

Control Strategy for the Follow-Up of Instantaneous Power of a Dual Active Bridge Converter Grid-Connected

Ángel Daniel Mejía Oros*, V. Cárdenas*,
Ricardo Álvarez-Salas*, Mario González-García*,
Mauro Maya*

* Facultad de Ingeniería, Universidad Autónoma de San Luis Potosí,
San Luis Potosí, S.L.P. Av. Manuel Nava 8, 78290 (e-mail:
angeldaniel.mejia@gmail.com, vcardena@uaslp.mx, ralvarez@uaslp.mx,
mgonzale@uaslp.mx, mauro.maya@uaslp.mx).

Abstract: One of the main features of the dual active bridge (DAB) converter is the ability to control both magnitude and direction of the active power; however, its use is mainly focused on DC/DC applications. In AC single-phase applications, the DAB must deliver time-varying power while maintaining bidirectional power flow control features with adequate performance. In this paper a simple control strategy to achieve the link between an AC bus with unity power factor and supercapacitor-based storage system using a dual active bridge is presented. The power control scheme is based on only voltage measurements, and through the integration of the DAB and a synchronous rectifier the power flow between the supercapacitor and the AC bus is regulated. The effectiveness of the proposal is evaluated through system analysis and simulations.

Keywords: DAB Converter, Electronic Power Systems Control, Supercapacitor-Based Storage System, Linear Systems Control

1. INTRODUCCIÓN

El convertidor de puente doble activo (DAB, por sus siglas en inglés) presentado por primera vez en 1988 (De Doncker et al., 1988) y patentado en 1991 (De Doncker et al., 1991), consiste de dos puentes activos acoplados por un transformador y su inductancia L [H] de dispersión equivalente. Entre sus ventajas se encuentran: bidireccionalidad de potencia, alta densidad de potencia, amplio rango de conmutación a tensión cero y aislamiento galvánico (Sha and Xu, 2019), entre otras. A través de la operación de los convertidores se puede controlar el flujo de potencia entre la entrada y la salida, y la ganancia del transformador habilita el acoplamiento entrada/salida con diferentes niveles de tensión. Sin embargo, es necesario acoplar otro convertidor a la salida para permitir la conexión entre un bus de CD y un bus de CA, así como diseñar una estrategia de control que permita regular la potencia instantánea, ya que esta no será constante como en aplicaciones CD/CD.

En (Tiwary et al., 2019) se presenta una estrategia de control para regular la potencia entregada por el devanado primario al devanado secundario del transformador, a

* Esta investigación ha sido financiada por CONACyT México y por CIEP UASLP.

partir de las mediciones de corriente y voltaje de salida. Sin embargo el control presenta una parte no lineal para el cálculo del desfase φ entre las tensiones de los puentes, y la aplicación está orientada para una conexión CD/CD. Si bien el convertidor de puente doble activo fue concebido originalmente para aplicaciones de CD/CD, existen variaciones en la topología que permiten su aplicación en corriente alterna. El DAB ha sido utilizado con un rectificador síncrono empleando una estrategia de modulación con conmutación a tensión cero (Everts et al., 2014); también ha sido empleado con un convertidor CA/CD con corrección de factor de potencia en lazo abierto (Weise et al., 2014). En (Qin and Kimball, 2009) se utiliza el DAB para una aplicación CA/CA con interruptores en antiserie y conmutación a tensión cero; sin embargo la tarea de obtener un factor de potencia unitario la desarrolla un filtro activo paralelo.

En este trabajo se propone una estrategia de control para que el convertidor realice la transferencia de potencia entre un banco de supercondensadores en CD con un bus de CA, garantizando un factor de potencia unitario en el acoplamiento con la red de CA sin requerir filtros activos. La estrategia de control se basa en regular la potencia del convertidor de la forma:

$$p(t) = 2P_o^* \sin^2(2\pi f_o t), \quad (1)$$

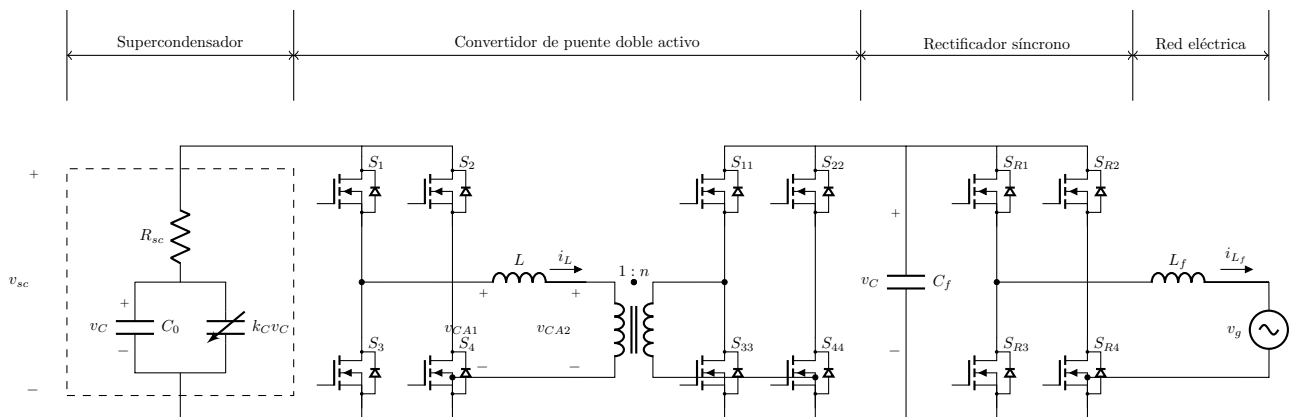


Fig. 1. Convertidor de puente doble activo con rectificador síncrono.

de manera que se entregue una potencia promedio P_o^* [W] en el bus de CD, y el acoplamiento con la red de CA a una frecuencia de f_o [Hz] tenga factor de potencia unitario.

2. FUNCIONAMIENTO DEL CONVERTIDOR DE PUENTE DOBLE ACTIVO

La topología utilizada en este trabajo se muestra en la Fig. 1; el convertidor consiste en dos puentes activos acoplados a través de un transformador de ganancia $1:n$ y su inductancia de dispersión L [H]. El puente primario está conectado al supercondensador cuya tensión en terminales es v_{sc} [V]; el puente secundario está conectado a la capacitancia de filtro C_f [F], el rectificador síncrono, la inductancia de filtro L_f y la red v_g . La función del rectificador síncrono es desdoblarse la señal de corriente que se inyecta a la red en el proceso de descarga del supercondensador y rectificar la tensión de red en el proceso de carga.

Existen diferentes esquemas de modulación para el convertidor DAB, como lo son la modulación trapezoidal y la modulación triangular. El esquema que se emplea en este artículo es el de desplazamiento de fase, el cual consiste en conmutar ambos puentes a un ciclo de trabajo constante de 0.5 y variar el desfase φ entre ellos. Sólo es necesario un grado de libertad para controlar la potencia entregada por el convertidor. Como punto de partida para el análisis de transferencia de energía, es conveniente sustituir los convertidores de puente completo por fuentes de tensión de CA cuadradas como se muestra en la Fig. 2.

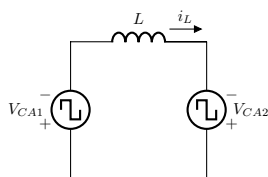


Fig. 2. Circuito equivalente en terminales de la inductancia de dispersión.

Para el análisis se considera que la potencia va en dirección de V_{CA1} a V_{CA2} , por lo que esta última está atrasada un ángulo φ [rad] como se muestra en las formas de onda en estado estable en la Fig. 3, siendo $t_\varphi = \varphi/\omega_s$, $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s la frecuencia de conmutación y T_s [s] el recíproco de dicha frecuencia.

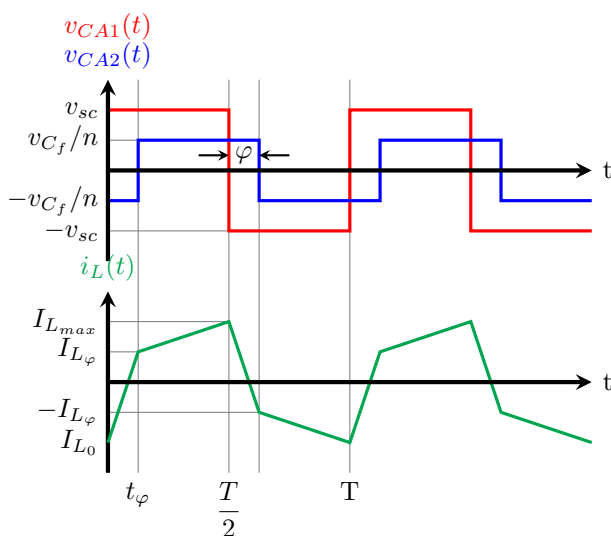


Fig. 3. Formas de ondas de $v_{CA1}(t)$, $v_{CA2}(t)$ e $i_L(t)$.

I_{L_0} e I_{L_φ} son los valores de corriente instantánea en la inductancia de dispersión durante las conmutaciones del puente primario y secundario respectivamente, y están dados por:

$$I_{L_0} = \frac{(v_{C_f} - nv_{sc})\pi - 2\varphi v_{C_f}}{4\pi n f_s L}, \quad (2)$$

$$I_{L_\varphi} = \frac{(v_{C_f} - nv_{sc})\pi + 2\varphi n v_{sc}}{4\pi n f_s L}. \quad (3)$$

La potencia promedio en un intervalo de conmutación T_s se calcula a partir del valor instantáneo $p_1(t) = v_{CA1}(t)i_L(t)$ o de $p_2(t) = v_{CA2}(t)i_L(t)$, siendo:

$$P_1 = -P_2 = P = \frac{v_{sc}v_{C_f}\varphi(\pi - \varphi)}{2\pi^2n_fL}. \quad (4)$$

3. CONTROL DEL CONVERTIDOR DE POTENCIA

El objetivo de control en la operación del convertidor es regular la potencia que se intercambia entre un supercondensador y la red eléctrica, bajo dos escenarios de operación. Se considera que la red tiene un pico de tensión 180 V y el supercondensador trabaja en el rango de 0 a 48 V. En el rango de 20 a 48 V el convertidor debe operar bajo un esquema de *potencia acotada*, donde la potencia promedio se limita a 500 W. Para una tensión en el supercondensador menor a 20 V el convertidor opera en la región de *corriente acotada*, limitando la corriente en el bus de CD a 100 A, y así evitar daños en los elementos del convertidor. En ambas regiones se busca tener una corriente de red sinusoidal con baja distorsión armónica. De acuerdo a la Fig. 1, la corriente i_{L_f} estará en fase con la tensión de red (suministro de potencia activa) durante la descarga, y tendrá un desfase de 180° en el proceso de carga.

3.1 Modelo conmutado

A partir del planteamiento mostrado en (Aganza Torres, 2017) y (Qin, 2012), se obtiene el circuito equivalente del convertidor de potencia que se muestra en la Fig. 4, y las ecuaciones del modelo conmutado están dadas por:

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{\alpha i_L}{C_0 + 2k_C v_C}, \quad (5)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\alpha v_C}{L} - \frac{(R_{sc} + R_L)i_L}{L} - \frac{\beta v_{C_f}}{nL}, \quad (6)$$

$$\frac{dv_{C_f}}{dt} = \frac{\beta i_L}{nC_f} - \frac{\gamma i_{L_f}}{C_f}, \quad (7)$$

$$\frac{di_{L_f}}{dt} = \frac{\gamma v_{C_f}}{L_f} - \frac{v_g(t)}{L_f}. \quad (8)$$

Donde α , β y γ representan los estados de conmutación de los puentes primario, secundario y del rectificador síncrono respectivamente, y sus valores están definidos por:

$$\alpha = \text{sign}[\sin(2\pi f_s t)], \quad (9)$$

$$\beta = \text{sign}[\sin(2\pi f_s t - \varphi)], \quad (10)$$

$$\gamma = \text{sign}[\sin(2\pi f_o t)]. \quad (11)$$

3.2 Modelo promedio generalizado

Se usará la notación $\langle \cdot \rangle_k$ para diferenciar los coeficientes de Fourier de sus respectivas variables del modelo conmutado. Los subíndices R e I denotan las componentes real e imaginaria respectivamente; $k = 0$ para la componente en CD y $k = 1$ para la componente a la frecuencia de conmutación. Debido a que la frecuencia de conmutación es mucho más alta que la frecuencia de red y que la dinámica del supercondensador, $v_g(t)$, γ y v_C se asumirán

como constantes en un periodo de conmutación T_s . Por lo tanto, el modelo promedio generalizado queda de la forma:

$$\frac{d\langle i_L \rangle_{1R}}{dt} = -\frac{r_L}{L} \langle i_L \rangle_{1R} + \omega_s \langle i_L \rangle_{1I} + \frac{2\sin(\varphi)}{\pi nL} \langle v_C \rangle_0, \quad (12)$$

$$\frac{d\langle i_L \rangle_{1I}}{dt} = -\omega_s \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{r_L}{L} \langle i_L \rangle_{1I} + \frac{2\cos(\varphi)}{\pi nL} \langle v_C \rangle_0 - \frac{2V_{CD}}{\pi L}, \quad (13)$$

$$\frac{d\langle v_C \rangle_0}{dt} = -\frac{4\sin(\varphi)}{\pi nC_f} \langle i_L \rangle_{1R} - \frac{4\cos(\varphi)}{\pi nC_f} \langle i_L \rangle_{1I} - \frac{1}{C_f} \langle i_{L_f} \rangle_0, \quad (14)$$

$$\frac{d\langle i_{L_f} \rangle_0}{dt} = \frac{1}{L_f} \langle v_C \rangle_0 - \frac{V_g}{L_f}. \quad (15)$$

3.3 Modelo linealizado

A partir del modelo promedio generalizado se representa el sistema de la forma:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du. \end{aligned} \quad (16)$$

Siendo u la variable de control, en este caso φ , y y la salida, que es la potencia instantánea. Utilizando el Jacobiano en el modelo promedio generalizado se obtiene:

$$x = [\widetilde{i_{L1R}} \ \widetilde{i_{L1I}} \ \widetilde{v_{C0}} \ \widetilde{i_{L_f0}}]^T, \quad (17)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & \omega_s & \frac{2\sin(\Phi_e)}{\pi nL} & 0 \\ -\omega_s & -\frac{r_L}{L} & \frac{2\cos(\Phi_e)}{\pi nL} & 0 \\ -\frac{4\sin(\Phi_e)}{\pi nC_f} & -\frac{4\cos(\Phi_e)}{\pi nC_f} & 0 & -\frac{1}{C_f} \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_f} & 0 \end{bmatrix}, \quad (18)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{2\cos(\Phi_e)V_{C0e}}{\pi nL} & -\frac{2\sin(\Phi_e)V_{C0e}}{\pi nL} \\ -\frac{4\cos(\Phi_e)I_{L1Re}}{\pi nC_f} & +\frac{4\sin(\Phi_e)I_{L1Ie}}{\pi nC_f} & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (19)$$

Donde las variables con tilde representan pequeñas variaciones en los términos $\langle i_L \rangle_{1R}$, $\langle i_L \rangle_{1I}$, $\langle v_C \rangle_0$ e $\langle i_{L_f} \rangle_0$, y los términos en mayúscula con subíndice e son los valores en estado estacionario. A partir de la ecuación (4) se obtienen las matrices C y D :

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{CD}e\Phi_e(\pi - \Phi_e)}{2\pi^2n_fL} & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

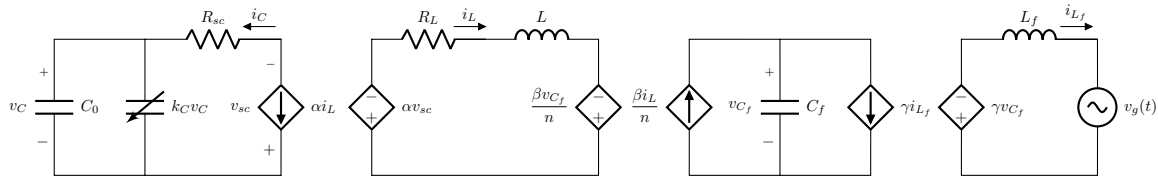


Fig. 4. Circuito equivalente del convertidor de puente doble activo.

$$D = \frac{V_{CDe}V_{C0e}(\pi - 2\Phi_e)}{2\pi^2 n f_s L}. \quad (21)$$

Se obtiene la función de transferencia a partir de $G(s) = C(sI - A)^{-1}B + D$ de la forma:

$$G(s) = \frac{\tilde{P}(s)}{\tilde{\varphi}(s)} = \frac{b_4 s^4 + b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0}. \quad (22)$$

Y se propone un controlador de la forma:

$$H(s) = \frac{150}{s + 70}. \quad (23)$$

El lazo de control con retroalimentación se muestra en la Fig. 5. El polo y la ganancia se eligieron para evitar un desfase superior a 2° a 120 Hz debido a que, de lo contrario, la corriente que se inyecta a red estará desfasada de la tensión y las conmutaciones del rectificador síncrono no serán a corriente cero, presentando transitorios de corriente no deseados.

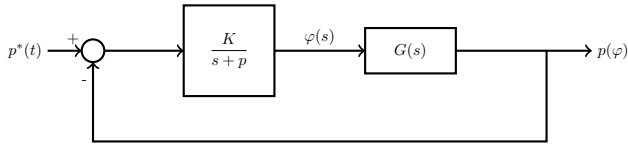


Fig. 5. Diagrama de bloques de la planta con retroalimentación y controlador.

La potencia de referencia se calcula como:

$$p^*(t) = 2P_o^* \sin^2(2\pi f_o t). \quad (24)$$

Y la potencia de salida se obtiene filtrando la medición de v_{sc} y de la medición de v_g , esto debido a que medir directamente v_{Cf} en el condensador de filtro tiene la desventaja del rizo a la frecuencia de conmutación que provoca que el controlador se inestabilice. La potencia de salida está dada por:

$$P(\varphi) = \frac{v_C |v_g| \varphi (\pi - |\varphi|)}{2\pi^2 n f_s L}. \quad (25)$$

4. RESULTADOS

Para corroborar el esquema de control desarrollado, se realizó una simulación con el circuito de potencia y el circuito de control en lazo cerrado, utilizando un supercondensador de 165 F modelado como una capacitancia variable C_0 y k_C , y una resistencia serie R_{sc} . Los parámetros del circuito de potencia se muestran en la Tabla 1. Los parámetros requeridos es una potencia nominal de

500 W para alimentar una carga por al menos 10 min. La corriente i_L se acotó a un máximo de 100 A, esto se logra definiendo dos modos de operación para la generación de la referencia:

$$P_o^* = \begin{cases} 25V_{sc} & 0 \leq v_{sc} < 20 \text{ (Corriente acotada)} \\ 500 & 20 \leq v_{sc} < 48 \text{ (Potencia acotada)} \end{cases}.$$

Tabla 1. Parámetros del convertidor.

Parámetro	Símbolo	Magnitud
Frecuencia de red	f_o	60 Hz
Frecuencia de conmutación	f_s	50 kHz
Inductancia de dispersión	L	2.4 μ H
Resistencia de pérdidas	R_L	47.2 m Ω
Relación de transformación	n	3.75
Capacitancia inicial del supercondensador	C_0	121 F
Constante de capacitancia variable	k_C	1.418 F/V
Resistencia serie del supercondensador	R_{sc}	31.86 m Ω
Capacitancia de filtro	C_f	1.4 μ F
Inductancia de filtro	L_f	728 μ H
Tensión pico de red	V_g	180 V

4.1 Ciclo de carga

En la Fig. 6 se muestra el proceso de carga del supercondensador cuando su tensión se encuentra a 20 V. En la primera gráfica se observa cómo la corriente i_L en el devanado primario (trazo azul) no supera los 100 A como era esperado. La corriente i_{Lf} que se inyecta a la red (trazo verde, segunda gráfica) se encuentra a 180° de desfaseamiento con la tensión v_g (trazo rojo) dado que la red CA entrega potencia. Finalmente, en la tercera gráfica se aprecia que la potencia que entrega la red es mayor que la de referencia, esto debido a las pérdidas presentes en el convertidor que deben compensarse para lograr que en la inductancia del transformador se siga entregando la potencia deseada $P(\varphi)$; dichas pérdidas se asocian a R_L y R_{sc} .

En la Fig. 7 se observa que la potencia entregada por la red es siempre mayor a la que recibe el supercondensador.

La potencia de referencia tiene la forma:

$$p^*(t) = P_o^* - P_o^* \cos(4\pi f_o t) \quad (26)$$

De igual manera, la potencia de salida tiene una componente en CD, una componente de 120 Hz con un des-

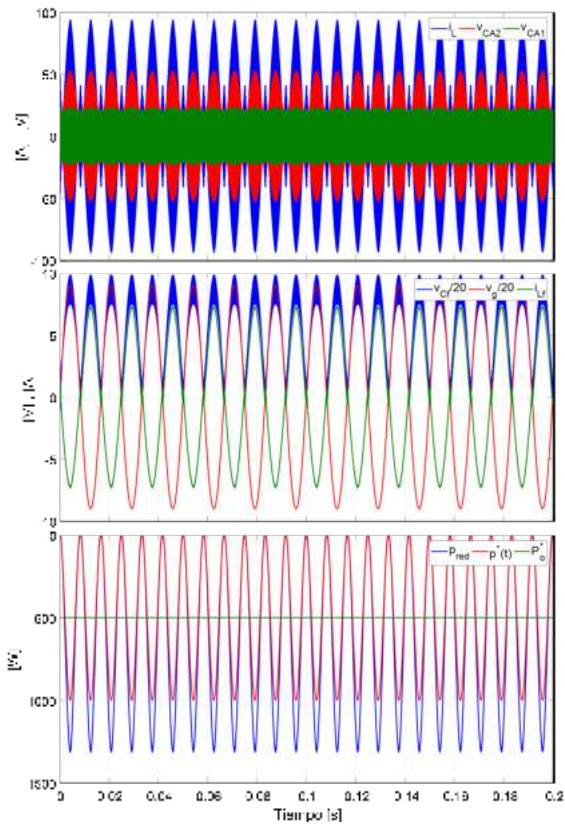


Fig. 6. Proceso de carga del supercondensador en lazo cerrado.

fasamiento θ , y otros términos de alta frecuencia asociados a la frecuencia de conmutación:

$$p_g(t) = P_{CD} - P_{CA} \cos(4\pi f_o t - \theta) + \dots \quad (27)$$

De manera que los errores en CD y CA se calculan a partir de:

$$e_{CD} = \frac{P_o^* - P_{CD}}{P_o^*} \quad (28)$$

$$e_{CA} = \frac{P_o^* - P_{CA}}{P_o^*} \quad (29)$$

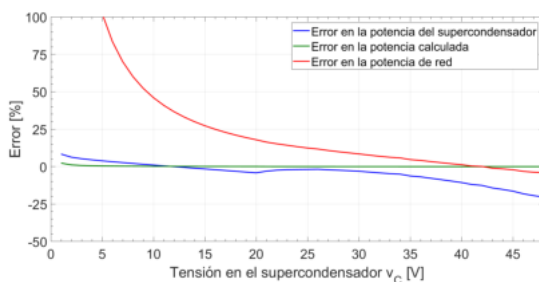


Fig. 7. Error en CD de la potencia en el supercondensador, calculada y de red durante el proceso de carga.

4.2 Ciclo de descarga

El proceso de descarga es similar al proceso de carga, sin embargo, la red es quien recibe ahora menos energía como se ve en la Fig. 8 (tercera gráfica, trazo azul). Además, la corriente de red i_{L_f} (segunda gráfica, trazo verde) empieza a mostrar más distorsión debido al mayor desfase θ entre la corriente i_{L_f} y la conmutación del rectificador síncrono.

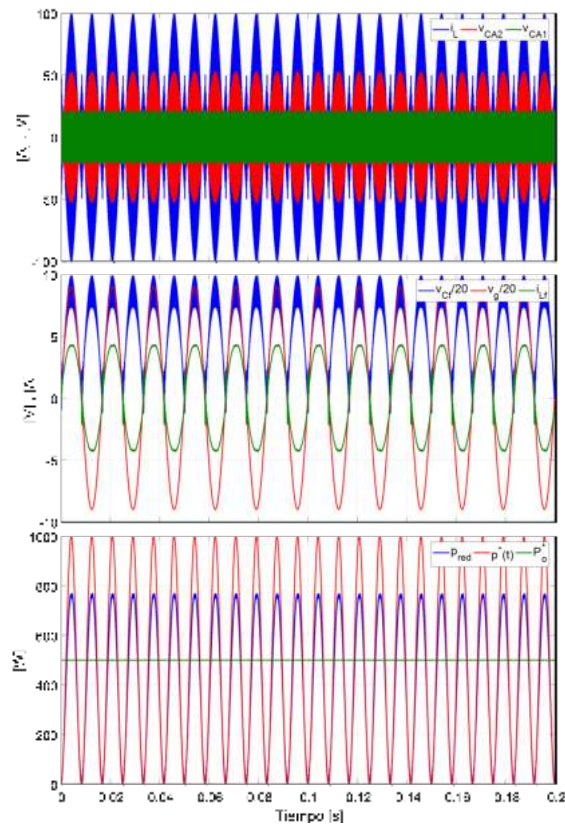


Fig. 8. Proceso de descarga del supercondensador en lazo cerrado.

En la Fig. 9 se muestra como el error en la potencia de red cae a -100% , esto debido a que, cuando la tensión del supercondensador es demasiado baja, y dado que la corriente está limitada a 100 A, ya no hay suficiente energía para compensar las pérdidas en el convertidor y entregar potencia a la red.

En la Fig. 10 se muestra la distorsión armónica en la corriente de la red en función de la tensión del supercondensador, tanto para el ciclo de carga como descarga. Se aprecia un valor elevado cuando la tensión es baja, en particular para el ciclo de descarga. Además la eficiencia del convertidor se ve muy afectada por la alta corriente que se maneja (Fig. 11), lo cual puede solucionarse con dispositivos con menores pérdidas (resistencia de conducción equivalente y de conmutación), o empleando la conmutación a tensión cero para reducir las pérdidas en los puentes completos.

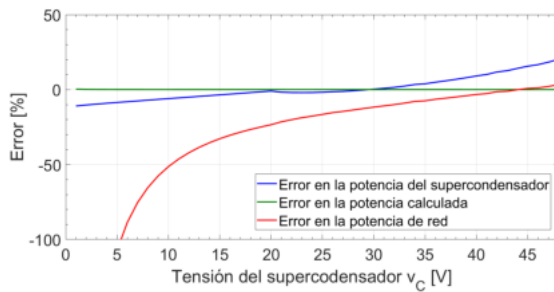


Fig. 9. Error en CD de la potencia en el supercondensador, calculada y de red durante el proceso de descarga.

En la Tabla 2 se muestran los valores de eficiencia y distorsión armónica de la corriente i_{L_f} a 48 y 20 volts en v_C , que son la tensión máxima en el supercondensador y la frontera en las regiones de corriente y potencia acotadas.

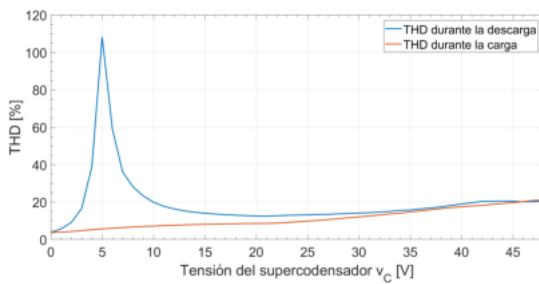


Fig. 10. Distorsión armónica total de la corriente i_{L_f} durante los procesos de carga y descarga del supercondensador.

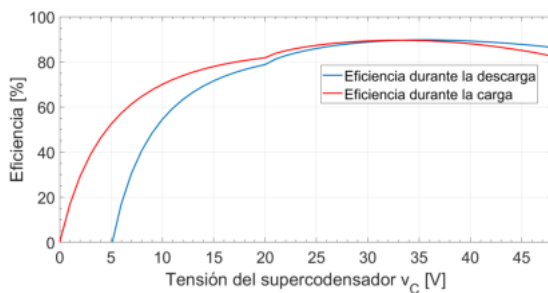


Fig. 11. Eficiencia del convertidor durante los procesos de carga y descarga del supercondensador.

Tabla 2. Resultados de la simulación.

Resultado	Carga	Descarga
Eficiencia máxima	89.57 %	89.73 %
Eficiencia a 48 V	82.50 %	86.41 %
Eficiencia a 20 V	81.80 %	78.79 %
THD a 48 V	21.12 %	20.41 %
THD a 20 V	8.60 %	12.52 %

5. CONCLUSIONES

La estrategia de control utilizada en este artículo permite asegurar el seguimiento de la referencia de potencia de

manera sencilla, empleando únicamente dos sensores de voltaje para medir la tensión de entrada y salida del convertidor.

El controlador propuesto tiene una estructura sencilla pero introduce un desfase que afecta la distorsión de la corriente de la red, debido a los cruces por cero y la operación del rectificador síncrono. Esta distorsión se puede mejorar a partir de un controlador que no genere desfase.

El desempeño del sistema en el proceso de carga y descarga del supercondensador es adecuado, controlando la potencia a un valor constante de operación, o limitando la corriente cuando la tensión es inferior a 20 V en el supercondensador.

La eficiencia del convertidor se puede mejorar a partir de un diseño óptimo con pérdidas reducidas en los semiconductores del DAB.

REFERENCES

- Aganza Torres, A. (2017). *A High-Frequency Link Multiport Converter for Renewable Energy Sources Applications*. Ph.D. thesis, UASLP.
- De Doncker, R.W., Divan, D.M., and Kheraluwala, M.H. (1988). A three-phase soft-switched high power density dc/dc converter for high power applications. In *Conference Record of the 1988 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 796–805 vol.1.
- De Doncker, R.W., Kheraluwala, M.H., and Divan, D.M. (1991). Power conversion apparatus for dc/dc conversion using dual active bridges. United States Patent 5027264.
- Everts, J., Krismer, F., Van den Keybus, J., Driesen, J., and Kolar, J.W. (2014). Optimal zvs modulation of single-phase single-stage bidirectional dab ac–dc converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8), 3954–3970.
- Qin, H. (2012). *Dual active bridge converters in solid state transformers*. Ph.D. thesis, Missouri University of Science and Technology.
- Qin, H. and Kimball, J. (2009). Ac-ac dual active bridge converter for solid state transformer. 3039 – 3044. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316507.
- Sha, D. and Xu, G. (2019). *High-Frequency Isolated Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converters with Wide Voltage Gain*. Springer.
- Tiwary, N., Venkataramana, N.N., Panda, A.k., and Narendra, A. (2019). Direct power control of dual active bridge bidirectional dc-dc converter. In *2019 International Conference on Power Electronics, Control and Automation (ICPECA)*, 1–4. doi: 10.1109/ICPECA47973.2019.8975575.
- Weise, N.D., Castelino, G., Basu, K., and Mohan, N. (2014). A single-stage dual-active-bridge-based soft switched ac–dc converter with open-loop power factor correction and other advanced features. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(8), 4007–4016.