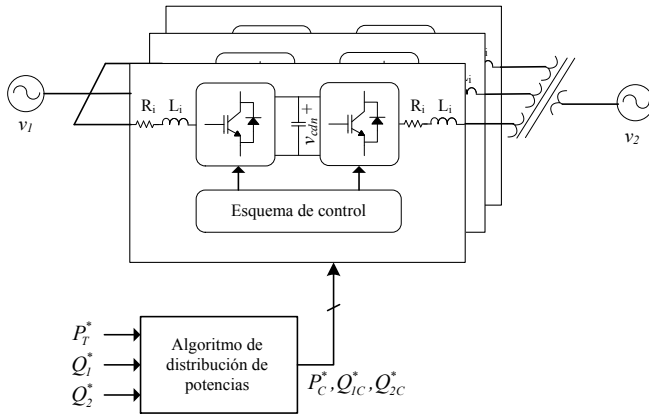


Figura 5. Estructura general del sistema de control para  $n$  celdas BTB en paralelo.

Cada celda recibe una señal de referencia para la potencia activa  $P_c^* = P_r^*/n$ , reactiva  $Q_{1c}^* = Q_1^*/n$  para el sistema de CA  $v_1$  y reactiva  $Q_{2c}^* = Q_2^*/n$  para el sistema de CA  $v_2$ .

En la Fig. 6 se muestra la estructura de control para cada una de las celdas BTB; cada convertidor VSC tiene su propio esquema de control. VSC<sub>1</sub> cuenta con un lazo externo para regular el bus de CD y un lazo interno para el seguimiento de la corriente y la generación de la señal moduladora. VSC<sub>2</sub> recibe las referencias  $P_c^*$  y  $Q_{2c}^*$ . El lazo de control permite el seguimiento de la corriente y la generación de la señal moduladora. La transformación necesaria para lograr la generación de las referencias de corriente en el marco DQ para el controlador PI se muestra en (9).

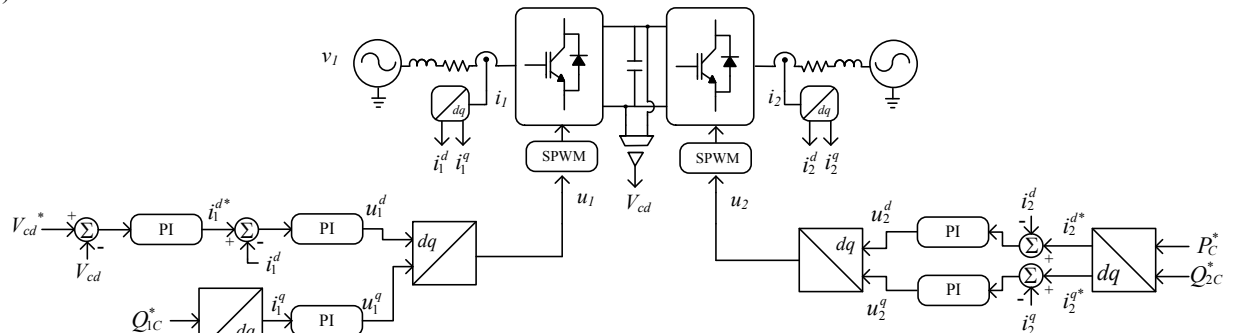


Figura 6. Esquema de control general para cada celda BTB mediante lazos.

$$\begin{bmatrix} i_{1,2}^d \\ i_{1,2}^q \end{bmatrix} = -\frac{2}{(V_{1,2}^d)^2 + (V_{1,2}^q)^2} \begin{bmatrix} -V_{1,2}^d & -V_{1,2}^q \\ -V_{1,2}^q & V_{1,2}^d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_c^* \\ Q_{1c,2c}^* \end{bmatrix} \quad (9)$$

#### IV. REDUCCIÓN DE DISTORSIÓN ARMÓNICA

El rizo de la corriente de salida depende de manera directa de los inductores de enlace  $L_o$ . Sin embargo, la distorsión armónica total de la corriente (THD) también es función del nivel de potencia de operación, pues ésta determina de forma directa la magnitud de la componente fundamental.

Un problema que se presenta en la corriente de salida del BTB es una THD elevada a bajas potencias; la frecuencia de conmutación  $f_{sw}$  en cada convertidor VSC está limitada por los semiconductores de potencia y no puede ser elevada de forma deliberada para reducir el rizo de corriente. Las pérdidas de conmutación en los convertidores afectan de forma directa la eficiencia del sistema; el transformador de acoplamiento también presenta pérdidas asociadas al rizo de corriente de alta frecuencia. Por otro lado, a través del transformador de acoplamiento existe un efecto aditivo en el rizo de corriente asociado a  $f_{sw}$ , de manera que se puede incrementar aún más la THD en baja potencia.

Una alternativa para reducir la THD de la corriente total  $i_T$ , consiste en gestionar la distribución en potencias entre las celdas, evitando que éstas operen en los rangos en los cuales se genera mayor distorsión. Lo anterior implica una circulación de potencia entre los convertidores, y una posible afectación de la eficiencia.

Otra alternativa para la reducción de la distorsión armónica de corriente causada por la frecuencia de conmutación es emplear una técnica *interleaved*, la cual ha sido ampliamente reportada para convertidores CD/CD sin acoplamiento magnético (Chen, 2008). En esta técnica se controla el desfase en la onda portadora y se logra atenuar significativamente el rizo total de corriente.

Para el caso del convertidor BTB con  $n$  celdas en paralelo acopladas magnéticamente a  $v_2$ , se considera que hay un total de  $2n$  ramas de salida. Por lo tanto, el desfase de las portadoras está dado por:

$$\phi = \frac{360}{2n} \quad (10)$$

El funcionamiento de esta técnica puede ser ejemplificado cuando el desfase de las portadoras es de 180°, generando una forma de onda de corriente como se muestra en la Fig. 7.

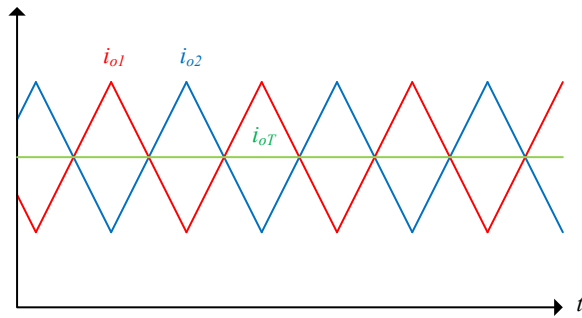


Figura 7. Planteamiento de reducción de rizo de corriente con esquema *interleaved*.

En la Fig. 7 se observa el rizo de corriente de  $i_{o1}$  cancela al rizo de  $i_{o2}$ , debido a las pendientes opuestas de una corriente respecto a otra; el promedio del rizo de salida es prácticamente cero.

## V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para validar los desarrollos y análisis presentados, a continuación se presentan algunas simulaciones del esquema BTB con celdas en paralelo. La estructura de potencia simulada corresponde a la Fig. 1 con dos celdas. En la Tabla I se muestran los parámetros del sistema. Los parámetros han sido seleccionados considerando los niveles de potencia y tensión (Alcalá, 2010).

Parámetro	Valor
$V_1, V_2$	100 Vrms
$\omega$	376.99 r/s
$V_{CD}$	300 V
FP	1
$L_r, L_o$	10 mH
$R_r, R_o$	0.25 $\Omega$
$C_{1,2}$	2200 $\mu$ F
$P_{nom}$	1 kW (por celda)
$f_{sw}$	6060 Hz

### A. Simulación con una celda BTB

En esta simulación el convertidor BTB opera con una sola celda, y se aplica un cambio al sentido de flujo de la potencia transferida. Inicialmente, el convertidor transfiere 0.6 kW de  $v_1$  a  $v_2$ , y en  $t = 0.15$  s se invierte la referencia, cambiando el sentido del flujo de potencia de  $v_2$  a  $v_1$ . En las corrientes  $i_i$  e  $i_o$  de la Fig. 8 se observa como la señal sigue siendo sinusoidal, pero con un desfase de 180° después del transitorio. Se aprecia que el bus de CD permanece en el valor de referencia de 300 V con un pequeño rizo de tensión, aún durante el transitorio de potencia. De esta forma se corrobora la operación de una celda.

### B. Simulaciones con dos celdas BTB en paralelo

#### 1) Caso sin aplicar la estrategia de reducción de THD

Se consideran dos celdas BTB en paralelo; inicialmente la potencia total que se transfiere es de 0.2 kW, distribuida equitativamente entre las dos celdas. En  $t = 0.15$  s se aplica un transitorio en la referencia de 1 kW, con 0.5 kW para

cada celda. En la Fig. 9 se observa como la potencia se regula adecuadamente, y se estabiliza en el mismo valor para cada una de las celdas. En el recuadro de la Fig. 9 también se observa la forma de onda de las corrientes en condición de baja potencia; se aprecia un alto rizo asociado a  $f_{sw}$ , con una THD del 52.5 %. Al momento de incrementar el nivel de potencia, la componente fundamental se incrementa y la THD se reduce significativamente a un 8.0 %. La tensión en el bus de CD de ambas celdas se mantiene adecuadamente regulada.

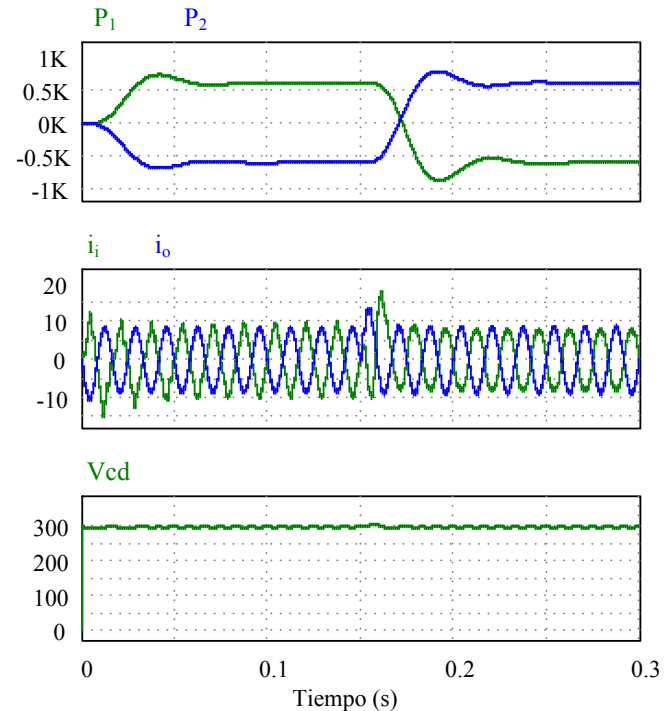


Figura 8. Resultados de Simulación para una celda, con transitorio de potencia reversible.

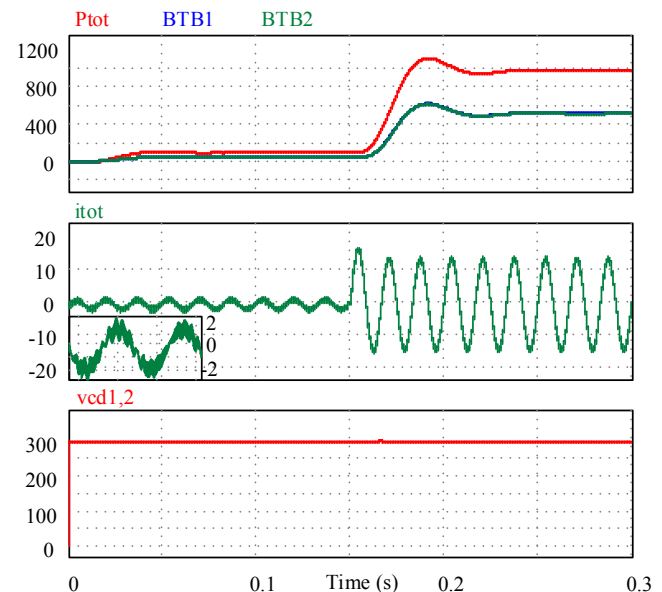


Figura 9. Resultados de simulación para dos celdas en paralelo con transitorio de potencia.

## 2) Caso aplicando la estrategia de reducción de THD

Ahora se muestran los resultados considerando las mismas condiciones que en el caso anterior, pero aplicando la estrategia *interleaved*. En la Fig. 10 se aprecia cómo se reduce el rizo de corriente total; la THD asociada es de un 37.5 %. Un efecto adverso de esta técnica es que haber un incremento en la distorsión armónica de la corriente de salida de cada celda; sin embargo existe una cancelación del rizo de corriente a través del acoplamiento magnético en el transformador de las celdas con la red. La tensión en el bus de CD de cada celda se mantiene adecuadamente regulada, con un rizo de tensión de baja amplitud.

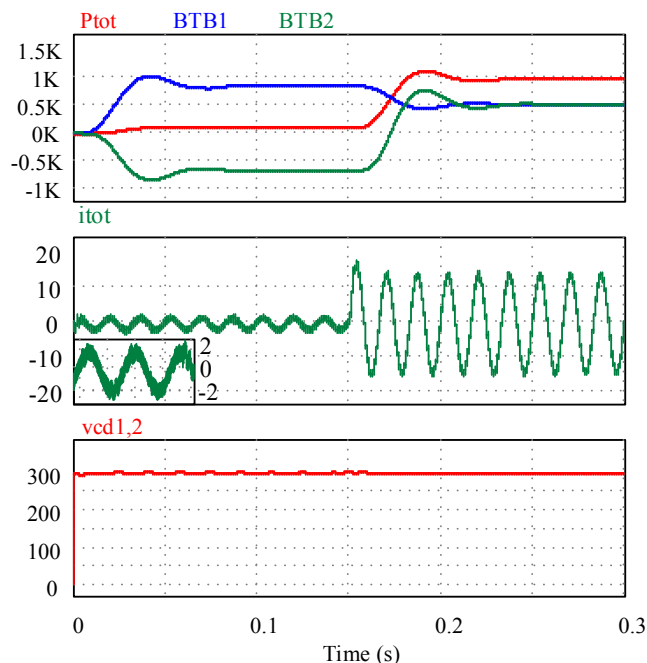


Figura 10. Resultados de simulación para dos celdas en paralelo con estrategia *interleaved* y el algoritmo de distribución de potencia.

## VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó el análisis de un convertidor BTB con celdas en paralelo para incrementar la potencia de operación a través de la conexión modular de celdas BTB monofásicas. El flujo de potencia activa total entre dos alimentadores de CA se distribuye entre  $n$  celdas BTB en paralelo, con acoplamiento magnético a través de un transformador de múltiples devanados primarios y un devanado secundario. La estructura de control propuesta permite controlar de forma independiente a cada una de las celdas. Los objetivos generales de operación se gestionan de forma independiente entre los dos convertidores VSC que forman cada celda. La estrategia de modulación empleando la técnica *interleaved* permite reducir la distorsión armónica total de la corriente de salida, aún en bajas potencias. El esquema de operación tiene la flexibilidad de crecer de forma modular, tanto en la estructura de potencia como de control.

## VII. AGRADECIMIENTOS

Los autores de este trabajo agradecen el apoyo del Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología, CONACyT, a través de la beca para el desarrollo de los estudios de maestría del primer autor.

## REFERENCIAS

- Rodríguez, J. R., Dixon, J. W., Espinoza, JR., Pontt, J. and Lezana, P., "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, pp. 5-22, Feb 2005.
- Sen, K., and Ling Sen, M., "Introduction to FACTS Controllers: Theory, Modeling, and Applications", Wiley, 2009.
- Muñoz, J.A., Espinoza, J.R., Baier, C.R., Morán, L.A., and Guzmán, J.I., "Modular Harmonic Cancellation in a Multilevel STATCOM," Proc. 2011 IEEE Industrial Electronics Society Conf., vol. 37, pp. 4146 – 4151.
- Majumder, R., Ghosh, A., Ledwich, G. and F. Zare, "Power Management and Power Flow Control With Back – to – Back Converters in a Utility Connected Microgrid," IEEE Trans. Power Sys., vol. 25, no. 2, pp. 821 – 834, May 2010.
- Parkhideh, B. and Bhattacharya, S., "A Practical Approach to Controlling the Back – to – Back Voltage Source Converter System," Proc. 2008 IEEE Industrial Electronics Society Conf., vol. 38, pp. 514 – 519.
- Alcalá, J., Cárdenas, V., Rosas, E., and Núñez, C., "Control System Design for Bi-directional Power Transfer in Single-Phase Back-to-Back Converter Based on the Linear Operating Region," Twenty –Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010, pp. 1651-1658.
- Chen, R., Chen, Y. and Yang, Y., "Single-Stage Asymmetrical Half-Bridge Regulator With Ripple Reduction Technique," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol.23, no.3, pp. 1358-1369, May 2008.
- González, M., Cárdenas V. and Pazos, F., "DQ Transformation Development for Single-Phase Systems to Compensate Harmonic Distortion and Reactive Power," 9th IEEE International Power Electronics Congress, CIEP 2004, pp. 177-182.
- Zeliang Shu, Shaofeng Xie, and Qunzhan Li, "Single-Phase Back-To-Back Converter for Active Power Balancing, Reactive Power Compensation, and Harmonic Filtering in Traction Power System," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 26, no. 2, pp. 334 – 353, Feb. 2011.
- Thanh Hai Nguyen and Dong-Chong Lee, "Control of Three-Phase Grid Converters Based on Composite Observer for Unbalanced and Distorted Grid Voltage," Proc. 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 1874-1879. 2012.