

Modeling and control of a half-bridge single-phase Back-to-back converter for grid-tied applications

Homero Miranda-Vidales* Mario A. González**
Víctor Cárdenas* Ricardo Alvarez-Salas* Ana C. Rivera*

* Facultad de Ingeniería – Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
** CONAHCyT – Universidad Autónoma de San Luis Potosí. (e-mail:
hmirandav{mgonzalez,vcardena,ralvarez,ana.rivera}@uaslp.mx).

Abstract: In this paper, an alternative use of a single-phase reduced active front-end as LVDC point-to-point transmission is modeled and used as a power stage for grid-tied applications. An alternative to direct power control (DPC) is used to improve the transfer of active power between LVAC grids and microgrids. The aim is to define active power and reactive power as state variables to simplify a control law based on a passivity-based approach. Simulations are carried out to show the effectiveness of the proposed research.

Keywords: Active front end converter, low voltage dc transmission, active power, reactive power, passivity-based control, direct power control.

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad los sistemas eléctricos de potencia están evolucionando hacia una nueva era tecnológica. Desde la aparición de los convertidores electrónicos de potencia las aplicaciones para el acondicionamiento y transferencia de potencia son cada vez más frecuentes, tanto en el sector industrial como residencial. Los sistemas de transmisión de corriente directa en alta tensión o HVDC y las tecnologías asociadas con los sistemas de transmisión flexibles en corriente alterna (FACTS) son tecnologías maduras gracias a los avances tecnológicos en la electrónica de potencia, lo que ha dado lugar a que los convertidores de potencia sean convertidores con fuente de tensión (VSC) o fuente de corriente (CSC). Desde luego las cantidades de potencia y tensión que manejan estas soluciones son elevadas. Por otro lado, las microrredes se comportan como una red eléctrica autónoma en su modalidad interconectada o aislada de la red de suministro público (Lasseter (2001)). La característica principal es que está compuesta principalmente de convertidores electrónicos de potencia encargados de la conversión de energía a partir de fuentes de energía alterna como la fotovoltaica, eólica, entre otras (Guerrero et al. (2011)). Las microrredes, generalmente se conectan al sistema eléctrico mediante un convertidor bidireccional, conocido en la literatura como convertidor Back to Back, con el cual el flujo bidireccional de potencia activa se puede controlar entre dos o más sistemas interconectados. De lo anterior, el sistema de interconexión se puede ver como un esquema de transmisión eléctrica, dada la cantidad de potencia que se transfiere y la tensión presente en el bus de *cd*, a estos sistemas interconectados

se les conoce como LVDC (Low Voltage–Dc Transmission) tal como se establece en (Tang and Lasseter (2000)) En (Lu and Ooi (2002)), un sistema LVDC se aplica como un sistema de interconexión y cosecha de energía en un sistema de generación eólica. Un sistema LVDC en una microrred se emplea en (Peyghami et al. (2018)), donde el convertidor se encarga de manejar la potencia en un sistema de generación autónomo bajo el concepto de sistemas maestro/esclavo. En (Naghizadeh et al. (2023)) se propone un esquema de interconexión mediante un convertidor monofásico. Este convertidor efectúa el enlace de interconexión en una microrred híbrida. En este trabajo se estudia un convertidor monofásico bidireccional compuesto por cuatro interruptores de potencia y un bus de corriente directa; por lo que la característica principal de este convertidor es la cantidad reducida de dispositivos de conmutación. Para el convertidor bajo estudio se obtiene un modelo simplificado el cual se basa en la función de conmutación de un convertidor monofásico medio puente. Para el modelo empleado se propone una alternativa respecto al esquema de control para el convertidor bidireccional. El esquema de control propuesto está encaminado al aprovechamiento de la potencia, sacando ventaja del modelo y demostrando algunas propiedades que debe cumplir tal que sea posible sintetizar una ley de control basada en pasividad. En la sección 2, se desarrolla el modelo del convertidor bidireccional formado por dos convertidores en medio puente monofásicos. El modelo se representa en función de potencias activa y reactiva, para dar pie a la síntesis del esquema de control DPC–PBC. Lo anterior se desarrolla y se presenta en la sección 3. Los resultados de simulación obtenidos en Altair–PSIM[®] se

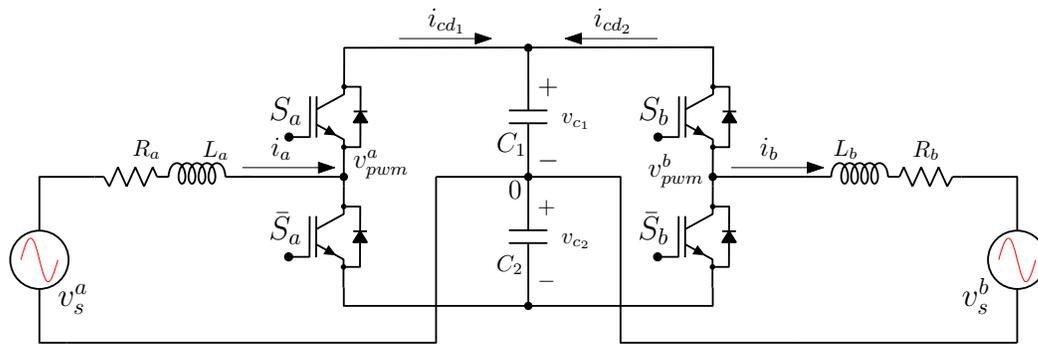


Figura 1. Convertidor monofásico en configuración back to back.

muestran en la sección 4 y finalmente las conclusiones se discuten en la sección 5.

2. CONVERTIDOR MONOFÁSICO MEDIO PUENTE BIDIRECCIONAL

La figura 1 muestra el convertidor monofásico en configuración back to back (BtB). El convertidor está compuesto por un par de convertidores en medio puente, en (Rodríguez et al. (2005), Lo et al. (2002)) se clasifica dentro de los convertidores de frente activo (rectificador PWM duplicador de tensión), el cual está formado por dos interruptores de potencia S_x y \bar{S}_x , donde $x = a, b$. Como puede observarse en la misma figura, el convertidor está en configuración BtB y comparte un bus de corriente directa (cd), formado por los condensadores C_1 y C_2 . La principal restricción para el manejo de este convertidor es que la tensión en cada capacitor debe ser mayor que el valor pico de la tensión en la fuente de ca ($v_s^{a,b}$). Con lo anterior se asegura un control de la corriente de entrada. Para el análisis y síntesis del modelo del convertidor, se considera $C_1 = C_2 = C$.

El modelo matemático del circuito mostrado en la figura 1, se desarrolla bajo las siguientes restricciones:

- La tensión eléctrica en cada una de las fuentes del lado de alterna tienen la misma magnitud y ambas están en fase. La frecuencia de operación es la misma.
- Los dispositivos semiconductores son ideales.
- Las pérdidas por conducción y conmutación se modelan como una resistencia en serie a cada uno de los inductores de enlace.

Para obtener el modelo matemático de este circuito se emplea la tabla funcional que resulta de las condiciones de conmutación en un convertidor monofásico medio puente. La tabla 1 muestra los dos únicos casos de conmutación permitidos en este convertidor medio puente. Para el caso (i) el interruptor está abierto ("0" lógico), por lo tanto el interruptor complementario estará cerrado ("1" lógico), finalmente el caso (ii) el interruptor está cerrado ("1" lógico) y su complementario estará abierto ("0" lógico).

En este convertidor, sólo se permite la técnica de conmutación PWM bipolar (Holmes and Lipo (2003)), lo que

Tabla 1. Tabla funcional de conmutación

Estado	S_x	\bar{S}_x	V_{pwm}^x
i	0	1	$-v_{C_2}$
ii	1	0	$+v_{C_1}$

entrega en terminales $\pm v_C$. Suponiendo que $v_{C_1} = v_{C_2} = v_C$; entonces $v_{cd} = 2v_C$, finalmente $v_C = \frac{v_{cd}}{2}$. Con la tabla 1 y la figura 1, el convertidor BtB se simplifica tal como lo muestra la figura 2.

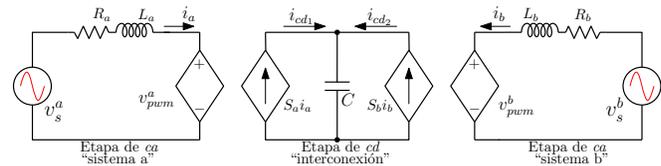


Figura 2. Modelo simplificado del convertidor.

Para modelar el convertidor es necesario definir una función de conmutación descrita por (1). Tal que represente el comportamiento de un interruptor de dos estados $\mu_{a,b} \in \{-1, 1\}$. La función μ depende únicamente del estado lógico del interruptor S_x , con $x = a, b$ y $S_x \in \{0, 1\}$.

$$\mu_x = (2S_x - 1), \quad x = a, b. \quad (1)$$

Por lo tanto $v_{pwm}^x = \mu_x v_C = \mu_x \frac{v_{cd}}{2}$.

Mediante LK sobre la etapa de ca en el circuito de la figura 2, se obtienen las ecuaciones de malla correspondientes a cada una de las etapas de ca . Empleando LCK sobre la etapa de cd se tiene la ecuación en el bus de cd . Finalmente (2) y (3) representa el modelo completo del convertidor BtB.

$$L_x \frac{di_x}{dt} = -i_x R_x - v_{pwm}^x + v_s^x, \quad x = a, b, \quad (2)$$

$$C \frac{dv_{cd}}{dt} = i_{cd1} + i_{cd2}. \quad (3)$$

Donde L_x es la inductancia de enlace al sistema de alterna, R_x es la resistencia mutua y de pérdidas en el inductor, v_s^x es la tensión presente en cada fuente de ca , v_{pwm}^x es la tensión en las terminales de cada convertidor.

$i_{cd1} = S_a i_a$ e $i_{cd2} = S_b i_b$, son las corrientes conmutadas en el lado de cd del convertidor.

Para mapear el modelo anterior al marco de referencia dq síncrono estacionario para sistemas monofásicos; al modelo conmutado descrito por (2) y (3) se le aplica el concepto del circuito imaginario. El circuito imaginario es una copia exacta del circuito real pero las variables de interés están atrasadas 90° eléctricos, (González et al. (2004)). Por lo tanto las funciones de conmutación, ahora se definen en (4), en el que existe un vector μ_x que contiene las funciones real e imaginaria de cada uno de los convertidores.

$$\mu_x = [\mu_{x \text{ re}} \ \mu_{x \text{ im}}]^T \quad (4)$$

La tensión de línea de cada fuente de ca y la corriente en el inductor es:

$$v_s^x = [v_{s \text{ re}}^x \ v_{s \text{ im}}^x]^T, \quad i_x = [i_{x \text{ re}} \ i_{x \text{ im}}]^T. \quad (5)$$

La matriz de transformación \mathcal{T} para obtener el modelo en el marco de referencia dq monofásico está definida en (6),

$$\mathcal{T} = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \cos(\theta) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (6)$$

Finalmente, el modelo (2) y (3) mapeado al marco de referencia dq monofásico, queda de la siguiente forma.

$$L_x \frac{di_d^x}{dt} = -R_x i_d^x + \omega_x L_x i_q^x - \mu_d^x \frac{v_{cd}}{2} + v_{s_x}^d, \quad (7)$$

$$L_x \frac{di_q^x}{dt} = -R_x i_q^x - \omega_x L_x i_d^x - \mu_q^x \frac{v_{cd}}{2}, \quad (8)$$

$$C \frac{dv_{cd}}{dt} = \frac{1}{2} \sum_{x=a}^b [i_d^x (\mu_d^x + 1) + i_q^x (\mu_q^x + 1)]. \quad (9)$$

Donde: $\mu_{d,q}^x = 2S_{d,q}^x - 1$, con $x = a, b$, es la función de conmutación en el marco de referencia dq , y $\omega_x = \dot{\theta}_x$ es la frecuencia angular de sincronía.

Para una mejor interpretación del manejo de flujo de potencias y con el propósito de implementar un esquema de control directo de potencia (DPC), el modelo obtenido en el marco de referencia dq monofásico se representa en función de la potencia activa y reactiva, respectivamente. El modelo (7)-(9) del convertidor BtB monofásico se somete a un cambio de coordenadas tal como se efectúa en (Loredo et al. (2023)). Para este caso, la potencia activa (P) y reactiva (Q) están definidas como,

$$P = (v_s^d i_d + v_s^q i_q), \quad Q = (v_s^q i_d - v_s^d i_q). \quad (10)$$

Dado que el modelo en dq se obtuvo bajo el concepto del circuito imaginario, las definiciones de potencia activa/reactiva en estas condiciones se reducen a

$$P = v_s^d i_d, \quad Q = -v_s^d i_q.$$

Lo anterior se debe a que las componentes v_q^a y v_q^b son cero, respectivamente. Por lo tanto, multiplicando ambos lados de (7)-(9) por v_s^d , el modelo resultante queda en

función de las potencias P y Q . Nótese que para esta aproximación se propone que $v_{s_a}^d = v_{s_b}^d = v_s^d$ y $\omega_a = \omega_b = \omega$.

$$L_x \frac{dP_x}{dt} = -R_x P_x - \omega L_x Q_x - \mu_d^x \frac{v_{cd} v_s^d}{2} + v_s^{d^2}, \quad (11)$$

$$L_x \frac{dQ_x}{dt} = -R_x Q_x + \omega L_x P_x + \mu_q^x \frac{v_{cd} v_s^d}{2}, \quad (12)$$

$$C \frac{dv_{cd} v_s^d}{dt} = \frac{1}{2} \sum_{x=a}^b [P_x (\mu_d^x + 1) - Q_x (\mu_q^x + 1)]. \quad (13)$$

Donde $\{\cdot\}_x$ representa, el sistema “a” o “b”, respectivamente. El modelo (11)–(13) representa al convertidor de la figura 1 desde el punto de vista de potencia activa y reactiva, respectivamente.

3. ESQUEMA DE CONTROL PBC PARA REGULACIÓN

Empleando el modelo descrito por (11)–(13) y promediando las funciones de conmutación, se obtienen las funciones $\bar{\mu}_{dq}$. Por lo tanto, el modelo se representa tal como en (Ortega and A. Loria (1998)):

$$\mathcal{D} \dot{x} + \mathcal{J}x + \mathcal{R}x = \mathcal{E}, \quad (14)$$

con: $x = [P_a \ Q_a \ P_b \ Q_b \ v_{cd} v_s^d]^T$, $\mathcal{E} = [v_s^{d^2} \ 0 \ v_s^{d^2} \ 0 \ 0]^T$, $\mathcal{D} = \text{diag}\{L_a, L_a, L_b, L_b, C\}$,

$$\mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & \omega L_a & 0 & 0 & -\delta_d^a \\ -\omega L_a & 0 & 0 & 0 & \delta_q^a \\ 0 & 0 & 0 & \omega L_b & -\delta_d^b \\ 0 & 0 & -\omega L_b & 0 & \delta_q^b \\ \delta_d^a & -\delta_q^a & \delta_d^b & -\delta_q^b & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathcal{R} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4} \\ 0 & R_a & 0 & 0 & \frac{1}{4} \\ 0 & 0 & R_b & 0 & \frac{1}{4} \\ 0 & 0 & 0 & R_b & \frac{1}{4} \\ \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & \frac{1}{4} & 0 \end{bmatrix}.$$

Donde \mathcal{J} es una matriz antisimétrica, \mathcal{R} es una matriz simétrica, $\delta_d^{a,b} = (2\bar{\mu}_d^{a,b} + 1)/4$, y $\delta_q^{a,b} = (2\bar{\mu}_q^{a,b} - 1)/4$.

La ventaja de representar el sistema (14), es que se pueden establecer las propiedades pasivas fácilmente (van der Schaft (2000)). Considere la función de almacenamiento de energía $\mathcal{H} = 2^{-1} x^T \mathcal{D} x$, por lo que la derivada de la función \mathcal{H} a los largo de las trayectorias del sistema dado por (14) es $\dot{\mathcal{H}} = x^T \mathcal{E} - x^T \mathcal{R} x$. Tomando como entrada $u = \mathcal{E}$ y la salida $y = x$, se puede observar que se cumple con la desigualdad $\dot{\mathcal{H}} \leq u^T y$. Por lo tanto, se dice que el sistema es pasivo desde la entrada \mathcal{E} a la salida x . Por otro lado, con la ley de control se desea que los estados alcancen un valor deseado $\{\cdot\}^*$, entonces el vector de error se expresa como $\tilde{x} = x - x^*$. Donde x^* es el vector de valores deseados y x es el vector de los valores de estado. La función de *tipo energía* para el sistema (14) es $\mathcal{H}_d = 2^{-1} \tilde{x}^T \mathcal{D} \tilde{x}$, y si la dinámica del sistema en lazo cerrado se representa tal como sigue,

$$\mathcal{D} \dot{\tilde{x}} + \mathcal{J} \tilde{x} + \mathcal{R} \tilde{x} = \mathcal{E}, \quad (15)$$

Realizando, la derivada de \mathcal{H}_d a los las trayectorias de (15), se obtiene que $\dot{\mathcal{H}}_d = \tilde{x}^T \mathcal{E} - \tilde{x}^T \mathcal{R} \tilde{x}$ y una dinámica auxiliar φ tal que,

$$\varphi = \mathcal{E} - \{D\dot{\tilde{x}}^* + \mathcal{J}\tilde{x}^* + \mathcal{R}\tilde{x}^*\}. \quad (16)$$

La cual también presenta propiedades pasivas, tal como se resuelve en (Sandoval et al. (2012)). La estrategia empleada es bien conocida y ampliamente utilizada en este tipo de convertidores y que se detalla a profundidad en (Sandoval et al. (2012)) y (Ortega and A. Loria (1998)). Por lo que la ley de control para las potencias P y Q , respectivamente son:

$$\mu_d^a = \xi \left[L_a \dot{x}_1^* + R_a x_1^* - \omega L_a x_2^* + 2^{-1} v_s^{d2} - k_1 \tilde{x}_1 \right], \quad (17)$$

$$\mu_q^a = \xi \left[L_a \dot{x}_2^* + R_a x_2^* + \omega L_a x_1^* - k_2 \tilde{x}_2 \right], \quad (18)$$

$$\mu_d^b = \xi \left[L_b \dot{x}_3^* + R_b x_3^* - \omega L_b x_4^* + 2^{-1} v_s^{d2} - k_3 \tilde{x}_3 \right], \quad (19)$$

$$\mu_q^b = \xi \left[L_b \dot{x}_4^* + R_b x_4^* + \omega L_b x_3^* - k_4 \tilde{x}_4 \right]. \quad (20)$$

Con $k_1, k_2, k_3, k_4 > 0$. $\tilde{x} = (x - x^*)$, $x_5^* = v_{cd}^* v_s^d$ y $\xi = -2(x_5^*)^{-1}$.

Para la regulación de la tensión de directa en el bus de cd se emplea un compensador PI. Tomado a (13) y considerando que la potencia reactiva Q en ambos convertidores es cero y la potencia activa es $\pm P_a = \mp P_b$. Además, se propone que un convertidor sea el encargado de mantener regulada la tensión presente en el bus de cd , entonces la ecuación dinámica de se reduce como,

$$C \frac{dv_{cd} v_s^d}{dt} \approx \frac{1}{2} P_a = x_1^*. \quad (21)$$

Con $\overline{(S_d^a - S_d^b)} = \frac{1}{2}$ como el valor promedio de los estados de conmutación. Dado lo anterior, se propone:

$$x_1^* = k_p e_v + k_i \int_0^t e_v(\tau) d(\tau), \quad (22)$$

$$e_v = (x_5^* - x_5).$$

Donde k_p y k_i son las ganancias en el compensador encargado de generar la referencia en potencia. Igualando (21) con (22) y obteniendo la función de transferencia resulta que las reglas para sintonizar el compensador PI son,

$$k_p = 2\zeta\omega_o C, \quad (23)$$

$$k_i = \omega_o^2 C.$$

Los ganancias (23) se seleccionan de acuerdo a los parámetros del desempeño considerando las dinámicas de los lazos de control de potencias (lazos internos).

4. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el propósito de verificar el esquema de control propuesto se presentan algunos resultados obtenidos mediante simulación, bajo los objetivos de control siguientes: regulación de tensión en el bus de cd , potencia reactiva cero y flujo bidireccional de potencia activa. Los parámetros de simulación que se emplean se muestran en la Tabla 2.

Tabla 2. Parámetros de simulación

$v_s^{a,b} = 127$ V rms	$V_{C1} = V_{C2} = 300$ V
$P = 10$ kW	$Q_{a,b} = 0$ VAr
$C_{1,2} = 2700$ μ F	$V_{cd} = 600$ V
$L_a = 3.2$ mH	$R_a = 0.05\Omega$
$L_b = 3.5$ mH	$R_b = 0.06\Omega$
$m_f = 101$	$f_{(a,b)} = 60$ Hz
$k_1 = k_3 = 8$	$k_2 = k_4 = 2$
$k_p = 0.3346$	$k_i = 19.9427$

4.1 Operación nominal de interconexión de redes de ca

En esta etapa se propone realizar la transferencia bidireccional de potencia activa de 10kW entre el sistema eléctrico a y b ; garantizando la máxima transferencia de potencia entre los sistemas interconectados. A continuación se plantean las restricciones del escenario de simulación.

- (1) La frecuencias de operación es la misma en ambos sistemas ($\omega_a = \omega_b = \omega$),
- (2) Flujo de potencia P bidireccional de ± 10 kW,
- (3) Potencia reactiva cero.

La Figura 3, muestra los resultados en simulación bajo las restricciones y parámetros antes mencionados. En esta figura se aprecia que la respuesta dinámica en el convertidor “Half-bridge₁” es suave ya que este convertidor es el encargado de regular la tensión en el bus de cd , mientras que el convertidor “Half-bridge₂” es el responsable controlar el flujo bidireccional de potencia.

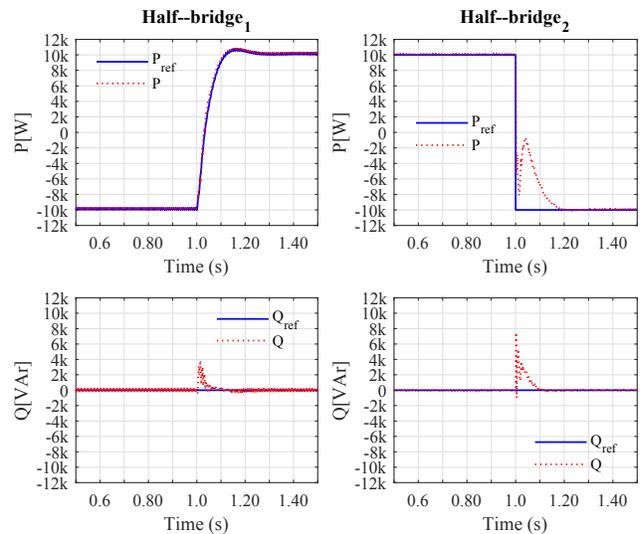


Figura 3. Potencia activa y reactiva en cada convertidor (Half-bridge₁, y Half-bridge₂).

En ambos sentidos el convertidor logra seguir la referencia y alcanza el estado estable en un tiempo alrededor de 200ms (aproximadamente 12 ciclos de red) en ambas eta-

pas del convertidor (ver detalle en Figura 4). Lo anterior se debe a la selección de las ganancias en el esquema de control PBC y el lazo de generación de referencia mediante el compensador PI. La potencia reactiva por el lado del convertidor “Half-bridge₂” tiene un sobretiro de aproximadamente de 8 kVAr, mientras en el “Half-bridge₁” se presenta un sobretiro menor de aproximadamente 4 kVAr. Estos sobretiros son causados por los términos cruzados en las ecuaciones de corrientes dq .

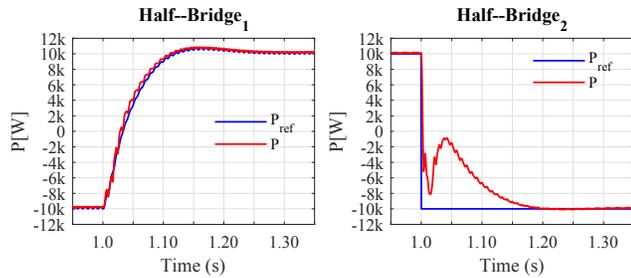


Figura 4. Detalle: Potencia activa en cada convertidor (Half-bridge₁, y Half-bridge₂).

El efecto provocado por el cambio de flujo de potencia se manifiesta de la misma forma en la tensión del bus de cd . En la Figura 5 se aprecia que la caída de tensión es de alrededor de 250 V, con un tiempo de respuesta de aproximadamente 200ms. Como puede verse en la misma Figura, el comportamiento en la tensión presente en cada capacitor es muy similar. Sin embargo, se observa una ligera diferencia entre ambas formas de onda. Esta diferencia se debe al punto neutro que se forma entre los capacitores; por lo tanto, la diferencia $\Delta V = v_{c1} - v_{c2} \neq 0$, aunque la suma $v_{c1} + v_{c2} = v_{cd}$.

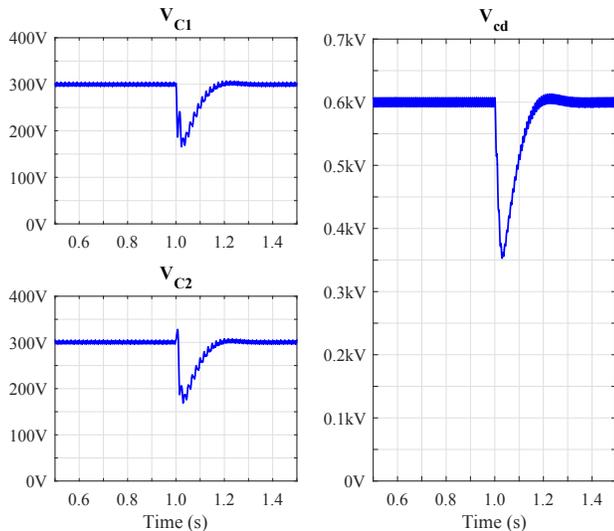


Figura 5. Tensión del bus de cd y tensión en cada condensador.

Las señales de tensión y corriente de cada generador de ca , se muestra en la Figura 6, en la que se aprecia que las señales se encuentran en fase. En este caso, dado que se

realiza el cambio de transferencia de energía, las corrientes en cada uno de los convertidores alcanzan al valor deseado en aproximadamente 12 ciclos de red. En este punto se verificó que la velocidad de respuesta depende de las ganancias del esquema de control, en caso de mejorar la respuesta dinámica se pueden presentar sobretiros más elevados, tanto en las potencias como en la tensión de cd .

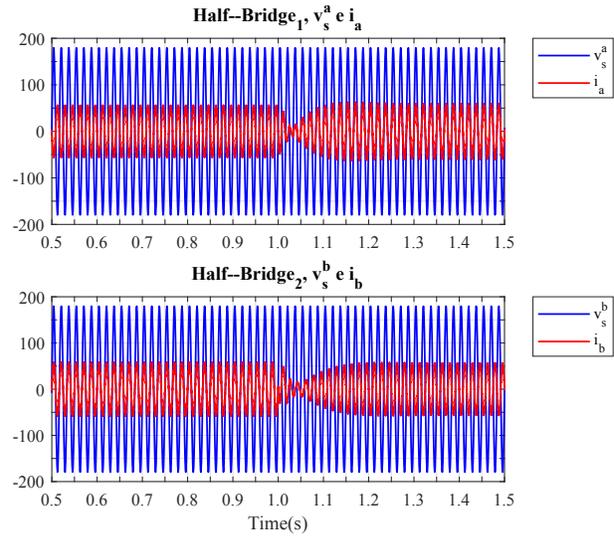


Figura 6. Tensión y corriente de línea.

Para corroborar la respuesta dinámica en los lazos de control, las corrientes en el marco de referencia síncrono se superponen sobre sus respectivas corrientes en ca . Otro punto a considerar, debido a la respuesta lenta es que el sistema es monofásico y se emplea el concepto del circuito imaginario; por lo que se tiene un retraso de un cuarto de ciclo de red extra (≈ 4.1667 ms).

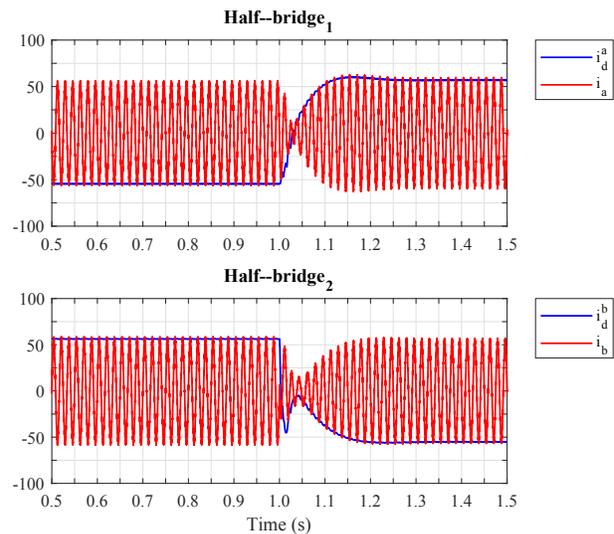


Figura 7. Corrientes en i_d superpuesta en la corriente de ca de cada convertidor: Half-bridge₁, y Half-bridge₂.

Finalmente, en la Figura 8 se presentan las $\mu_d^{a,b}$ y $\mu_q^{a,b}$ de cada uno de los convertidores, respectivamente. Con los gráficos mostrados en esta figura se observa que es posible reducir los sobretiros de potencia, pero afectará la velocidad de respuesta.

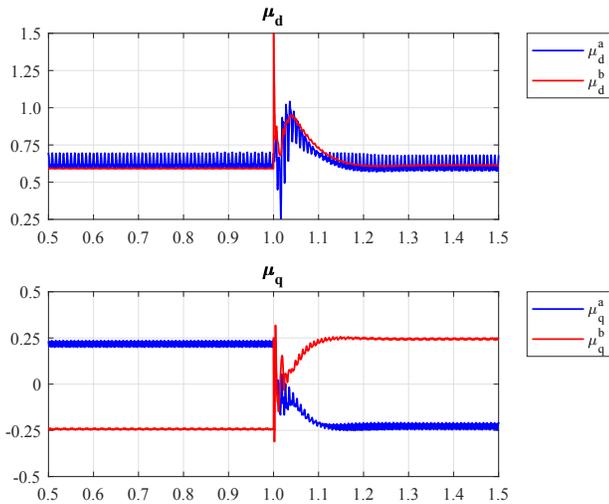


Figura 8. Detalle: Señales de control en el marco de referencia dq para el Half-bridge₁, y Half-bridge₂.

5. CONCLUSIONES

En este trabajo se desarrolló un esquema de control basado en pasividad mediante un cambio de variable aplicado al modelo del convertidor monofásico en configuración Back to Back. Se obtuvo una representación alterna del modelo en función de potencia activa y reactiva, por lo que se propuso un esquema de control directo de potencia basado en pasividad (DPC-PBC). En este sentido, dado que la aplicación está enfocada a sistemas de baja tensión, se emplea una topología formada por un par de convertidores medio puente y bus de cd dividido. Aunque los resultados en simulación son prometedores quedan algunos problemas por resolver. En primer lugar, la presencia de una componente al doble de la frecuencia en la tensión de rizo del bus de cd , la cual se puede reflejar hacia ambos lados de ca , en caso de que las frecuencias sean distintas es probable que introduzca componentes armónicas no deseadas. Por otro lado, la desviación de tensión presente en el bus de cd puede ocasionar disminución del factor de potencia y generación de offsets en las señales de ca . No obstante, el esquema de control propuesto se encarga de mantener los niveles de potencia activa y reactiva dentro de los rangos establecidos en los objetivos de control. Aunque los tiempos de respuesta obtenidos son muy similares entre convertidores, presentan una leve diferencia de $\approx \pm 12$ ms. Desde luego existe un compromiso en este tipo de esquemas, mejorando la velocidad de respuesta, pero incrementando los sobretiros y viceversa.

REFERENCIAS

- González, M., Cárdenas, V., and Pazos, F. (2004). Dq transformation development for single-phase systems to compensate harmonic distortion and reactive power. *9th IEEE International Power Electronics Congress*, 177–182.
- Guerrero, J.M., Vasquez, J.C., Matas, J., de Vicuna, L.G., and Castilla, M. (2011). Hierarchical control of droop - controlled ac and dc microgrids - a general approach toward standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), 158–172.
- Holmes, D. and Lipo, T. (2003). *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press Series on Power and Energy Systems. Wiley.
- Lasseter, B. (2001). Microgrids [distributed power generation]. In *2001 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings*, volume 1, 146–149 vol.1.
- Lo, Y.K., Song, T.H., and Chiu, H.J. (2002). Analysis and elimination of voltage imbalance between the split capacitors in half-bridge boost rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(5), 1175–1177.
- Loredo, F., Miranda-Vidales, H., Alvarez-Salas, R., Cárdenas, V., and González, M.A. (2023). A passivity-based direct power control scheme of a back to back - npc converter. In *Congreso Nacional de Control Automático*, 1–6.
- Lu, W. and Ooi, B.T. (2002). Multiterminal lvdс system for optimal acquisition of power in wind-farm using induction generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 17(4), 558–563.
- Naghizadeh, M., Gohari, H.S., Hojabri, H., and Muljadi, E. (2023). New single-phase three-wire interlinking converter and hybrid ac/lvdс microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(4), 4451–4463.
- Ortega, R. and A. Loria, Per. J. Nicklasson, H.S.R. (1998). *Passivity-based Control of Euler-Lagrange Systems*. Springer-Verlag, London, first edition.
- Peyghami, S., Mokhtari, H., and Blaabjerg, F. (2018). Autonomous power management in lvdс microgrids based on a superimposed frequency droop. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(6), 5341–5350.
- Rodríguez, J., Dixon, J., Espinoza, J., Pontt, J., and Lezana, P. (2005). Pwm regenerative rectifiers: state of the art. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 52(1), 5–22.
- Sandoval, G., Miranda, H., Espinosa-Perez, G., and Cardenas, V. (2012). Passivity-based control of an asymmetric nine-level inverter for harmonic current mitigation. *IET Power Electronics*, 5(2), 237–247.
- Tang, W. and Lasseter, R. (2000). An lvdс industrial power distribution system without central control unit. In *31st Annual Power Electronics Specialists Conference*, volume 2, 979–984 vol.2.
- van der Schaft, A. (2000). *L₂ Gain and Passivity Techniques in Nonlinear Control*. Springer-Verlag, London, 2nd edition.