

Control of a DC-DC Dual Active Bridge Converter in DC Microgrids Applications

F. D. Esteban, F. M. Serra, and C. H. De Angelo, *Senior Member, IEEE*

Abstract— In this paper, a control strategy for an isolated DC-DC dual active bridge converter to adapt different voltage levels in a DC microgrid is proposed. The control strategy allows regulating the output voltage while maintaining in zero the mean value of the current in the high frequency transformer. The system is represented with a linearized version of its generalized average model and the controller is designed using classical techniques. The performance of the proposal is validated with simulations and experimental results.

Index Terms— Microgrid; bidirectional DC-DC converter; dual active bridge, DAB, high frequency transformer, small signal model, classic control.

I. INTRODUCCIÓN

El incremento de la contaminación ambiental y la creciente demanda energética están impulsando el uso de las microrredes (*Microgrids*, **MG**), ya sea como parte de los sistemas eléctricos de potencia (*Power Electric System*, **PES**) o conformando sistemas eléctricos aislados en aquellas regiones donde no hay acceso a la energía eléctrica. Estas MG se basan principalmente en la generación de energía mediante recursos renovables y posibilitan flujo de potencia bidireccional entre los diferentes usuarios, brindando así mayor flexibilidad al sistema eléctrico [1]-[5].

Una MG es un sistema eléctrico formado por generadores distribuidos (*Distributed Generators*, **DG**) interconectados con sistemas de almacenamiento (*Energy Storage Systems*, **ESS**), cargas y la red eléctrica en el caso de que se trate de un sistema conectado al PES [5]. Las MG pueden ser tanto de corriente alterna (*Alternating Current*, **AC**) como de corriente continua (*Direct Current*, **DC**). Las MG de DC presentan ciertas características que aventajan a las de AC, como simple implementación, mayor estabilidad, confiabilidad y eficiencia. Es por ello que suelen preferirse en aplicaciones residenciales, estaciones de carga rápida para vehículos eléctricos, centros de datos, entre otras [1], [2].

En la Fig. 1 se muestra un diagrama en bloques de una MG de DC constituida por dos alimentadores que se encuentran a diferentes niveles de tensión

F. D. Esteban, Laboratorio de Control Automático (**LCA**), Universidad Nacional de San Luis, San Luis, Argentina, festeban@unsl.edu.ar

F. M. Serra, Laboratorio de Control Automático (**LCA**), Universidad Nacional de San Luis y CONICET, San Luis, Argentina, fmserra@unsl.edu.ar

C. H. De Angelo, Grupo de Electrónica Aplicada (**GEA**), IITEMA, Universidad Nacional de Río Cuarto y CONICET, Córdoba, Argentina, cdeangelo@ieec.org

Corresponding author: Francisco Daniel Esteban.

Por lo tanto, para administrar el flujo de potencia entre las diferentes partes de la MG, se requiere de un convertidor DC-DC que permita adaptar los niveles de tensión entre los alimentadores. Para lograr una operación eficiente y segura, este convertidor debe cumplir con requisitos de permitir/proveer flujo de potencia bidireccional, para incrementar la flexibilidad del sistema, y aislación galvánica.

Para la aplicación antes mencionada, una opción es el uso de un convertidor DC-DC con puentes duales activos (*Dual Active Bridge*, **DAB**). Este convertidor está compuesto por dos puentes activos, cuya topología puede ser trifásica [9] o monofásica [10] y que se interconectan entre sí mediante un transformador de alta frecuencia (*High Frequency Transformer*, **HFT**). Este convertidor presenta características atractivas, tales como aislación galvánica, flujo de potencia bidireccional, alta densidad de potencia y posibilidad de disminuir pérdidas mediante conmutación suave [7], [8].

Las características antes expuestas del convertidor DC-DC DAB lo hacen apto para aplicaciones que requieren mantener y adaptar niveles de tensión en microrredes [6], [8], controlar la carga y descarga de ESS [11], [12], en redes de distribución de potencia conformando transformadores de estado sólido (*Solid State Transformer*, **SST**) [13], [14] y en vehículos eléctricos [12], [15], [16] entre otras. Por ello, muchas investigaciones se han centrado en el modelado matemático y el control de este tipo de convertidor [10], [13], [17], [21], [22].

El modelo matemático del convertidor DC-DC DAB puede ser descrito con buena exactitud mediante un sistema de ecuaciones no lineales, por lo que en algunas propuestas se implementan estrategias de control no lineal para lograr un buen desempeño dinámico y de estado estable. Sin embargo, es posible obtener un diseño de controlador más simple a partir de un modelo linealizado y aplicando estrategias clásicas, las cuales son en general sencillas, fáciles de implementar y permiten obtener excelentes respuestas dinámicas para este tipo de aplicaciones. Así, en [10] se presenta un control lineal desarrollado a partir del modelo linealizado en pequeña señal del convertidor con el propósito de controlar la carga y la descarga de un ESS en una MG de DC. Por otro lado, en [17] se realiza el modelado y control lineal de un convertidor DC-DC DAB en una MG de DC, y se estima la corriente de salida del convertidor, evitando el uso de un sensor de corriente, lo que permite reducir la cantidad de sensores.

A pesar de que las estrategias propuestas en [10] y [17] permiten regular la tensión de salida del convertidor, no realizan el control de la corriente del primario y secundario del HFT. En ocasiones, estas corrientes pueden presentar un valor medio (valor de DC) que puede saturar el núcleo magnético del HFT [18], degradando la eficiencia del convertidor. Este valor medio se produce debido a las no linealidades que se presentan en el

sistema tales como los tiempos muertos añadidos a las señales de activación de los dispositivos semiconductores entre otras, y a que los componentes del convertidor no son ideales en la práctica [19].

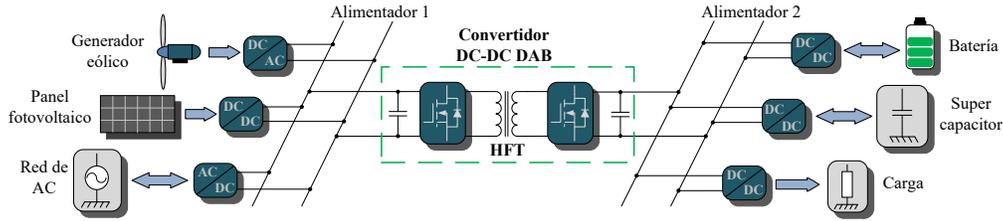


Fig. 1. Diagrama en bloques de una microrred de corriente continua con dos alimentadores de DC.

Por lo anterior, es deseable eliminar el valor medio en las corrientes de ambos bobinados del HFT para evitar su saturación, ya que bajo estas condiciones aumentan las pérdidas en los dispositivos semiconductores, reduciendo la eficiencia del convertidor [19].

En la literatura existen algunos trabajos donde se proponen controladores que permiten mantener en cero el valor medio en la corriente del HFT. En [19] se presenta una alternativa que consiste en dos lazos de control independientes usando controladores PI (*Proportional Integral, PI*), uno para regular la tensión de salida y otro para mantener en cero el valor medio en las corrientes del HFT, sin embargo, en dicho trabajo no se realiza un diseño exhaustivo de la estrategia de control, ni se dan detalles de los parámetros de diseño considerados. Por otra parte, en [20] se propone un algoritmo de control predictivo con el fin de incrementar la velocidad de respuesta en comparación con un controlador PI y eliminar el valor medio en las corrientes del HFT, aunque se observa que ante variaciones de parámetros se produce un valor medio en dicha corriente que puede saturar el núcleo del HFT.

Con el fin de adaptar niveles de tensión en una MG de DC y a la vez controlar el valor medio en la corriente del HFT, en este trabajo se propone una nueva estrategia de control para un convertidor DC-DC DAB que conecta dos alimentadores en una MG de DC. A diferencia de los trabajos previos encontrados en la literatura, aquí se realiza en detalle el modelado y diseño del controlador propuesto; el cual además, presenta características ventajosas ante ciertas condiciones de funcionamiento respecto a las propuestas existentes. Dado que el convertidor posee etapas de DC y de AC, el modelo promediado en espacio de estados convencional no proporciona información suficiente, ya que el mismo requiere que la ondulación en las variables sea despreciable. Es por ello que en este trabajo, el convertidor se modela a partir de la técnica de modelo promediado generalizado (*Generalized Average Model, GAM*) con el propósito de incluir el comportamiento de la componente de AC de la corriente del HFT. Dicho modelo es posteriormente linealizado con la finalidad de poder diseñar el control usando técnicas clásicas, resultando así una estrategia de control sencilla y fácil de implementar. Esta estrategia no sólo permite regular la tensión en uno de los alimentadores de la MG, sino que además mantiene en cero el valor medio en la corriente del primario y del secundario del HFT. Además, se añade un término de precompensación para la corriente del HFT y de carga, que permite lograr mejoras en el desempeño en comparación a un PI convencional ante variaciones de carga,

conexión de carga no lineal, e incluso cuando varían los parámetros del convertidor.

El presente trabajo está organizado de la siguiente manera. En la sección II se presenta una descripción del sistema, en la

sección III se describe el modelo del convertidor; en la sección IV se presenta la estrategia de control propuesta; en la sección V se muestran los resultados obtenidos, y finalmente en la sección VI se dan las conclusiones y discusión final.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema propuesto en este trabajo se muestra en la Fig. 2 a), y está compuesto por dos puentes activos que se interconectan entre sí mediante un HFT, que provee aislamiento galvánico y almacenamiento de energía mediante su inductancia de dispersión.

La transferencia de potencia desde un puente hacia el otro se controla al desfase entre sí las tensiones del primario, v_p , y del secundario, v_s .

En la Fig. 2 b) se presentan las formas de onda ideales generadas por los puentes activos y la corriente sobre el HFT, que describen el comportamiento del convertidor. La tensión v_p está modulada en ancho de pulso, y su índice de modulación m_1 permite regular el valor medio de las corrientes sobre el HFT en cero, mientras que v_s es una onda cuadrada cuyo desfase φ_2 respecto a v_p permite controlar la potencia transferida y con ello regular la tensión de salida en el valor requerido. El desfase normalizado varía entre $-1 \leq \varphi_2 \leq 1$. Si φ_2 es positivo se transfiere potencia desde el puente activo 1 hacia el puente activo 2, mientras que si es negativo se transfiere potencia en sentido contrario.

Sin pérdida de generalidad, en este trabajo se supondrá que el flujo de potencia va desde el puente activo 1 hacia el puente activo 2.

La expresión de la potencia transferida en función del desfase aplicado en estado estable (cuando $m_1 = 0,5$ en la Fig. 2 b)) es [21],

$$P_0 = \frac{nV_i v_0}{2f_s L_t} [\varphi_2 (1 - \varphi_2)] = i_{p2} v_0, \quad (1)$$

siendo, V_i la tensión de entrada (considerada constante), v_0 la tensión de salida, i_{p2} la corriente de salida del puente activo 2, f_s la frecuencia de conmutación, n la relación de transformación, mientras que L_t y R_t corresponden a la inductancia de dispersión y a la resistencia equivalente del HFT respectivamente, (ambas referidas al primario).

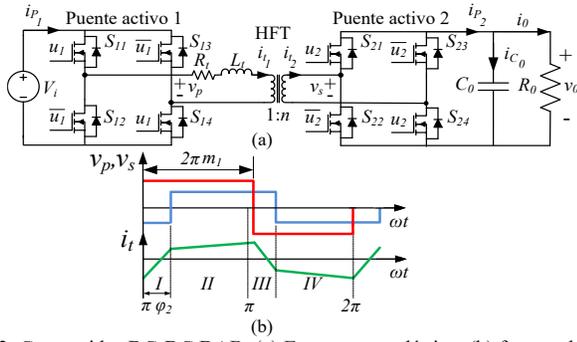


Fig. 2. Convertidor DC-DC DAB. (a) Esquema topológico, (b) formas de onda de onda de tensión generada por ambos puentes v_p (rojo), v_s (azul) y corriente sobre el HFT (verde).

III. MODELADO DEL CONVERTIDOR

Debido a que el modelo del DAB es no lineal, para diseñar un controlador a partir de estrategias de control clásicas es necesario determinar un modelo linealizado del sistema alrededor de un punto de operación. Para ello, primeramente se obtiene el modelo conmutado del convertidor y posteriormente se deriva en su GAM. Finalmente, el modelo obtenido se linealiza alrededor del punto de operación.

A. Modelo Conmutado del Convertidor

Se considera que los dispositivos semiconductores son ideales y que las conmutaciones son instantáneas. Además, se reemplaza el HFT por su circuito equivalente referido al primario.

Para obtener el modelo conmutado del convertidor se deben analizar los estados de los dispositivos semiconductores. Por lo tanto, teniendo en cuenta las formas de onda presentadas en la Fig. 2 b), se pueden deducir las expresiones de las tensiones generadas por ambos puentes como,

$$v_p = u_1 V_i, \quad v_s = u_2 v_0, \quad (2)$$

donde u_1 y u_2 son las señales de conmutación que pueden tomar valores $\{-1, 1\}$.

A partir del análisis del convertidor DC-DC DAB de la Fig. 2 a) para los intervalos I, II, III, y IV de la Fig. 2 b) y considerando (2), se pueden escribir las ecuaciones del modelo conmutado del convertidor como,

$$L_t \frac{di_t}{dt} = -i_t R_t + u_1 V_i - u_2 n v_0, \quad (3)$$

$$C_0 \frac{dv_0}{dt} = u_2 n i_t - i_o, \quad (4)$$

siendo, C_0 la capacitancia del capacitor de salida e i_o la corriente de carga.

En este trabajo se considera una relación de transformación unitaria ($n = 1$), por lo tanto en la Fig. 2 se tiene que $i_{t1} = i_{t2} = i_t$.

Dado que el DAB contiene etapas de DC y de AC, el modelo promediado clásico no resulta suficiente para representar las características principales del convertidor, por lo que resulta necesario obtener el GAM, para finalmente proceder a su linealización.

B. Modelo Promediado Generalizado

El GAM se basa principalmente en la aproximación de una forma de onda $x(t)$ mediante su representación en serie de Fourier de la forma [21]-[25],

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_k(t) e^{jk\omega t}, \quad (5)$$

siendo $\omega = 2\pi f_s$, y el número complejo $\langle x \rangle_k(t)$ representa el k -ésimo coeficiente de la serie de Fourier definido por el promedio deslizante durante el periodo de conmutación T_s ,

$$\langle x \rangle_k(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(t) e^{-jk\omega t} dt. \quad (6)$$

Las expresiones (5) y (6) conducen a dos propiedades fundamentales. La primera, dada por (7) permite describir la derivada de una variable de estado $x(t)$ en términos de los coeficientes de Fourier dados por (6) y sus derivadas respecto al tiempo; y la segunda dada por (8), indica que el k -ésimo promedio del producto entre dos variables $x(t)$ e $y(t)$ se puede obtener mediante la convolución discreta [16],

$$\frac{d}{dt} \langle x \rangle_k(t) = \left\langle \frac{d}{dt} x \right\rangle_k(t) - jk\omega \langle x \rangle_k(t), \quad (7)$$

$$\langle xy \rangle_k = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \langle x \rangle_{k-i} \langle y \rangle_i. \quad (8)$$

Si sólo se consideran los términos de DC ($k = 0$) en (5) y (6) se obtiene el modelo promediado convencional. Pero dado que en el convertidor DC-DC DAB la corriente del HFT es de AC, en este trabajo se incluye su componente fundamental de AC ($k = 1$), debido a que su información es relevante para el diseño de los controladores. Además debe incluirse su componente de DC, ya que uno de los objetivos de control es mantenerla en valor cero.

Por otro lado, para la tensión de salida se considera sólo su término de DC, ya que su ondulación es pequeña, lo que permite desprestigiar sus componentes de AC.

Por lo tanto, al aplicar (7) y (8) en las expresiones del modelo conmutado (3) y (4), se obtiene,

$$L_t \frac{d\langle i_t \rangle_0}{dt} = -R_t \langle i_t \rangle_0 + \langle u_1 \rangle_0 V_i, \quad (9)$$

$$L_t \frac{d\langle i_t \rangle_{1R}}{dt} = L_t \omega \langle i_t \rangle_{1I} - R_t \langle i_t \rangle_{1R} + \langle u_1 \rangle_{1R} V_i - \langle u_2 \rangle_{1R} \langle v_0 \rangle_0, \quad (10)$$

$$L_t \frac{d\langle i_t \rangle_{1I}}{dt} = -L_t \omega \langle i_t \rangle_{1R} - R_t \langle i_t \rangle_{1I} + \langle u_1 \rangle_{1I} V_i - \langle u_2 \rangle_{1I} \langle v_0 \rangle_0, \quad (11)$$

$$C_0 \frac{d\langle v_0 \rangle_0}{dt} = -\langle i_o \rangle_0 + 2[\langle u_2 \rangle_{1R} \langle i_t \rangle_{1R} + \langle u_2 \rangle_{1I} \langle i_t \rangle_{1I}], \quad (12)$$

donde los subíndices "R" e "I" denotan la parte real e imaginaria de la componente fundamental de AC, indicada con el subíndice "1", y el subíndice "0" denota la componente de DC.

Si las variables de estado y la corriente de carga se definen como,

$$\langle i_t \rangle_0 = x_1, \langle i_t \rangle_{1R} = x_2, \langle i_t \rangle_{1I} = x_3, \langle v_0 \rangle_0 = x_4, \langle i_o \rangle_0 = i_o, \quad (13)$$

y se reemplaza la componente de DC y la parte real e imaginaria de las señales de conmutación $u_1(t)$ y $u_2(t)$ obtenidas como en [25],

$$L_t \frac{dx_1}{dt} = -R_t x_1 + (2m_1 - 1)V_i, \quad (14)$$

$$L_t \frac{dx_2}{dt} = -R_t x_2 + L_t \omega x_3 + \frac{2}{\pi} \sin(\pi \varphi_2) x_4 + \frac{V_i}{\pi} \sin(2\pi m_1), \quad (15)$$

$$L_t \frac{dx_3}{dt} = -L_t \omega x_2 - R_t x_3 + \frac{2}{\pi} \cos(\pi \varphi_2) x_4 + \frac{V_i}{\pi} (\cos(2\pi m_1) - 1), \quad (16)$$

$$C_0 \frac{dx_4}{dt} = -i_0 - \frac{4}{\pi} \sin(\pi \varphi_2) x_2 - \frac{4}{\pi} \cos(\pi \varphi_2) x_3, \quad (17)$$

Las expresiones (14)-(17) constituyen el modelo promediado generalizado del convertidor DC-DC DAB.

C. Modelo Linealizado en Pequeña Señal

Debido a que el modelo dado por (14)-(17) es no lineal, es necesario linealizarlo con el fin de poder aplicar alguna estrategia de control usando técnicas clásicas. Resulta necesario aclarar que dicho modelo será válido sólo en la vecindad del punto de operación considerado.

Para ello, las variables de estado, la corriente de carga, el índice de modulación y el desfase del puente 2 se escriben como,

$$\begin{aligned} x_1 &= \tilde{x}_1 + x_{1e}, & x_2 &= \tilde{x}_2 + x_{2e}, & x_3 &= \tilde{x}_3 + x_{3e}, \\ x_4 &= \tilde{x}_4 + x_{4e}, & i_0 &= \tilde{i}_0 + i_{0e}, & m_1 &= \tilde{m}_1 + m_{1e}, \\ \varphi_2 &= \tilde{\varphi}_2 + \varphi_{2e}. \end{aligned} \quad (18)$$

Aquí, el lado derecho de cada expresión en (18) se compone por la suma de un término que corresponde a las pequeñas variaciones alrededor del punto de equilibrio ($\tilde{\cdot}$), más un término correspondiente al punto de equilibrio de dicha variable (e). Dicho punto de equilibrio se obtiene al evaluar (14)-(17) en el estado estable, y asumiendo que $R_t \cong 0$, $x_{1e} = \langle i_t \rangle_0^* = 0$ y $x_{4e} = V_0^*$, (siendo $\langle i_t \rangle_0^*$ la referencia para el valor medio de i_t y V_0^* la referencia de la tensión de salida),

$$m_{1e} = 0,5,$$

$$x_{2e} = \frac{2}{\pi \omega L_t} [\cos(\delta_{2e}) V_0^* - V_i], \quad (19)$$

$$x_{3e} = -\frac{2}{\pi \omega L_t} \sin(\delta_{2e}) V_0^*,$$

con $\delta_{2e} = \pi \varphi_{2e}$.

Por otro lado, el valor del desfase en el punto de equilibrio (φ_{2e}) se obtiene a partir de (1) en lugar de (17), para evitar el error producido por el truncamiento en el primer armónico del GAM. Entonces, reemplazando (18) en (1) y teniendo en cuenta que en estado estable $i_{P2} = i_{0e}$,

$$\varphi_{2e} = \frac{1 \pm \sqrt{1 - \frac{8f_s L_t i_{0e}}{V_i}}}{2}. \quad (20)$$

Finalmente, reemplazando (18) y (19) en (14)-(17) se obtiene el modelo linealizado en pequeña señal,

$$L_t \frac{d\tilde{x}_1}{dt} = -R_t \tilde{x}_1 + 2\tilde{m}_1 V_i, \quad (21)$$

$$L_t \frac{d\tilde{x}_2}{dt} = -R_t \tilde{x}_2 + L_t \omega \tilde{x}_3 + \frac{2}{\pi} [\sin(\delta_{2e}) \tilde{x}_4 + \pi V_0^* \tilde{\varphi}_2 \cos(\delta_{2e})] - 2V_i \tilde{m}_1, \quad (22)$$

$$L_t \frac{d\tilde{x}_3}{dt} = -L_t \omega \tilde{x}_2 - R_t \tilde{x}_3 + \frac{2}{\pi} [\cos(\delta_{2e}) \tilde{x}_4 - \pi V_0^* \tilde{\varphi}_2 \sin(\delta_{2e})], \quad (23)$$

$$C_0 \frac{d\tilde{x}_4}{dt} = -\tilde{i}_0 - \frac{4}{\pi} [\tilde{x}_2 \sin(\delta_{2e}) + \tilde{x}_3 \cos(\delta_{2e})] + \tilde{\varphi}_2 \frac{8}{\pi \omega L_t} [V_i \cos(\delta_{2e}) - V_0^*]. \quad (24)$$

Las expresiones (21) a (24) constituyen el modelo linealizado en pequeña señal del convertidor DC-DC DAB aislado, y serán usadas para el diseño del controlador en la siguiente sección.

IV. ESTRATEGIA DE CONTROL

En esta sección se presenta la estrategia de control propuesta y el diseño de los parámetros correspondientes para cumplir con las especificaciones requeridas.

En la Fig. 3 se muestra un diagrama en bloques del esquema de control propuesto, formado por dos lazos de control que permiten regular la tensión de salida del convertidor y mantener en cero el valor medio de ambas corrientes del HFT. El control de tensión tiene por objetivo regular la tensión de salida en un valor de referencia. Éste se compone de un controlador PI, más un lazo de precompensación de la corriente de carga i_0 ,

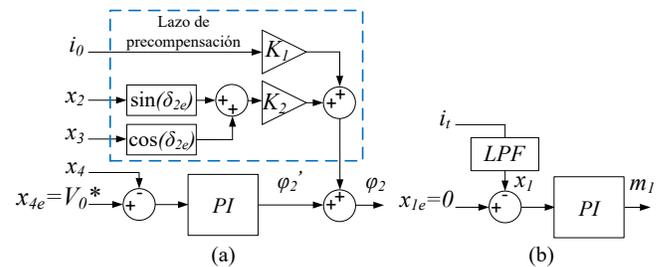


Fig. 3. Esquema de control propuesto. (a) Lazo de control de tensión, (b) lazo de control de corriente.

y la parte real e imaginaria de la corriente i_t (x_2 y x_3), tal como se muestra en la Fig. 3 a), donde K_1 y K_2 están dadas por,

$$K_1 = \frac{\pi \omega L_t}{8(V_i \cos(\delta_{2e}) - V_0^*)}, \quad K_2 = \frac{\omega L_t}{2(V_i \cos(\delta_{2e}) - V_0^*)}. \quad (25)$$

El término de precompensación permite desacoplar la corriente de carga y la corriente sobre el HFT, y con esto mejorar la respuesta dinámica ante variaciones en la carga. Además, este desacoplamiento permite independizarse de las variables de corriente cuando se realiza el diseño del controlador de tensión, tal como se verá en la siguiente subsección.

El controlador de corriente está también compuesto por un controlador PI, tal como se muestra en la Fig. 3 b) y tiene por objetivo mantener en cero el valor medio de la corriente en el HFT. Para obtener el valor medio de i_t (x_1), se hace uso de un filtro pasa bajos (*Low Pass Filter*, **LPF**) cuya frecuencia de corte se seleccionó con el fin de eliminar las componentes de alterna de la corriente, sin comprometer la dinámica de la respuesta del control.

A. Determinación de la Planta para el Diseño del Controlador de Tensión

Para el diseño del lazo de control de tensión, se reescribe (24) con el fin de que la variable de control $\tilde{\varphi}_2$ quede expresada de forma explícita,

$$C_0 K_1 \frac{d\tilde{x}_4}{dt} = -K_1 \tilde{i}_0 - K_2 [\tilde{x}_2 \sin(\delta_{2e}) + \tilde{x}_3 \cos(\delta_{2e})] + \tilde{\varphi}_2, \quad (26)$$

siendo la variable de control $\tilde{\varphi}_2$ el desfase que se debe aplicar a v_s para regular la tensión de salida en el valor de referencia. Si el lado derecho de (26) se nombra como $\tilde{\varphi}_2'$,

$$\tilde{\varphi}'_2 = -K_1 \tilde{i}_0 - K_2 [\tilde{x}_2 \sin(\delta_{2e}) + \tilde{x}_3 \cos(\delta_{2e})] + \tilde{\varphi}_2, \quad (27)$$

de (27) se puede obtener el desfase $\tilde{\varphi}_2$ como,

$$\tilde{\varphi}_2 = K_1 \tilde{i}_0 + K_2 [\tilde{x}_2 \sin(\delta_{2e}) + \tilde{x}_3 \cos(\delta_{2e})] + \tilde{\varphi}'_2. \quad (28)$$

Para diseñar un controlador PI cuya salida sea $\tilde{\varphi}'_2$, se reemplaza $\tilde{\varphi}'_2$ de (27) en (26) y se sustituye K_1 de (25) quedando,

$$\left[\frac{\pi \omega L_t C_0}{8(V_i \cos(\pi \Phi_{2e}) - V_0^*)} \right] \frac{d\tilde{x}_4}{dt} = \tilde{\varphi}'_2, \quad (29)$$

de donde se obtiene la función de transferencia utilizada para el diseño del control de tensión,

$$\frac{\tilde{V}_0(s)}{\tilde{\Phi}_{i2}(s)} = \frac{8(V_i \cos(\pi \Phi_{2e}) - V_0^*)}{\pi \omega L_t C_0 s}, \quad (30)$$

donde las letras en mayúscula corresponden a las transformadas de Laplace de las variables.

B. Determinación de la Planta para el Diseño del Controlador de Corriente

Para diseñar el lazo de control de corriente de la Fig. 3 b) se utiliza (21), donde aplicando transformada de Laplace y operando se obtiene la función de transferencia usada para diseñar el controlador PI de corriente,

$$\frac{\tilde{i}_t(s)}{\tilde{M}_1(s)} = \frac{2V_i}{sL_t + R_t}, \quad (31)$$

C. Determinación de los Parámetros de Control

Mediante el método de diseño del lugar geométrico de las raíces (*Root Locus, RL*) [25], [26], se obtuvo la ubicación deseada de los polos de lazo cerrado para las funciones de transferencia de tensión y corriente (30) y (31), tal como se muestra en la Fig. 4, con la finalidad de que el sistema mostrado en la Fig. 2 a) y descrito por los parámetros listados en la Tabla I cumpla con los requisitos de desempeño establecidos.

En la Fig. 4 a) se muestra el RL cuando se añade un controlador PI a (30), ubicando los polos de lazo cerrado (p_1 y p_2) para lograr que el sistema presente un tiempo de asentamiento de 5 ms con el menor sobrepaso posible, ya que el controlador PI introduce un cero en el sistema de lazo cerrado que tiene como efecto incrementar el sobrepaso de la respuesta al escalón. Por su parte, en la Fig. 4 b) se muestra el RL tras añadir un controlador PI a (31), ubicando en este caso los polos de lazo cerrado (p_1 y p_2) para que la corriente sobre el HFT presente un sobrepaso máximo de 5% y un tiempo de asentamiento de 0,15 ms con el fin de asegurar que el control de corriente sea por lo menos diez veces más rápido que el control de tensión.

En la Tabla II se muestran las ganancias obtenidas para ambos controladores a partir de la ubicación de los polos de lazo cerrado mostrada en la Fig. 4.

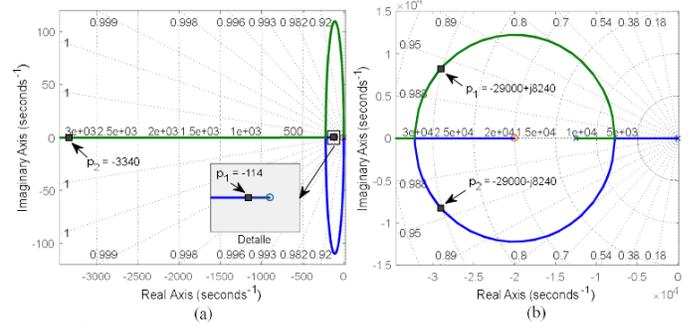


Fig. 4. RL y ubicación de los polos de lazo cerrado usando los parámetros de la tabla I. (a) Para el sistema descrito por (30) más el controlador PI de tensión, (b) para el sistema descrito por (31) más el controlador PI de corriente.

D. Análisis de Estabilidad

Con el fin de determinar los límites de operación para los cuales el convertidor es estable, se aplica el criterio de Routh-Hurwitz [27].

Se escriben las funciones de transferencia de lazo cerrado para ambos controladores como,

$$G_{LCV_0}(s) = \frac{a_0 s + a_1}{\pi \omega L_t C_0 s^2 + a_0 s + a_1}, \quad (32)$$

$$G_{LCI_t}(s) = \frac{b_0 s + b_1}{L_t s^2 + (R_t + b_0) s + b_1}, \quad (33)$$

donde, $a_0 = 8K_{P_v}(V_i \cos(\pi \Phi_{2e}) - V_0^*)$, $a_1 = 8K_{I_v}(V_i \cos(\pi \Phi_{2e}) - V_0^*)$, $b_0 = 2V_i K_{P_i}$, y $b_1 = 2V_i K_{I_i}$.

Aplicando el criterio de Routh-Hurwitz a (32) y (33) se obtienen las siguientes condiciones de estabilidad

$$K_{P_v} > 0, K_{I_v} > 0, V_i > 0, \cos(\pi \Phi_{2e}) > \frac{V_0^*}{V_i}, \quad (34)$$

$$K_{P_i} > 0, K_{I_i} > 0,$$

siendo, K_{P_v} la ganancia proporcional y K_{I_v} la ganancia integral del controlador de tensión. Mientras que K_{P_i} y K_{I_i} corresponden a la ganancia proporcional e integral del controlador de corriente.

De las condiciones dadas en (34) se puede determinar que al seleccionar las ganancias de ambos controladores positivas, como V_i siempre será mayor a cero, solo se debe asegurar que se cumpla la condición $\cos(\pi \Phi_{2e}) > \frac{V_0^*}{V_i}$, para que el sistema sea estable. Al reemplazar los parámetros de simulación y experimentales dados por la Tabla I y por la Tabla III, y seleccionando las ganancias de ambos controladores positivas tal como se muestra en las Tablas II y IV, se puede determinar que ambos sistemas cumplen con las condiciones de estabilidad dadas por (34).

Finalmente, en la Fig. 5 se muestran las trazas de Bode para ambos sistemas de lazo cerrado. En la Fig. 5 a) se presenta la traza de Bode de magnitud y fase para el sistema de lazo cerrado dado por (32), (sistema descrito por (30) mas el controlador PI de tensión). Mientras que en la Fig. 5 b) se muestran las trazas de Bode de magnitud y fase para el sistema de lazo cerrado descrito por (33), (sistema dado por (31) mas el controlador PI de corriente). Para ambos casos el margen de ganancia (*Gain Margin, GM*) y el margen de fase (*Phase Margin, PM*) indican que se cumplen con las condiciones de estabilidad.

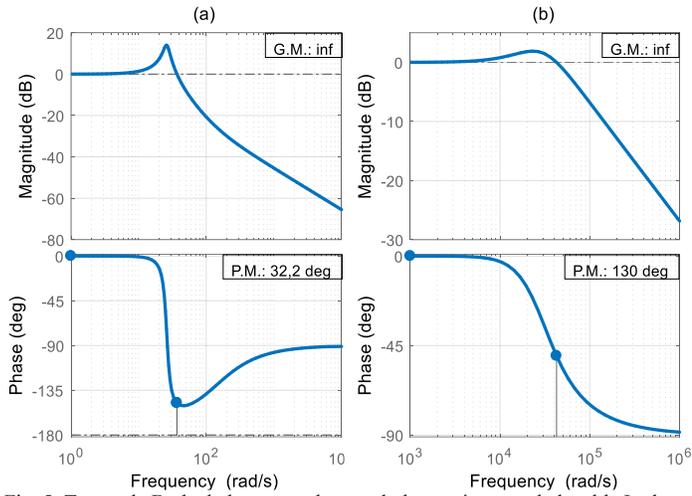


Fig. 5. Trazas de Bode de lazo cerrado usando los parámetros de la tabla I y las ganancias de ambos controladores dados por la tabla II. (a) Para la función de transferencia de lazo cerrado dada por (32), (b) para la función de transferencia de lazo cerrado dada por (33).

V. RESULTADOS

Para validar el desempeño de la estrategia de control propuesta para el convertidor DC-DC DAB, se muestran resultados de simulación y experimentales obtenidos mediante un prototipo construido en el Laboratorio de Control Automático (LCA) de la Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias de la Universidad Nacional de San Luis.

A. Resultados de Simulación

Las simulaciones del sistema se realizaron utilizando la librería SimPowerSystem de Matlab. El convertidor simulado constituye un modelo realista que incluye las pérdidas en los dispositivos semiconductores y en el HFT.

Para realizar las simulaciones se utilizó el esquema de control de la Fig. 3 aplicado al sistema mostrado en la Fig. 1, conectando una fuente de tensión de DC (V_i) en el alimentador 1, mientras que en el alimentador 2 se conectaron cargas lineales y una carga no lineal. El objetivo del convertidor DC-DC DAB es adaptar los niveles de tensión de ambos alimentadores regulando la tensión del alimentador 2 en un valor de referencia, manteniendo en cero el valor medio en las corrientes de ambos bobinados del HFT.

Los parámetros del convertidor que se utilizaron en la simulación son los mostrados en la Tabla I. Mientras que en la Tabla II se muestran las ganancias de ambos controladores obtenidas para que el sistema cumpla con los requisitos de desempeño mencionados en la sección anterior.

Se realizó un ensayo de simulación que consiste en probar el desempeño del sistema ante cambios en la tensión de entrada y cambios de carga.

El sistema inicia con una tensión de 100 V en el alimentador 1 y una carga lineal de 1 kW en el alimentador 2, en $t = 10$ ms la tensión del alimentador 1 se reduce a 90 V, seguidamente, en $t = 30$ ms la tensión se incrementa a 110 V, y en $t = 50$ ms la tensión en el alimentador 1 se reduce a 100 V.

Posteriormente, en $t = 70$ ms la carga se incrementa a 2,5 kW, en $t = 90$ ms la carga se reduce nuevamente a 1 kW, y a continuación, en $t = 110$ ms se conecta una carga no lineal que consiste en un convertidor buck que alimenta una carga resistiva

de 1,5 kW. Por último, en $t = 130$ ms se conecta nuevamente la carga inicial de 1 kW. Tales cambios de tensión y de carga se muestran en la Fig. 6 a).

En la Fig. 6 b) se muestra la tensión de salida del convertidor, cuando se aplica el control propuesto (en rojo) y se la compara con un control PI sin el lazo de precompensación (en azul). Para ambos casos se observa que el controlador regula la tensión de salida en el valor de referencia cuando se le aplican variaciones en la tensión de entrada, con un sobrepaso de aproximadamente 2 % y un tiempo de asentamiento de aproximadamente 5 ms.

Por otra parte, ante las variaciones de carga aplicadas, el control con precompensación presenta un tiempo de asentamiento de aproximadamente 5 ms con un sobrepaso inferior al 2,5 %, y para el PI sin lazo de precompensación se tiene un tiempo de asentamiento aproximado de 5 ms con un sobrepaso de 6 % tal como se muestra en el detalle de 11 ms de duración realizado en $t = 89$ ms. Se puede observar que al aplicar el control propuesto, se reduce el sobrepaso máximo en comparación con el PI convencional sin lazo de precompensación, cumpliendo así con ambos requisitos de diseño.

TABLA I.
PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR

DC-DC DAB			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_i	100 V	n	1
V_o^*	50 V	C_0	1500 μF
L_t	8 μH	f_s	25 kHz
R_t	0,1 Ω	P_0	3,125 kW

TABLA II.
PARÁMETROS DE LOS CONTROLADORES

Controlador de tensión		Controlador de corriente	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
K_{P_v}	0,056705	K_{P_i}	0,0018221
K_{I_v}	6,23755	K_{I_i}	36,423779

Además, cuando se conecta la carga no lineal el control propuesto presenta mejor desempeño, ya que se obtiene una respuesta con menor sobrepaso y además se logra un menor tiempo de asentamiento en comparación en el control PI sin el lazo de precompensación.

En la Fig. 6 c) se muestra la corriente en el primario, mientras que en la Fig. 6 d) se muestra la corriente en el secundario cuando se aplica el control propuesto. Las mismas tienen un tiempo de asentamiento de aproximadamente 0,15 ms ante las variaciones de tensión y ante las variaciones de carga, y en estado estable mantienen su valor medio en cero.

En el primer detalle de mostrado tanto en la Fig. 6 c) como en la Fig. 6 d) de 0,25 ms de duración realizado en $t = 69,95$ ms, se muestra la respuesta de ambas corrientes al incrementar la carga de 1 kW a 2,5 kW. Se puede apreciar que ante el cambio de carga producido en $t = 70$ ms (línea de puntos), ambas corrientes presentan un transitorio pero su valor medio se establece nuevamente en cero en aproximadamente 0,15 ms.

Mientras que en el segundo detalle realizado en $t = 29,95$ ms (en verde) se muestra que ante el cambio en la tensión de entrada, ambas corrientes presentan aproximadamente 5 % de

sobrepaso, ya que en estado transitorio alcanzan un valor máximo de 90 A y se establecen en estado estable con 85 A.

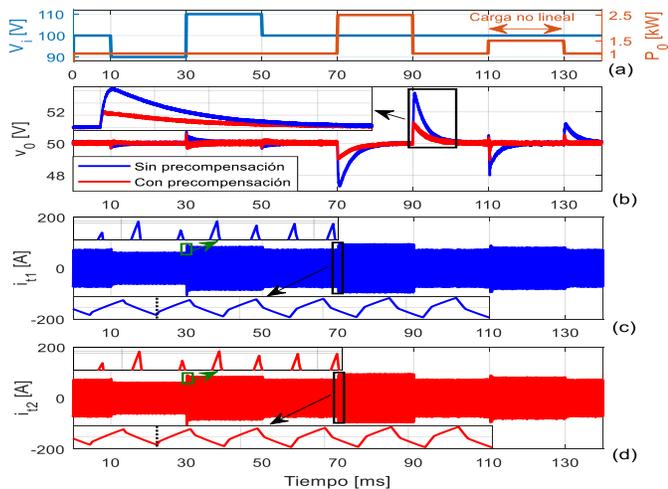


Fig. 6. Respuesta del convertidor ante cambios en la tensión de entrada y cambios de carga. (a) Detalle de los cambios realizados en la tensión de entrada y en la carga, (b) tensión de salida para el control propuesto (rojo) y para el control sin lazo de precompensación (azul), (c) corriente en el primario del HFT, (d) corriente en el secundario del HFT.

En la Fig. 7 se muestra una comparación entre el valor medio en las corrientes del HFT cuando el lazo de control de corriente es usado (*Applying Current Control, ACC*) (azul y rojo) y cuando no se aplica (*Without Current Control, WCC*) (violeta y naranja).

Se puede observar que con el uso del control propuesto el valor medio de la corriente del primario y del secundario es cero para todo el ensayo (variación de la tensión de entrada y cambios de carga) mostrando pequeños transitorios en los instantes de cambio. Sin embargo, cuando el lazo de control de corriente no es considerado, el valor medio de ambas corrientes es diferente de cero.

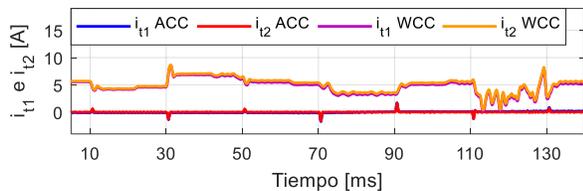


Fig. 7. Valor medio de las corrientes en el HFT.

Finalmente, se realizó un ensayo con el fin de comprobar el desempeño del controlador cuando se producen variaciones de parámetros (*Parameter Variations, PV*) y se lo compara con el caso en donde no se producen tales variaciones (*Without Parameter Variations, WPV*). Dicho ensayo consiste en incrementar en un 25 % la inductancia de dispersión y la resistencia interna del HFT, y aplicar un cambio en la carga desde 1 kW a 2 kW en $t = 20$ ms. En la Fig. 8 a) se muestra la tensión de salida del convertidor y se observa que en estado estable el controlador logra regular la tensión de salida incluso cuando existen variaciones de parámetros.

Se puede observar que ante el cambio de carga producido, el tiempo de asentamiento de la tensión de salida y el sobrepaso son mayores comparados con el caso en donde no hay variaciones de parámetros. Sin embargo, en las condiciones no

ideales mencionadas, el sistema cumple con los requisitos de diseño, ya que presenta un sobrepaso inferior al 2,5 % y un tiempo de asentamiento dentro de los valores especificados.

En la Fig. 8 b), se muestra el valor medio de las corrientes en el primario y en el secundario del HFT, se puede observar que incluso cuando el sistema presenta variación de parámetros, el controlador de corriente mantiene el valor medio de ambas corrientes, incluso ante el cambio de carga producido en 20 ms. En la Fig. 8 c), se muestra en detalle la respuesta de ambas corrientes del HFT ante el cambio de carga producido cuando el sistema no presenta variación de parámetros, en este caso ambas corrientes se establecen en aproximadamente 0,15 ms. Finalmente en la Fig. 8 d) se muestra en detalle la respuesta para ambas corrientes sobre el HFT cuando el sistema presenta variación de parámetros, en este caso se observa que ante el cambio de carga producido las corrientes se establecen en aproximadamente 0,2 ms, pero el controlador de corriente logra mantener su valor medio en cero incluso cuando el sistema presenta variación de parámetros.

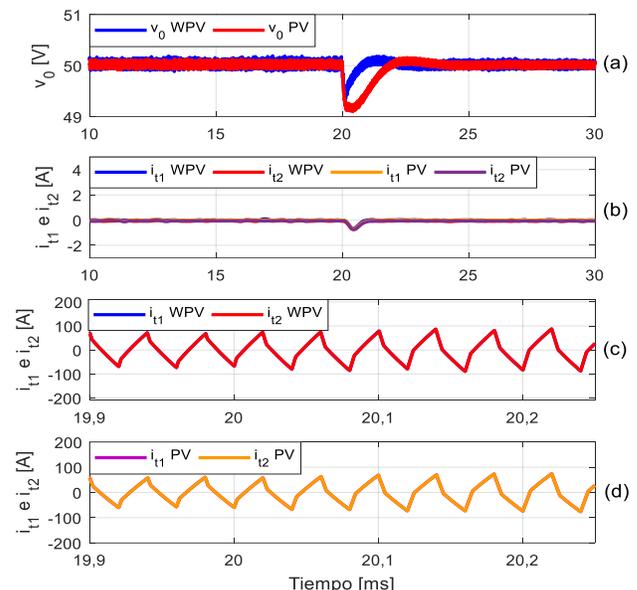


Fig. 8. Desempeño del sistema ante variaciones de parámetros. (a) Tensión de salida cuando el sistema no presenta variación de parámetros (azul) y cuando si las presenta (rojo), (b) valor medio de la corriente en el primario y el secundario del HFT para los casos sin variación de parámetros (azul y rojo) y con variación de parámetros (violeta y naranja), (c) corriente en el primario (azul) y en el secundario (rojo) del HFT cuando el sistema no presenta variación de parámetros, (d) corriente en el primario (violeta) y en el secundario (naranja) del HFT cuando el sistema presenta variación de parámetros.

B. Resultados Experimentales

Para validar experimentalmente la estrategia de control propuesta en este trabajo, se construyó un prototipo de laboratorio que consiste de un convertidor DC-DC DAB aislado con un HFT que posee relación de transformación unitaria, y que alimenta una carga resistiva. Los parámetros del convertidor son los listados en la Tabla III. La estrategia de control se implementó en un DSC de Texas Instrument TMS320F28377D usando las ganancias mostradas en la Tabla IV que fueron obtenidas a partir de los parámetros de la Tabla III y de los requisitos de desempeño dados en la sección anterior. En la Fig. 9 se muestra una foto del prototipo implementado.

En la Fig. 10 a) se muestra la tensión de salida del convertidor y la corriente sobre el HFT en estado estable, cuando la referencia de la tensión de salida es de 70 V y la carga conectada es de 595 W. Se puede observar que el control mantiene el valor medio en la corriente del HFT en cero y regula la tensión de salida en el valor de referencia.



Fig. 9. Foto del prototipo de laboratorio implementado.

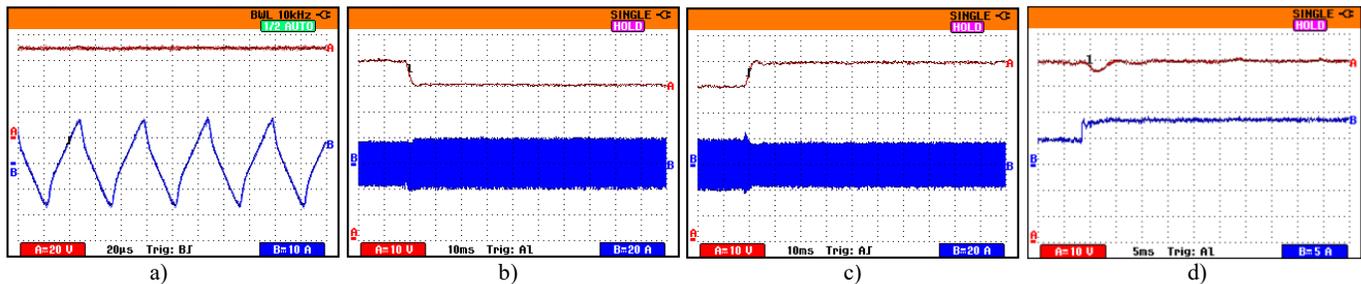


Fig. 10. Desempeño del convertidor DC-DC DAB implementado experimentalmente. (a) Tensión de salida (en rojo) y corriente del HFT (en azul) en estado estable, (b) tensión de salida (en rojo) y corriente del HFT (en azul) para un cambio de referencia en la tensión de salida de 70 V a 60 V, (c) tensión de salida (en rojo) y corriente del HFT (en azul) para un cambio de referencia en la tensión de salida de 60 V a 70 V, (d) tensión de salida (en rojo) y corriente consumida por la carga (en azul) para un cambio de carga de 350 W a 595 W.

En la Fig. 10 b) se muestra la tensión de salida (rojo) y la corriente en el HFT (azul), cuando se aplica un cambio de referencia en la tensión de salida desde 70 V a 60 V. Se puede apreciar que el controlador de tensión regula la tensión de salida en el valor de referencia presentando un tiempo de asentamiento de 5 ms aproximadamente y sin sobrepaso, mientras que la corriente en el HFT presenta un transitorio al realizar el cambio de referencia pero mantiene su valor medio en cero.

En la Fig. 10 c), se muestra la tensión de salida (rojo) y la corriente en el HFT (azul) cuando se aplica un cambio de referencia en la tensión de salida desde 60 V a 70 V, en este caso la tensión de salida presenta un tiempo de asentamiento de 5 ms con un pequeño sobrepaso. También se puede observar que ante el cambio de referencia en la tensión de salida, la corriente mantiene su valor medio en cero.

Finalmente, en la Fig. 10 d), se muestra la tensión y la corriente de salida para un cambio en la carga de 350 W a 595 W. Se puede apreciar que cuando se incrementa la corriente de carga desde 5 A a 8,5 A, el control mantiene la tensión en el valor de referencia de 70 V presentando un tiempo de asentamiento de 5 ms con un sobrepaso de aproximadamente 4 %

TABLA III.
PARÁMETROS DEL CONVERTIDOR

DC-DC DAB			
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
V_i	140 V	n	1
V_o^*	70 V	C_o	940 μH
L_t	40 μH	f_s	20 kHz
R_t	0,4 Ω	P_o	1,5 kW

TABLA IV.
PARÁMETROS DE LOS CONTROLADORES

Controlador de tensión		Controlador de corriente	
Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
K_{P_v}	0,015	K_{P_i}	0,2
K_{I_v}	0,0001	K_{I_i}	0,0000015

VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se diseñó e implementó una estrategia de control que permite regular la tensión de salida de un convertidor DC-DC DAB y mantener en cero el valor medio de la corriente en el primario y en el secundario del HFT. El controlador propuesto permite cumplir con los objetivos deseados, regulando la tensión de salida y manteniendo el valor medio de la corriente del HFT en cero ante cambios de la tensión de entrada, cambios de carga, variaciones de parámetros y cambios en la referencia de tensión de salida. Se desarrolló el modelo promediado generalizado, y partir de éste se obtuvo el modelo linealizado en pequeña señal del convertidor, a partir del cual se diseñó un controlador lineal. Los resultados de simulación y experimentales permiten validar el desempeño de la propuesta de acuerdo a los parámetros de diseño establecidos, ya que la respuesta en la tensión de salida presenta un tiempo de asentamiento de 5 ms con mínimo sobrepaso y ambas corrientes mantienen su valor medio en cero cuando se producen variaciones en la tensión de entrada, en la tensión de referencia, en los parámetros y en la carga. Además se observa que ante la conexión de una carga no lineal el control propuesto presenta un mejor desempeño en comparación a un controlador PI convencional sin el lazo de precompensación, ya que presenta menor tiempo de asentamiento y sobrepaso.

REFERENCIAS

- [1] A. T. Elsayed, A. A. Mohamed, and O. A. Mohammed, "DC microgrids and distribution systems: An overview," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 119, pp. 407–417, 2015.
- [2] D. Kumar, F. Zare, A. Ghosh, "DC Microgrid Technology: System Architectures, AC Grid Interfaces, Grounding Schemes, Power Quality, Communication Networks, Applications and Standardizations Aspects," *IEEE Access*, vol. 5, pp. 12230–12256, 2017.
- [3] H. Abdelgawad and V. K. Sood, "A Comprehensive Review on Microgrid Architectures for Distributed Generation," in 2019 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), Montreal, QC, Canada, 2019, pp. 1–8.
- [4] M. F. Zia, M. Benbouzid, E. Elbouchikhi, S. M. Muyeen, K. Techato and J. M. Guerrero, "Microgrid Transactive Energy: Review, Architectures, Distributed Ledger Technologies, and Market Analysis," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 19410–19432, 2020.
- [5] T. E. D. C. Huayllas, D. S. Ramos, and R. L. V. Arnez, "Microgrid Systems: Main Incentive Policies and Dynamic Performance Evaluation for their Integration to the Network," *IEEE Latin America Trans.*, vol. 12, no. 6, pp. 1078–1085, Sep. 2014.
- [6] Q. Xiao, L. Chen, H. Jia, P. W. Wheeler and T. Dragičević, "Model Predictive Control for Dual Active Bridge in Naval DC Microgrids Supplying Pulsed Power Loads Featuring Fast Transition and Online Transformer Current Minimization," in *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 67, no. 6, pp. 5197–5203, June 2020.
- [7] S. Chi, P. Liu, X. Li, M. Xu and S. Li, "A Novel Dual Phase Shift Modulation for Dual-Active- Bridge Converter," in 2019 *IEEE Energy Conv. Cong. and Exp. (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, 2019, pp. 1556–1561.
- [8] B. Zhao, Q. Yu and W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 11, pp. 4667–4680, Nov. 2012.
- [9] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan.-Feb. 1991.
- [10] R. K. Behera and O. Ojo, "Modeling and control of DAB converter for solar micro-grid application," in 2015 *6th Int. Conf. on Power Electron. Syst. and Appl. (PESA)*, Hong Kong, 2015, pp. 1–5.
- [11] Inoue, S. and Akagi, H. "A Bidirectional dc–dc Converter for an energy storage system with galvanic isolation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, Issue 6, pp. 2299 – 2306, Nov. 2007.
- [12] S. Kurm and V. Agarwal, "Novel Dual Active Bridge Based Multi Port Converter for Interfacing Hybrid Energy Storage Systems in Electric Vehicles," in 2019 *IEEE Transp. Electrification Conf. (ITEC-India)*, Bengaluru, India, 2019, pp. 1–5.
- [13] H. Qin and J. W. Kimball, "Closed-Loop Control of DC–DC Dual-Active-Bridge Converters Driving Single-Phase Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 2, pp. 1006–1017, Feb. 2014.
- [14] K. Meena, K. Jayaswal and D. K. Palwalia, "Analysis of Dual Active Bridge Converter for Solid State Transformer Application using Single-Phase Shift Control Technique," 2020 *Int. Conf. on Inventive Computation Technologies (ICICT)*, Coimbatore, India, 2020, pp. 1–6.
- [15] Krismer F., Kolar J.W., "Accurate Small-Signal Model for the Digital Control of an Automotive Bidirectional Dual Active Bridge," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.24, no.12, pp.2756–2768, Dec. 2009.
- [16] Y. Liu, "DC Voltage Control of Inverter Interfaced Dual Active Bridge Converter for V2L applications," in 2019 *IEEE 7th Work. on Wide Bandgap Power Devices and Appl. (WiPDA)*, Raleigh, NC, USA, 2019, pp. 319–324.
- [17] I. Syed and W. Xiao, "Modeling and control of DAB applied in a PV based DC microgrid," in 2012 *IEEE Int. Conf. Power Electron., Drives and Energy Syst. (PEDES)*, Bengaluru, 2012, pp. 1–6.
- [18] S. Han, I. Munuswamy and D. Divan, "Preventing transformer saturation in bi-directional dual active bridge buck-boost DC/DC converters," 2010 *IEEE Energy Conv. Cong. and Exp.*, Atlanta, GA, 2010, pp. 1450–1457.
- [19] B. P. Baddipadiga and M. Ferdowsi, "Dual loop control for eliminating DC-bias in a DC-DC dual active bridge converter," in 2014 *Int. Conf. Renew. Energy Res. Appl. (ICRERA)*, Milwaukee, WI, 2014, pp. 490–495.
- [20] S. Dutta, S. Bhattacharya and M. Chandorkar, "A novel predictive phase shift controller for bidirectional isolated dc to dc converter for high power applications," in 2012 *IEEE Energy Conv. Cong. and Exp. (ECCE)*, Raleigh, NC, 2012, pp. 418–423.
- [21] H. Qin and J. W. Kimball, "Generalized Average Modeling of Dual Active Bridge DC–DC Converter," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 27, no. 4, pp. 2078–2084, April 2012.
- [22] J. A. Mueller and J. W. Kimball "An Improved Generalized Average Model of DC-DC Dual Active Bridge Converters," *IEEE Trans. on Power Electron.*, vol. 33, no. 11, pp. 9975–9988, Nov. 2018.
- [23] C. Gaviria, E. Fossas, and R. Grino, "Robust controller for a full-bridge rectifier using the IDA approach and GSSA modeling," *IEEE Trans. Circ. Sys. I: Regular Papers*, vol. 52, no. 3, pp. 609–616, Mar. 2005.
- [24] Caliskan, V. A., Verghese, G. C., & Stankovic, A. M. (n.d.). "Multi-frequency averaging of DC/DC converters," in 1996 *5th IEEE Workshop on Computers in Power Electron.*, Portland, 1996, pp. 113–119.
- [25] S. Bacha, I. Munteanu and A. I. Bractu, "Power Electronic Converters Modeling and Control: Advanced Textbooks in Control and Signal Processing," vol. 454. London, U.K.: Springer, 2014.
- [26] K. Ogata, "Modern Control Engineering," 5th ed. Pearson Education Inc. New Jersey, 2010.
- [27] M. Bodson, "Explaining the Routh–Hurwitz Criterion: A Tutorial Presentation [Focus on Education]," *IEEE Control Syst. Mag.*, vol. 40, no. 1, pp. 45–51, Feb. 2020.



Francisco D. Esteban was born in Nueve de Julio, Argentina, in 1992. He received the Electronics Engineering degree from Universidad Nacional de San Luis, Argentina, in 2018 and is currently coursing his Doctor of Engineering Ciencias in the Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina. Since 2014 is member of the Laboratory of Automatic Control (LCA) in the Universidad Nacional de San Luis, where is also Professor. His research interests include modeling and control of power converters in applications of microgrids, electric vehicles and renewable energy conversion systems.



Federico M. Serra was born in Villa Mercedes, Argentina, in 1981. He received the Electrical and Electronics Engineering degree from Universidad Nacional de San Luis, Argentina, in 2007 and his Doctor of Engineering degree from the Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, in 2013. Since 2012 he is the director of the Laboratory of Automatic Control (LCA) in the Universidad Nacional de San Luis. He is currently Professor at the Universidad Nacional de San Luis and Adjunt Researcher at Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas. His research interests include modeling and control of power converters using non linear techniques in applications of microgrids, electric vehicles and renewable energy conversion systems.



Cristian H. De Angelo received the Electrical Engineer degree from the Universidad Nacional de Río Cuarto, Argentina, in 1999, and the Dr. of Engineering degree from the Universidad Nacional de La Plata, Argentina, in 2004. In 1994, he joined the Grupo de Electrónica Aplicada, Universidad Nacional de Río Cuarto. He is currently Associate Professor at Universidad Nacional de Río Cuarto and Principal Researcher at Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas, Argentina. His research interests include electric and hybrid vehicles, fault diagnosis on electric machines, electric motors control, and renewable-energy generation.