

Comparación de estrategias de control para convertidores con puentes duales activos empleados en microrredes de DC

Comparison of control strategies for Dual Active Bridges converters used in DC microgrids

Francisco D. Esteban¹, Federico M. Serra² y Cristian H. De Angelo³

¹ Laboratorio de Control Automático (LCA), Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias, Universidad Nacional de San Luis, CONICET, Villa Mercedes, San Luis, Argentina.

² Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA), Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Río Cuarto, CONICET, Río Cuarto, Argentina.

festeban@unsl.edu.ar, fmserra@unsl.edu.ar, cdeangelo@ing.unrc.edu.ar

CientIFICA N°1
Año: 2024
pp. 169 – 187

Historial del Artículo

Recibido:
18/4/2024

Enviado revisión:
20/4/2024

Aceptado:
25/4/2024

Área temática:

Electrónica de potencia

Resumen: En este trabajo se presenta una comparación de tres estrategias de control diseñadas para un convertidor con puentes duales activos que es empleado para adaptar niveles de tensión entre dos alimentadores de una microrred de corriente continua. Las estrategias de control son diseñadas con el objetivo de regular la tensión en uno de los alimentadores de la microrred, y a la vez, mantener el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del transformador de alta frecuencia en cero, con el objetivo de evitar su saturación magnética ante condiciones de desbalance en los puentes activos del convertidor. Debido a que el convertidor con puentes duales activos posee dos etapas de corriente continua y una etapa de corriente alterna, para obtener su modelo matemático se utiliza la estrategia de modelado promediado en espacios de estados generalizado, con el objetivo de incluir el comportamiento dinámico de las variables de corriente continua y de corriente alterna. A partir del modelo matemático obtenido se diseñan tres estrategias de control, y el desempeño de cada una es verificado mediante resultados de simulación y experimentales. Finalmente, las estrategias propuestas son comparadas con el propósito de evaluar las ventajas y desventajas de cada una.

Palabras Claves:
microrred, convertidor con puentes duales activos, control lineal, control no lineal.

Keywords:
microgrid, dual active bridge converter, linear control, non-linear control.

Abstract: A comparison of three control strategies designed for a dual active bridges converter that is used to adapt voltage levels between two feeders of a direct current microgrid is presented in this paper. The control strategies are designed with the objective of regulating the voltage in one of the feeders of the microgrid, and at the same time, maintaining the average value of the primary and secondary currents of the high frequency transformer at zero, with the objective of avoiding its magnetic saturation due to unbalance conditions in the active bridges of the converter. Because the converter with dual active bridges has two direct current stages and one alternating current stage, the generalized state space averaged modeling strategy is used, with the objective of including the dynamic behavior of the direct current and alternating current variables. Based on the obtained mathematical model, three control strategies are designed, and the performance of each one is verified through simulation and experimental results. Finally, the proposed strategies are compared with the purpose of evaluating the advantages and disadvantages of each one.

INTRODUCCIÓN

El convertidor con puentes duales activos (*Dual Active Bridges*, DAB) es una topología de conversión de corriente continua (*Direct Current*, DC) a DC que permite flujo de potencia bidireccional, posee aislación galvánica, alta densidad de potencia y posibilidad de incrementar su eficiencia mediante técnicas de conmutación suave [1]. En las últimas décadas su popularidad ha aumentado debido a los avances en semiconductores, elementos magnéticos, microprocesadores y estrategias de control. Por lo tanto, su aplicabilidad en vehículos eléctricos (*Electric Vehicles*, EV) [2], sistemas de almacenamiento de energía (*Energy Storage Systems*, ESS) [3], sistemas de alimentación a bordo [4], transformadores de estado sólido (*Solid State Transformers*, SST) [5], y microrredes (*Microgrids*, MG) [6], se ha visto fuertemente impulsada en los últimos años.

La creciente popularidad del convertidor DAB ha impulsado a los especialistas a desarrollar diversas soluciones con el objetivo de maximizar la eficiencia del convertidor y mejorar su desempeño dinámico. Para ello, en la literatura se han presentado trabajos en donde se proponen mejoras en el diseño del convertidor [7], y estrategias de conmutación [8] con el objetivo de disminuir pérdidas y con ello maximizar su eficiencia. Por otra parte, en la literatura también se han desarrollado trabajos en donde se proponen estrategias de control para el convertidor DAB con el fin de garantizar un buen desempeño dinámico y asegurar la estabilidad del convertidor para diferentes condiciones de operación [9], [10] y [11].

Se han desarrollado trabajos donde se proponen estrategias de control para regular la tensión de salida del mismo. Se han propuesto estrategias de control lineales [9], que, si bien ofrecen un buen desempeño dinámico y simplicidad de diseño, presentan problemas de estabilidad y deterioro en su desempeño cuando el convertidor se aparta de su punto de operación. Por ello, también se han desarrollado estrategias de control no lineal diseñadas mediante linealización por realimentación [10], modos deslizantes [11] y pasividad [12], que permiten obtener un buen desempeño dinámico y estabilidad en todo el rango de operación del convertidor.

Sin embargo, las estrategias de control mencionadas anteriormente, consideran que las corrientes en el transformador de alta frecuencia (*High Frequency Transformer*, HFT) no poseen valor medio. Si bien esta asunción es válida, solo se cumple bajo condiciones ideales del convertidor, es decir cuando todos los parámetros del mismo son iguales, y las señales de activación de los transistores poseen los mismos retardos [13]. Por lo tanto, cuando los puentes activos presentan diferencias constructivas, o existen discrepancias en las resistencias internas o las tensiones de encendido de los transistores de potencia, se produce valor medio en las corrientes del HFT, ocasionando un incremento en las pérdidas, mayor *stress* en los transistores de potencia y además puede producir la saturación magnética del HFT [13]. Para resolver esta problemática, en la literatura, se han desarrollado trabajos donde se proponen estrategias de control lineales [14] y no lineales [15] para eliminar el valor medio de las corrientes del HFT y con ello evitar su saturación magnética.

En este trabajo, se presenta una comparación de tres estrategias de control para un convertidor DAB utilizado para adaptar niveles de tensión entre dos alimentadores de una MG de DC. Las estrategias de control presentadas son diseñadas para regular la tensión en uno de los alimentadores de la MG, y a la vez mantener el valor medio de las corrientes del HFT en cero para evitar su saturación magnética ante situaciones de desbalance en las resistencias internas de los transistores de potencia y diferencias constructivas en los puentes activos del convertidor.

Inicialmente, se presenta la estrategia de control lineal propuesta en [14], que es diseñada para regular la tensión en uno de los alimentadores de una MG y a la vez mantener el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT en cero ante condiciones de desbalance en las resistencias internas de los transistores de potencia. Tal estrategia presenta simplicidad en su diseño e implementación, aunque su desempeño se deteriora ante cambios de carga y de referencia.

Posteriormente, se presenta una estrategia de control no lineal basada en pasividad (*Passivity Based Control*, PBC) diseñada mediante asignación de interconexión y amortiguamiento (*Interconnection and Damping Assignment*, IDA), diseñada con los mismos objetivos de control que la anterior. Con esta estrategia se logra un controlador estable y que presenta un buen desempeño dinámico en todo su rango de operación.

Finalmente, se presenta el diseño de una estrategia de control no lineal utilizando linealización por realimentación (*Feedback Linearization*, FL) [17], con los mismos objetivos de control que la anterior. Se obtiene un controlador que garantiza estabilidad y buen desempeño en todo el rango de operación del convertidor, y que además logra asegurar que el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT

se mantenga en cero independientemente de si existen desbalances en las resistencias internas de los transistores del primer o segundo puente activo del convertidor.

La comparación realizada en este trabajo muestra los diferentes modelos matemáticos empleados en cada estrategia de control, como así también el diseño de cada una. Además, se muestran los resultados de simulación y experimentales obtenidos con cada una, y finalmente se realiza una comparación de las estrategias presentadas, en donde se evalúan aspectos tales como desempeño dinámico, estabilidad, complejidad de diseño e implementación.

MODELADO MATEMÁTICO DEL SISTEMA

En la Fig. 1 se muestra un diagrama esquemático del sistema considerado en este trabajo. El mismo se trata de un convertidor DAB que interconecta a dos alimentadores de una MG de DC, (alimentador 1 y 2 respectivamente). En el alimentador 1 se conecta una fuente de tensión de DC constante, y en el alimentador 2 se conecta una carga resistiva y de potencia constante.

El convertidor DAB está formado por dos puentes activos (cada uno en configuración puente completo), conectados mediante un HFT cuyo modelo equivalente (considerando sus inductancias de dispersión, resistencias de pérdidas e inductancia de magnetización) se muestra en línea de puntos de color azul. Los subíndices 1 y 2 denotan los parámetros de los devanados primario y secundario respectivamente. Por lo tanto L_1 , L_2 , R_1 y R_2 representan la inductancia de dispersión y las pérdidas en el devanado primario y secundario respectivamente. Por otro lado, L_m es la inductancia de magnetización del HFT, mientras que C_i y C_o representan la capacitancia en el alimentador 1 y 2 respectivamente. Por otra parte, v_p y v_s son las tensiones del primario y el secundario, i_{t_1} e i_{t_2} son las corrientes del primario y el secundario, i_m es la corriente de magnetización del HFT, v_i es la tensión del alimentador 1, mientras que v_o e i_o se corresponden con la tensión y la corriente del alimentador 2.

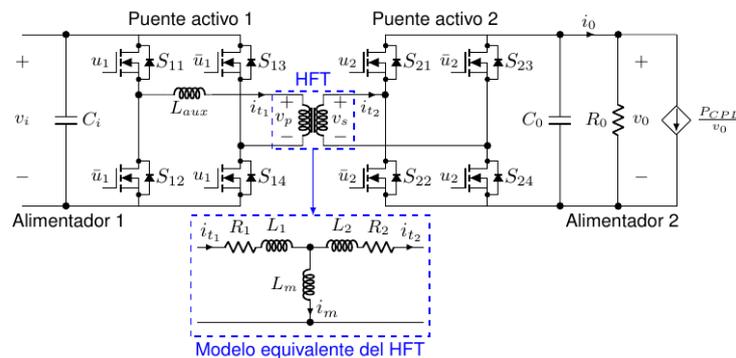


Figura 1. Diagrama esquemático del convertidor DAB.

Finalmente, u_1 y u_2 son las señales de conmutación para los puentes activos 1 y 2 respectivamente (ver Fig. 2) Tales señales toman valores entre $\{-1, 1\}$, y las mismas se tratan de dos señales moduladas por ancho de pulso (con un índice de modulación m_1 y m_2 respectivamente), y con un desfase φ entre ellas.

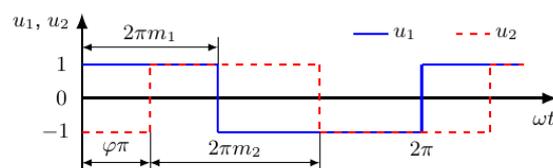


Figura 2. Señales de conmutación para ambos puentes activos.

En este convertidor, la transferencia de potencia entre sus dos puertos de DC se regula mediante el desfase entre las tensiones del primario y el secundario del HFT. Por lo tanto, al despreciar las pérdidas, y considerar que el convertidor se encuentra en estado estable ($m_1 = m_2 = 1/2$), la relación entre la potencia transferida y el desfase φ es [14],

$$P_0 = i_0 v_0 = \frac{nv_i v_0}{2f_s L_t} \varphi (1 - |\varphi|), \quad (1)$$

donde φ es el desfase normalizado ($-1/2 \leq \varphi \leq 1/2$), f_s es la frecuencia de conmutación, n es la relación de transformación (considerada unitaria) y L_t es la inductancia de dispersión del HFT referida al devanado primario ($L_t = L_1 + n^2 L_2$). Se debe aclarar que para desfase positivo la transferencia de potencia es desde el alimentador 1 hacia el 2, y viceversa para desfase negativo, aunque en este trabajo, para simplificar el análisis, se considerará solo el caso de transferencia de potencia desde el alimentador 1 hacia el 2, por lo que el desfase normalizado es ($0 \leq \varphi \leq 1/2$).

Modelo conmutado

Para el diseño de estrategias de control que permitan cumplir con los objetivos de control establecidos, se debe obtener un modelo matemático que describa el comportamiento dinámico del sistema. Para ello, inicialmente se obtendrá el modelo conmutado, y luego se derivará en el modelo promediado en espacios de estados generalizado.

Inicialmente, para obtener el modelo conmutado del convertidor de la Fig. 1, se considera que $i_{t_2} = i_{t_1} - i_m$ (ver modelo equivalente del HFT de la Fig. 1), y se desprecia la dinámica de v_i , ya que se considera constante. Por lo tanto, luego de analizar el circuito de la Fig. 1 para las formas de onda mostradas en la Fig. 2, el modelo conmutado completo del convertidor DAB resulta [17],

$$C_0 \dot{v}_0 = (i_{t_1} - i_m) u_2 - i_0, \quad (2)$$

$$L_{eq1} \dot{i}_{t_1} = -R_{eq1} i_{t_1} + c_1 R_2 i_m + u_1 v_i - c_1 u_2 v_0, \quad (3)$$

$$L_{eq2} \dot{i}_m = -R_{eq2} i_{t_1} - c_2 R_2 i_m + \frac{L_2}{L_{eq1}} u_1 v_i + c_2 u_2 v_0. \quad (4)$$

Donde, $L_{eq1} = L_1 + c_1 L_2$, $L_{eq2} = L_2 + L_m$, $R_{eq1} = R_1 + c_1 R_2$.

- ✓ **Observación N°1:** Nótese que al considerar ($L_m \gg L_1$ y $L_m \gg L_2$), se puede despreciar la rama de magnetización en el circuito equivalente del HFT de la Fig. 1. Por lo tanto ($i_m = 0$), y las relaciones dadas por (5) resultan en: $L_{eq1} = L_t$, $L_{eq2} = L_m$, $R_{eq1} = R_t$, $R_{eq2} = \frac{L_2}{L_t} (R_1 + R_2) - R_2$, $c_1 = 1$ y $c_2 = 1 - \frac{L_2}{L_t}$. De esta manera, se obtiene el modelo conmutado simplificado del convertidor DC-DC DAB [15].

$$C_0 \dot{v}_0 = i_{t_1} u_2 - i_0, \quad (6)$$

$$L_t \dot{i}_{t_1} = -R_t i_{t_1} + u_1 v_i - u_2 v_0. \quad (7)$$

El modelo conmutado completo del convertidor DAB ((2)-(4)) se empleará en el diseño de la tercer estrategia de control propuesta, mientras que el modelo conmutado simplificado ((6)-(7)) será empleado en el diseño de la primer y segunda estrategia de control.

Modelo promediado en espacios de estados generalizado

Con el objetivo de obtener un modelo promediado para el convertidor DAB y realizar el diseño del controlador, en este trabajo se utiliza la estrategia de modelado en espacios de estados generalizado (Generalized Spaces States Average, **GSSA**). Esta elección se fundamenta por el hecho de que el convertidor DAB posee dos etapas de DC y una etapa de AC cuya dinámica se pretende incluir en el modelo matemático del convertidor [15].

Para obtener el modelo promediado en espacios de estados generalizado del convertidor se realizan las siguientes consideraciones:

- En la tensión v_0 solo se considera su componente de DC ($k = 0$).
- En las corrientes i_{t_1} e i_m se incluyen su componente fundamental de AC ($k = 1$) por tratarse de variables de CA, y su componente de DC ($k = 0$) ya que se desea mantenerlas en cero.
- El controlador para el valor medio de las corrientes i_{t_1} e i_m es diseñado diez veces más rápido que el lazo de control para v_0 . Esto permite separar el modelo en dos partes, una que describa la dinámica rápida y otra que describa la dinámica lenta del sistema.

Inicialmente, se obtendrá el modelo promediado en espacios de estados generalizados para el convertidor DAB, considerando el modelo conmutado dado por (6)-(7), y seguidamente se obtendrá el modelo promediado en espacios de estados generalizado para el modelo conmutado simplificado dado por (2)-(4).

A partir de la consideración anterior, la dinámica lenta resulta luego de considerar que la dinámica rápida del sistema se encuentra en régimen estacionario ($\langle u_1 \rangle_0 = \langle u_2 \rangle_0 = 0$), por lo tanto ($\langle i_{t_1} \rangle_0 = \langle i_{t_2} \rangle_0 = \langle i_m \rangle_0 = 0$), y además ($\langle i_{t_1} \rangle_1 = \langle i_{t_2} \rangle_1$), resultando en $\langle i_m \rangle_1 \approx 0$. De esta manera, el modelo promediado en espacios de estados generalizados de la dinámica lenta resulta,

$$C_0 \dot{x}_1 = 2(\mu_1 x_2 + \mu_2 x_3) - i_0, \quad (8)$$

$$L_{eq1} \dot{x}_2 = -R_{eq1} x_2 + \omega L_{eq1} x_3 - c_1 \mu_1 x_1, \quad (9)$$

$$L_{eq1} \dot{x}_3 = -R_{eq1} x_3 - \omega L_{eq1} x_2 - c_1 \mu_2 x_1 - \frac{2}{\pi} v_i. \quad (10)$$

Donde $\omega = 2\pi f_s$.

Por otra parte, la dinámica rápida (componente de DC de la corriente primaria y de magnetización del HFT), resulta de despreciar la dinámica lenta del sistema, (ya que es considerada constante). Por lo tanto, el modelo promediado en espacios de estados generalizados para la dinámica rápida es,

$$L_{eq1} \dot{x}_4 = -R_{eq1} x_4 + c_1 R_2 x_5 + m'_1 v_i - c_1 m'_2 x_1, \quad (11)$$

$$L_{eq2} \dot{x}_5 = -R_{eq2} x_4 - c_2 R_2 x_5 + \frac{L_2}{L_{eq1}} m'_1 v_i + c_2 m'_2 x_1, \quad (12)$$

siendo,

$$\begin{aligned} x_1 &= \langle v_0 \rangle_0, x_2 = \langle i_{t_1} \rangle_{1R}, x_3 = \langle i_{t_1} \rangle_{1I}, x_4 = \langle i_{t_1} \rangle_0, x_5 = \langle i_m \rangle_0, \\ \mu_1 &= \langle u_2 \rangle_{1R} = -\frac{2}{\pi} \sin(\pi\varphi), \mu_2 = \langle u_2 \rangle_{1I} = -\frac{2}{\pi} \cos(\pi\varphi). \end{aligned} \quad (13)$$

Las expresiones dadas por (8)-(12) representan el modelo promediado en espacios de estados generalizado completo del convertidor DAB, que será utilizado para el diseño de la tercera estrategia de control propuesta. A continuación, se obtendrá el modelo promediado en espacios de estados generalizado simplificado del convertidor a partir del modelo conmutado simplificado (2)-(4).

Teniendo en cuenta la Observación N°1 el modelo promediado en espacios de estados generalizado simplificado del convertidor DAB resulta,

$$C_0 \dot{x}_1 = -i_0 + 2(\mu_1 x_2 + \mu_2 x_3), \quad (14)$$

$$L_t \dot{x}_2 = \omega L_t x_3 - R_t x_2 - \mu_1 x_1, \quad (15)$$

$$L_t \dot{x}_3 = -\omega L_t x_2 - R_t x_3 - \mu_2 x_1 - \frac{2}{\pi} v_i, \quad (16)$$

$$L_t \dot{x}_4 = -R_t x_4 + m'_1 v_i. \quad (17)$$

ESTRATEGIAS DE CONTROL

En esta sección se presentan las tres estrategias de control propuestas para regular la tensión del alimentador 2 del sistema mostrado en la Fig. 1 (tensión v_0) y a la vez mantener el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT en cero, con el objetivo de evitar su saturación magnética ante condiciones de desbalance en las resistencias internas ocurridas en los transistores que conforman los puentes activos.

Estrategia de control lineal

A continuación, se presenta la estrategia de control basada en herramientas lineales que se diseña a fin de cumplir con los objetivos que fueron detallados anteriormente.

La estrategia que se presenta en esta Sección está basada en controladores proporcionales integrales (Proportional Integral, PI) que son diseñados a partir de la linealización del modelo no lineal dado por (14) (17). Esto permite obtener las funciones de transferencia del sistema en lazo abierto que luego se emplearán para el diseño de ambos controladores.

A su vez, para el diseño del controlador de tensión se añade un lazo de precompensación que permite mejorar el desempeño del convertidor en comparación con un controlador PI convencional. Mientras que para el diseño del lazo de control del valor medio de la corriente primaria del HFT se utiliza un controlador PI convencional independiente del lazo de control para la tensión de salida.

Debido a que el modelo dado por (14) - (17) es no lineal, el mismo será linealizado alrededor del punto de equilibrio, con la finalidad de poder aplicar una estrategia de control usando técnicas de control clásico. Por lo tanto, el modelo linealizado resulta en,

$$C_0 \dot{\tilde{x}}_1 = -\tilde{i}_0 - \frac{4}{\pi} (\sin(\pi\varphi_e) \tilde{x}_2 + \pi x_{2e} \tilde{\varphi} \cos(\pi\varphi_e)) - \frac{4}{\pi} (\cos(\pi\varphi_e) \tilde{x}_3 - \pi x_{3e} \tilde{\varphi} \sin(\pi\varphi_e)), \quad (18)$$

$$L_t \dot{\tilde{x}}_2 = \omega L_t \tilde{x}_3 - R_t \tilde{x}_2 + \frac{2}{\pi} (\sin(\pi\varphi_e) \tilde{x}_1 + x_{1e} \pi \tilde{\varphi} \cos(\pi\varphi_e)) + 2v_i \tilde{m} \cos(2\pi m_e), \quad (19)$$

$$L_t \dot{\tilde{x}}_3 = -\omega L_t \tilde{x}_2 - R_t \tilde{x}_3 + \frac{2}{\pi} (\cos(\pi\varphi_e) \tilde{x}_1 - x_{1e} \pi \tilde{\varphi} \sin(\pi\varphi_e)) - 2v_i \tilde{m} \sin(2\pi m_e), \quad (20)$$

$$L_t \dot{\tilde{x}}_4 = -R_t \tilde{x}_4 + 2\tilde{m} v_i. \quad (21)$$

Al despreciar las pérdidas ($R_t \simeq 0$), ya que en general este valor es pequeño, y considerando $x_{1e} = v_0^d$ (siendo v_0^d la tensión de salida deseada), de la expresión (14) se obtiene $m_e = 0,5$. Por lo tanto, reemplazando en (15) y (16) se obtienen los puntos de equilibrio para las variables x_2 y x_3 como,

$$x_{2e} = \frac{2}{\pi\omega L_t} (\cos(\pi\varphi_e) v_0^d - v_i), x_{3e} = -\frac{2}{\pi\omega L_t} \sin(\pi\varphi_e) v_0^d. \quad (23)$$

Por otra parte, para obtener el desfase en el equilibrio φ_e se utiliza la expresión (1),

$$\varphi_e = \frac{1}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - \frac{8f_s L_t i_{0e}}{n v_i}} \right), \quad (24)$$

donde i_{0e} es la corriente de salida en el equilibrio.

Para el diseño del lazo de control de tensión, se reemplazan las expresiones (22) y (23), en (18), y se iguala el término derecho de (18) a φ' , por lo que el desfase resulta en,

$$\tilde{\varphi} = K_1 \tilde{i}_0 + K_2 (\tilde{x}_2 \sin(\delta_e) + \tilde{x}_3 \cos(\delta_e)) + \tilde{\varphi}', \quad (25)$$

donde, $K_1 = \frac{\pi\omega L_t}{8(v_i \cos(\delta_e) - v_0^d)}$ y $K_2 = \frac{\omega L_t}{2(v_i \cos(\delta_e) - v_0^d)}$,

mientras que la variable de control $\tilde{\varphi}$ el desfase que se debe aplicar para regular la tensión de salida en el valor de referencia. La misma es obtenida a partir de un controlador PI diseñado mediante la siguiente función de transferencia de lazo abierto,

$$\frac{\tilde{X}_1(s)}{\tilde{\Phi}'(s)} = \frac{8(v_i \cos(\delta_e) - v_0^d)}{s\pi\omega L_t C_0}. \quad (27)$$

Finalmente de la expresión (21), se obtiene la función de transferencia en lazo abierto para realizar el diseño del controlador para el valor medio de las corrientes del HFT,

$$\frac{\tilde{X}_4(s)}{\tilde{M}(s)} = \frac{2v_i}{sL_t + R_t}. \quad (28)$$

Mediante (27)-(28) pueden diseñarse ambos controladores en función de las especificaciones de diseño establecidas.

En la Fig. 3 se muestra el controlador lineal propuesto. Se observa que el lazo de control de tensión está constituido por un controlador PI del que se obtiene φ' , y un lazo de precompensación para la corriente de carga y la parte real e imaginaria de la corriente primaria del HFT, agregado con el propósito de mejorar el desempeño del controlador. Por otro lado, el lazo de control del valor medio de la corriente primaria del HFT, se diseña a partir de un controlador PI. Se debe mencionar que la extracción de las variables utilizadas en el modelo promediado en espacios de estados generalizado se realiza mediante un proceso de demodulación y filtrado que es detallado en [15]. Este mismo proceso también será usado en la implementación de los demás controladores diseñados.

Controlador basado en pasividad (PBC)

Debido a que el sistema descrito por (14)-(17) es no lineal, la estrategia de control lineal descrita en la sección anterior resulta válida solo en las cercanías del punto de operación considerado en la linealización del modelo del convertidor. Por lo tanto, cuando se producen grandes variaciones de carga o cambios en la tensión de referencia, el desempeño del convertidor se puede degradar, y en ciertos casos, la perturbación realizada puede afectar la estabilidad del sistema.

Por ello, para lograr una operación estable y un buen desempeño del convertidor en todo su rango de operación, se propone emplear técnicas de control basadas en herramientas no lineales para cumplir con los requisitos de desempeño establecidos. En la siguiente sección se presenta una estrategia de control basada en IDA-PBC, que es diseñada con el objetivo de regular la tensión de salida del convertidor DAB, y a la vez mantener el valor medio de las corrientes del HFT en cero.

Inicialmente, el modelo no lineal del convertidor dado por (14)-(17) debe ser representado en la forma port Hamiltoniana pH,

$$\dot{\mathbf{x}} = [\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} + \mathbf{v}, \quad (29)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{g}^T \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}. \quad (30)$$

Por lo tanto, el modelo del convertidor dado por (14)-(17) en su forma pH resulta,

$$\begin{bmatrix} C_0 \dot{x}_1 \\ L_t \dot{x}_2 \\ L_t \dot{x}_3 \\ L_t \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_t}{2} & \frac{\omega L_t}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\omega L_t}{2} & -\frac{R_t}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ 2x_2 \\ 2x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2nx_2 & 2nx_3 & 0 \\ -nx_1 & 0 & 0 \\ 0 & -nx_1 & 0 \\ 0 & 0 & v_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_0 \\ 0 \\ -\frac{2}{\pi} v_i \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (31)$$

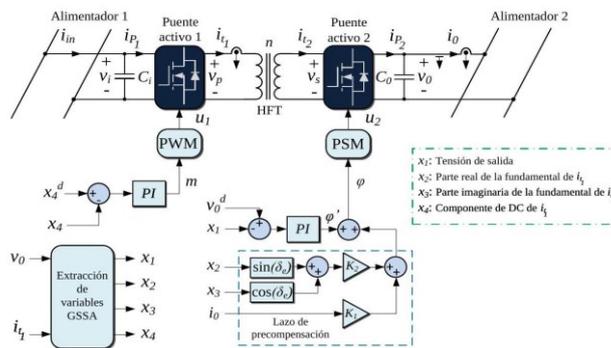


Figura 3: Esquema de control lineal propuesto.

Donde,

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} C_0 \dot{x}_1 \\ L_t \dot{x}_2 \\ L_t \dot{x}_3 \\ L_t \dot{x}_4 \end{bmatrix}, \mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 2nx_2 & 2nx_3 & 0 \\ -nx_1 & 0 & 0 \\ 0 & -nx_1 & 0 \\ 0 & 0 & v_i \end{bmatrix}, \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \begin{bmatrix} x_1 \\ 2x_2 \\ 2x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}, \mathbf{u} = \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ d \end{bmatrix}, \mathbf{v} = \begin{bmatrix} -i_0 \\ 0 \\ 2 \\ -\frac{\pi}{\pi} v_i \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Por otro lado, las matrices de interconexión y amortiguamiento deseadas se obtienen a partir de,

$$\mathbf{J}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x}), \quad (33)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = \mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x}). \quad (34)$$

Donde (33) es antisimétrica, y (34) es semidefinida positiva, es decir,

$$\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) = -[\mathbf{J}(\mathbf{x}) + \mathbf{J}_a(\mathbf{x})]^T, \quad (35)$$

$$\mathbf{R}_d(\mathbf{x}) = [\mathbf{R}(\mathbf{x}) + \mathbf{R}_a(\mathbf{x})]^T \geq 0. \quad (36)$$

Siendo $\mathbf{J}_a(\mathbf{x})$ y $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$ las matrices asignadas para el diseño de la estrategia de control propuesta.

Para asegurar que los estados del sistema, \mathbf{x} , tiendan de forma asintótica a la referencia \mathbf{x}^d , la función de energía deseada se elige como una función de Lyapunov, es decir,

$$H_d(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} \boldsymbol{\epsilon}^T \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon}, \quad (37)$$

donde $\boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{x} - \mathbf{x}^d$ es el vector de errores.

La derivada de (37) con respecto al tiempo resulta en,

$$\dot{H}_d(\mathbf{x}) = -\boldsymbol{\epsilon}^T \mathbf{P}^{-1} \mathbf{R}_d \mathbf{P}^{-1} \boldsymbol{\epsilon} < 0, \quad (38)$$

siendo \mathbf{P} una matriz diagonal definida positiva que contiene los elementos almacenadores de energía del sistema.

De (38) se deduce que la matriz de amortiguamiento deseada $\mathbf{R}_d(\mathbf{x})$, debe ser definida positiva para que (37) sea una función de Lyapunov, y de esta manera se asegure la convergencia del error a cero. Esto se puede lograr eligiendo adecuadamente los elementos de la matriz de amortiguamiento asignada $\mathbf{R}_a(\mathbf{x})$.

Finalmente, las leyes de control pueden ser obtenidas a partir del siguiente sistema de ecuaciones diferenciales [12],

$$[\mathbf{J}(\mathbf{x}) - \mathbf{R}(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = -[\mathbf{J}_a(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_a(\mathbf{x})] \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} + \mathbf{g}(\mathbf{x}) \mathbf{u} + \mathbf{v}, \quad (39)$$

donde $H_a(\mathbf{x}) = H_d(\mathbf{x}) - H(\mathbf{x})$.

La expresión (39) permite obtener la ley de control para cumplir con los requisitos de desempeño establecidos. Seguidamente, se define la matriz \mathbf{P} y el vector de errores ϵ ,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} C_0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_t & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_t \end{bmatrix}, \epsilon = \begin{bmatrix} C_0(x_1 - x_1^d) \\ L_t(x_2 - x_2^d) \\ L_t(x_3 - x_3^d) \\ L_t(x_4 - x_4^d) \end{bmatrix}. \quad (40)$$

Por lo tanto, mediante (38) y (40), las matrices de interconexión y amortiguamiento asignadas se eligen como,

$$\mathbf{J}_a = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\omega L_t}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\omega L_t}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{R}_a = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 \end{bmatrix}. \quad (41)$$

Los elementos de la matriz \mathbf{J}_a no dependen de las entradas, y se eligen para cancelar los acoplamientos indeseados entre las variables de estado del sistema, y dejar relacionadas solo las variables que permitan solucionar el problema de tener un sistema con más variables a controlar que acciones de control. Por otro lado, los elementos de la matriz de amortiguamiento asignada \mathbf{R}_a tampoco dependen de los estados del sistema, y son elegidos para que el sistema de lazo cerrado presente la respuesta dinámica deseada.

Teniendo en cuenta (40) se puede obtener,

$$\frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [(x_1 - x_1^d) \quad 2(x_2 - x_2^d) \quad 2(x_3 - x_3^d) \quad (x_4 - x_4^d)]^T, \quad (42)$$

mientras que a partir de (42) resulta,

$$\frac{\partial H_a(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} - \frac{\partial H(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} = [-x_1^d \quad -2x_2^d \quad -2x_3^d \quad -x_4^d]^T. \quad (43)$$

Al reemplazar (31), (41), (42) y (43) en (39) se obtiene,

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_t}{2} & \frac{\omega L_t}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega L_t}{2} & -\frac{R_t}{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -x_1^d \\ -2x_2^d \\ -2x_3^d \\ -x_4^d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & \frac{\omega L_t}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\omega L_t}{2} & R_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 - x_1^d \\ 2(x_2 - x_2^d) \\ 2(x_3 - x_3^d) \\ x_4 - x_4^d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2nx_2 & 2nx_3 & 0 \\ -nx_1 & 0 & 0 \\ 0 & -nx_1 & 0 \\ 0 & 0 & v_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_1 \\ \mu_2 \\ d \end{bmatrix} + \mathbf{v}. \quad (44)$$

Para simplificar el diseño del controlador de tensión, se diseña un lazo de control interno (de x_2 y x_3), y un lazo de control externo (para regular x_1 en el valor requerido), de este último se obtiene la referencia (x_3^d) para el lazo interno. Se debe aclarar que el lazo externo es diseñado 5 veces más lento que el lazo interno, para que la dinámica de este último no sea afectada. Por otro lado, la estructura del controlador para el valor medio de la corriente primaria resulta en un lazo de control directo. Por lo tanto, a partir de las consideraciones anteriores, de la tercer y cuarta fila de (44) se obtienen las entradas de control,

$$\mu_1 = \frac{1}{nx_1} [\omega L_t x_3 - R_t x_2^d + 2R_2(x_2 - x_2^d)], \quad (45)$$

$$\mu_2 = \frac{1}{nx_1} \left[-\omega L_t x_2 - R_t x_3^d + 2R_3(x_3 - x_3^d) - \frac{2}{\pi} v_i \right], \quad (46)$$

$$m = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_t x_4^d - R_4(x_4 - x_4^d)}{v_i} \right). \quad (47)$$

Mientras que de la primer fila de (44) se obtiene,

$$R_1(x_1 - x_1^d) + 2nx_2\mu_1 + 2nx_3\mu_2 - i_0 = 0, \quad (48)$$

reemplazando (45) y (46) en (48) y considerando más lento el lazo de control externo (controlador de tensión), que el lazo de control interno (controlador de la parte real e imaginaria de la componente fundamental de i_{t1} , es decir que $(x_2 = x_2^d$ y $x_3 = x_3^d)$, se obtiene,

$$x_3^{d2} + \frac{2v_i}{\pi R_t} x_3^d + x_2^d + \frac{x_1}{2R_t} (i_0 - R_1(x_1 - x_1^d)) = 0. \quad (49)$$

Resolviendo (49) se obtiene la referencia para la parte imaginaria de la corriente primaria del HFT,

$$x_3^d = \frac{1}{2} \left[-\frac{2v_i}{\pi R_t} \pm \sqrt{\left(\frac{2v_i}{\pi R_t}\right)^2 - 4 \left(x_2^d - \frac{x_1}{2R_t} (R_1(x_1 - x_1^d) + i_0) \right)} \right]. \quad (50)$$

Debido a que las ecuaciones de control (45), (46) y (50) dependen de los parámetros del sistema, por lo que, al producirse variación en los mismos, puede existir error de estado estable en la tensión de salida y en el valor medio de la corriente primaria del HFT. Por ello, se añade una acción integral tal como se propone en [17]. El nuevo sistema de lazo cerrado que contiene al controlador integral, resulta en un sistema pH con la forma,

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}} \\ \dot{\boldsymbol{\zeta}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{J}_d(\mathbf{x}) - \mathbf{R}_d(\mathbf{x}) & -\mathbf{g}(\mathbf{x}) \\ \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial H_T(\mathbf{x}, \boldsymbol{\zeta})}{\partial \mathbf{x}} \\ \frac{\partial H_T(\mathbf{x}, \boldsymbol{\zeta})}{\partial \boldsymbol{\zeta}} \end{bmatrix}. \quad (51)$$

De (51) se obtienen las leyes de control con acción integral,

$$\mu_1 = \frac{\omega L_t x_3 - R_t x_2^d + 2R_2(x_2 - x_2^d) - \zeta_1}{nx_1}, \quad (52)$$

$$\mu_2 = \frac{2R_3(x_3 - x_3^d) - \omega L_t x_2 - R_t x_3^d - \frac{2}{\pi} v_i - \zeta_2}{nx_1}, \quad (53)$$

$$m = \frac{1}{2} \left(1 + \left(\frac{R_t x_4^d - R_4(x_4 - x_4^d) - \zeta_3}{v_i} \right) \right), \quad (54)$$

Donde el controlador que se añade es,

$$[\zeta_1 \quad \zeta_2 \quad \zeta_3]^T = \int \mathbf{g}^T(\mathbf{x}) \frac{\partial H_d(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} dt, \quad (55)$$

con, $\zeta_1 = k_1(\int 2nx_2(x_1 - x_1^d)dt - \int x_1(x_2 - x_2^d)dt)$ y $\zeta_3 = k_3 v_i \int (x_4 - x_4^d)dt$.

Siendo k_1, k_2 y k_3 las ganancias de los integradores, que son ajustadas para eliminar el error de estado estacionario.

Controlador basado en linealización por realimentación

Las estrategias de control presentadas anteriormente regulan la tensión de salida del convertidor y a la vez logran mantener el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT en cero, cuando se producen cambios de referencia, cambios en la carga conectada al convertidor, y además cuando el valor medio de la tensión generada por el primer puente activo es diferente de cero. Aunque, como se mencionó en la introducción, en algunos casos se puede producir valor medio en las tensiones generadas por ambos puentes activos. Por ello, en esta sección se propone diseñar un controlador mediante FL para eliminar el valor medio

en las tensiones primaria y secundaria del HFT. Para ello, se utiliza PWM en ambos puentes activos, y en este caso m_1 es el índice de modulación de u_1 , y esta variable de control se utiliza para eliminar el valor medio que puede producirse en el primer puente activo. Mientras que m_2 es el índice de modulación de u_2 , y se emplea para eliminar el valor medio que se produce en el segundo puente activo del convertidor. Finalmente, para regular la tensión de salida del convertidor, se aplica un desfase φ entre las tensiones v_p y v_s , al igual que en las estrategias de control anteriores.

Para el diseño del controlador de tensión, se seleccionan las siguientes salidas del modelo dado por (8)-(10),

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} c_1 C_0 x_1^2 + L_{eq1} x_2^2 + L_{eq1} x_3^2 \\ L_{eq1} x_3 \end{bmatrix}. \quad (57)$$

Luego de derivar la primera salida dos veces con respecto al tiempo, se obtiene,

$$\ddot{z}_1 = \dot{z}_2 = \frac{4R_{eq1}^2}{L_{eq1}} (x_2^2 + x_3^2) + \frac{4v_i}{\pi L_{eq1}} \left(3R_{eq1} x_3 + \omega L_{eq1} x_2 + \frac{2}{\pi} v_i \right) - c_1 i_0 x_1 + \frac{1}{C_0} c_1 i_0^2 \quad (58)$$

$$-2c_1 \mu_1 x_2 \left(\frac{2R_{eq1}}{L_{eq1}} x_1 - \frac{1}{C_0} i_0 \right) - 2c_1 \mu_2 \left(\frac{2R_{eq1}}{L_{eq1}} x_1 x_3 + \frac{2v_i}{\pi L_{eq1}} x_1 - \frac{1}{C_0} i_0 x_3 \right) = \gamma_1. \quad (58)$$

Por otro lado, se deriva la segunda salida de (57) con respecto al tiempo hasta que las entradas aparezcan de forma explícita,

$$\dot{z}_3 = L_{eq1} \dot{x}_3 = -R_{eq1} x_3 - \omega L_{eq1} x_2 - c_1 \mu_2 x_1 - \frac{2}{\pi} v_i = \gamma_2. \quad (59)$$

La primer salida de (57) presenta grado relativo $r = 2$, mientras que la segunda salida de (57) presenta grado relativo $r = 1$, por lo tanto el grado relativo vectorial es $r = 3$, que coincide con el orden de la dinámica rápida del sistema $n = 3$. Por lo tanto, no existe dinámica de los ceros con esta elección de las salidas.

De esta manera, la dinámica descrita en las nuevas coordenadas resulta,

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2, \\ \dot{z}_3 &= \gamma_2. \end{aligned}$$

Seguidamente, de (58) y (59) se obtienen las entradas de control,

$$\mu_1 = \frac{1}{2c_1 x_2 f_1} (f_3 - \gamma_1 - 2c_1 \mu_2 f_2), \quad (61)$$

$$\mu_2 = -\frac{1}{c_1 x_1} \left(\gamma_2 + \omega L_{eq1} x_2 + R_{eq1} x_3 + \frac{2}{\pi} v_i \right), \quad (62)$$

siendo,

$$f_1 = \frac{2R_{eq1}}{L_{eq1}} x_1 - \frac{1}{C_0} i_0,$$

$$f_3 = \frac{4R_{eq1}^2}{L_{eq1}} (x_2^2 + x_3^2) + \frac{4v_i}{\pi L_{eq1}} \left(3R_{eq1} x_3 + \omega L_{eq1} x_2 + \frac{2}{\pi} v_i \right) - c_1 i_0 x_1 + \frac{1}{C_0} c_1 i_0^2.$$

A continuación se obtienen las entradas de control auxiliares,

$$\gamma_1 = \ddot{z}_1 = -k_{p1} (z_1 - z_1^d) - k_{p2} (\dot{z}_1 - \dot{z}_1^d) + \ddot{z}_1^d - k_{i1} \int (z_1 - z_1^d) dt, \quad (64)$$

$$\gamma_2 = \dot{z}_3 = \dot{z}_3^d - k_{p3} (z_3 - z_3^d). \quad (65)$$

Donde k_{p_1} , k_{p_2} y k_{p_3} son ganancias proporcionales que permiten obtener la dinámica deseada en los errores, y k_{i_1} es una ganancia integral que se añade para eliminar el error de estado estable cuando existen errores de parámetros o variaciones paramétricas.

Finalmente, las referencias de las variables en las nuevas coordenadas resultan,

$$z_1^d = \frac{1}{2} c_1 C_0 (x_1^d)^2 + L_{eq_1} (x_2^d)^2 + L_{eq_1} (x_3^d)^2, \quad (66)$$

$$\dot{z}_1^d = \dot{z}_2^d = -c_1 i_0 x_1^d - 2R_{eq_1} ((x_2^d)^2 + (x_3^d)^2) - \frac{4}{\pi} x_3^d v_i, \quad (67)$$

$$\dot{z}_1^d = \dot{z}_2^d = \frac{1}{C_0} i_0 \left(c_1 i_0 + \frac{4v_i}{\pi x_1^d} x_3^d \right) + \frac{2R_{eq_1}}{C_0 x_1^d} i_0 ((x_2^d)^2 + (x_3^d)^2), \quad (68)$$

mientras que $\dot{z}_3^d = L_{eq_1} \dot{x}_3^d = 0$.

A continuación se presenta el diseño del lazo de control para el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT. Para ello, se propone el siguiente vector de salidas,

$$\begin{bmatrix} z_4 \\ z_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{eq_1} x_4 \\ L_{eq_2} x_5 \end{bmatrix}. \quad (69)$$

Por lo tanto, luego de derivar (69), se obtienen las entradas de control,

$$\begin{bmatrix} m_1' \\ m_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_i & -c_1 x_1 \\ \frac{L_2}{L_{eq_1}} v_i & c_2 x_1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \gamma_3 + c_1 R_{eq_1} x_4 - c_1 R_2 x_5 \\ \gamma_4 + R_{eq_2} x_4 + c_2 R_2 x_5 \end{bmatrix}. \quad (70)$$

Donde las entradas de control auxiliares vienen dadas por,

$$\gamma_3 = -k_{p_4} (z_4 - z_4^d) - k_{i_4} \int (z_4 - z_4^d) dt, \quad (71)$$

$$\gamma_4 = -k_{p_5} (z_5 - z_5^d) - k_{i_5} \int (z_5 - z_5^d) dt, \quad (72)$$

siendo k_{p_4} y k_{p_5} ganancias proporcionales, mientras que k_{i_4} y k_{i_5} son ganancias integrales que se agregan para eliminar el error en estado estable en el valor medio de las corrientes primaria y de magnetización del HFT, que puede producirse ante variaciones paramétricas. Mientras que $\dot{z}_4^d = L_{eq_1} \dot{x}_4^d = 0$ y $\dot{z}_5^d = L_{eq_2} \dot{x}_5^d = 0$, ya que el objetivo del controlador es mantener el valor medio de las corrientes primaria y de magnetización en cero, y con ello asegurar además que el valor medio de la corriente secundaria del HFT se mantenga también en cero.

RESULTADOS

En la siguiente sección se presentan los resultados de simulación y experimentales obtenidos para cada una de las estrategias presentadas. Los parámetros del sistema se muestran en las Tablas 1 y 2 respectivamente.

Tabla 1: Parámetros del convertidor.

v_i	v_0^d	f_s	L_t	R_t	C_i	C_0	P_{0max}
48 V	30 V	20kHz	29μH	0,01Ω	940μF	940μF	310 W

Tabla 2: Parámetros del HFT y del inductor auxiliar.

n	$L_{1,2}$	$R_{1,2}$	L_{aux}	R_{aux}	Φ_r	Φ_{sat}	I_c	I_{sat}
1	1μH	2,5mΩ	27μH	5mΩ	63,9μVs	200μVs	0,35A	2,4A

Los parámetros de todos los controladores propuestos fueron diseñados para lograr una respuesta de 2ms en la tensión de salida y de 0,2 ms en el valor medio de las corrientes del HFT.

El ensayo realizado consta en un cambio de referencia desde 25V a 30V, seguido de un cambio de carga lineal de 50W a 100W, y por último la carga lineal es desconectada y se conecta una carga de potencia constante (Constant Power Load, CPL) de 110W.

Resultados de simulación

Inicialmente, se presentan los resultados de simulación obtenidos mediante la estrategia de control lineal propuesta. En la Fig. 4, se observa que ante el cambio de referencia realizado la tensión presenta un sobrepaso de 2V y logra establecerse en su nuevo valor de referencia al cabo de aproximadamente 2,5ms. Cuando se realiza el cambio de carga lineal, la tensión de salida disminuye aproximadamente 0,8V con respecto a su valor de referencia, y luego de 2ms logra establecerse nuevamente. Por último, cuando se realiza la conexión de la CPL, se observa que la tensión de salida disminuye aproximadamente 0,4V y se establece al cabo de 2ms sin presentar oscilaciones.

La Fig. 4 (centro y abajo), muestra las corrientes del primario y el secundario del HFT. Al igual que en el ensayo anterior, ambas corrientes se mantienen con valor medio cero cuando se encuentran en estado estable (tal como se observa en el detalle realizado en $t = 25\text{ms}$). Mientras que, en estado transitorio, se observa un sobrepaso en ambas, cuando se realiza el cambio de referencia, y en los dos cambios de carga presentan una respuesta transitoria sin oscilaciones.

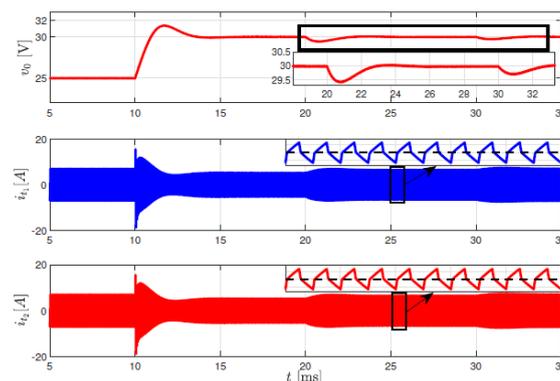


Figura 4: Desempeño del convertidor ante un cambio de referencia y variaciones en la carga cuando se aplica el control lineal propuesto. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente primaria del HFT. Abajo: corriente secundaria del HFT.

La Fig. 5 (arriba) muestra la respuesta obtenida en la tensión de salida cuando se utiliza la estrategia de control IDA-PBC diseñada. Se observa que ante el cambio de referencia, la tensión logra establecerse en su nuevo valor de referencia al cabo de 2ms presentando una respuesta sin oscilaciones ni sobrepaso. Cuando se realiza el cambio de carga lineal, la tensión disminuye aproximadamente 0,4V con respecto a su valor de referencia, aunque logra establecerse nuevamente dentro del tiempo esperado. Finalmente, al realizar la conexión de la CPL, se observa que la tensión disminuye 0,1V con respecto a su valor de referencia, y se establece nuevamente dentro del tiempo de establecimiento esperado.

En la Fig. 5 (centro y abajo) se muestra la respuesta obtenida en las corrientes primaria y secundaria del HFT. Se observa que ante el cambio de referencia, ambas corrientes presentan un sobrepaso en su respuesta, y logran establecerse nuevamente con valor medio cero. Luego, cuando se realiza el cambio de carga lineal, ambas corrientes presentan un pequeño sobrepaso durante el cambio de carga, mientras que al conectar la CPL se observa un transitorio que presenta un leve sobrepaso. Por último, en el detalle realizado en $t = 25\text{ms}$ que posee una duración de cuatro periodos de conmutación, se observa que ambas corrientes, en estado estable, se mantienen con valor medio cero.

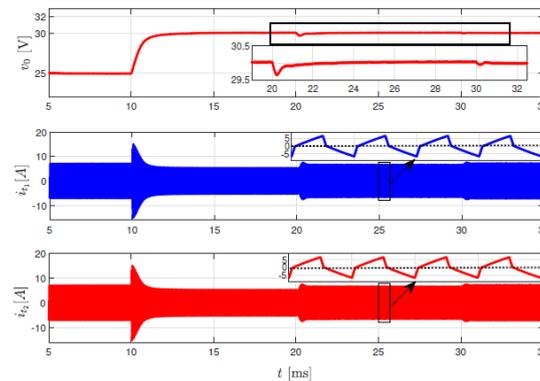


Figura 5: Desempeño del convertidor ante un cambio de referencia y variaciones en la carga cuando se aplica el controlador basado en IDA-PBC propuesto. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente primaria del HFT. Abajo: corriente secundaria del HFT.

En la Fig. 6 se presentan los resultados de simulación obtenidos cuando se emplea la estrategia de control basada en FL. La Fig. 6 (arriba), muestra la tensión de salida. Se observa que ante el cambio de referencia realizado, la tensión presenta una respuesta con un sobrepaso de aproximadamente 1V, y logra establecerse en su nuevo valor de referencia en 2ms. Al realizar el cambio de carga lineal, se observa que la tensión disminuye aproximadamente 0, 2V respecto a su valor de referencia, y se establece nuevamente en 2ms. Por último, cuando se conecta la CPL, se observa una disminución en la tensión de salida de 0, 1V con respecto a su valor de referencia, y se establece al cabo de 2ms.

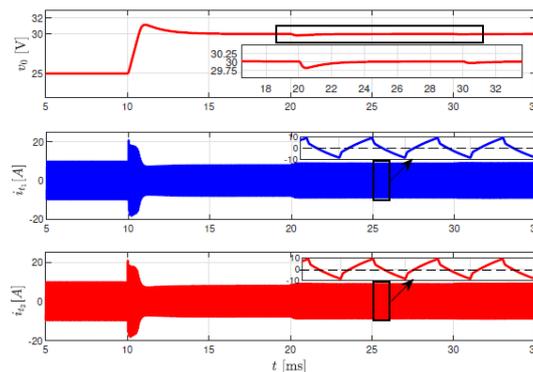


Figura 6: Desempeño del convertidor ante un cambio de referencia y variaciones en la carga cuando se aplica el controlador basado en FL propuesto. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente primaria del HFT. Abajo: corriente secundaria del HFT.

En la Fig. 6 (centro y abajo), se muestra la respuesta de las corrientes primaria y secundaria del HFT. Se observa un transitorio que presenta un sobrepaso ante el cambio de referencia, mientras que la respuesta transitoria obtenida ante el cambio de carga lineal y en la conexión de la CPL no presenta oscilaciones ni sobrepaso. Por otro lado, se observa que en estado estable, ambas corrientes se mantienen con valor medio cero, tal como se muestra en el detalle realizado en $t = 25\text{ms}$.

En la Fig. 7 (izquierda) se muestra el lazo de histeresis del HFT al emplear el lazo de control del valor medio de las corrientes del HFT (solo se muestra una única gráfica, ya que todas las estrategias presentadas logran la misma respuesta), se observa que al emplear cualquiera de los controladores propuestos, se evita que el HFT alcance la saturación magnética.

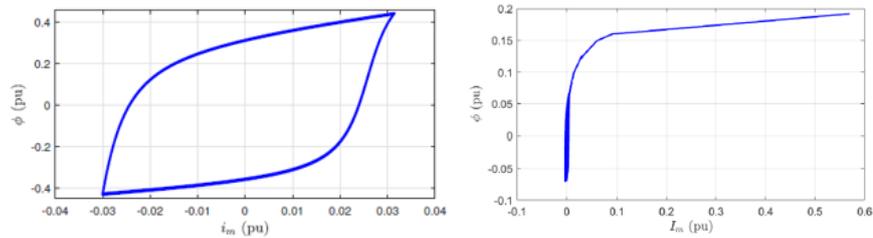


Figura 7: Lazo de histeresis del HFT. Izquierda: cuando se emplea cualquiera de las estrategias de control de corriente presentadas. Derecha: cuando no se emplea el controlador de corriente, y se producen desbalances en los transistores de los puentes activos.

En la Fig. 7 (derecha) se muestra el lazo de histeresis del HFT cuando no se emplea el lazo de control de corriente. Se observa que al producirse desbalances en las resistencias internas de los transistores de los puentes activos, el HFT alcanza la saturación magnética.

Por último, en la Fig. 8 se muestra el desempeño de la tensión y de las corrientes del HFT cuando se emplea el controlador IDA-PBC presentado, y se producen desbalances en las resistencias internas de los transistores de ambos puentes activos. Se observa que en este caso se produce valor medio en ambas corrientes del HFT lo que ocasiona la saturación magnética del mismo. Resulta necesario aclarar que solo se muestran los resultados obtenidos con el controlador IDA-PBC ante condiciones de desbalance en ambos puentes activos, debido a que, al realizar el mismo ensayo, pero utilizando el controlador lineal, se observó el mismo comportamiento, por lo que no se considera necesario mostrar dicho resultado.

Cabe aclarar que la estrategia de control lineal no es mostrada en este caso, ya que también se produce valor medio en ambas corrientes del HFT.

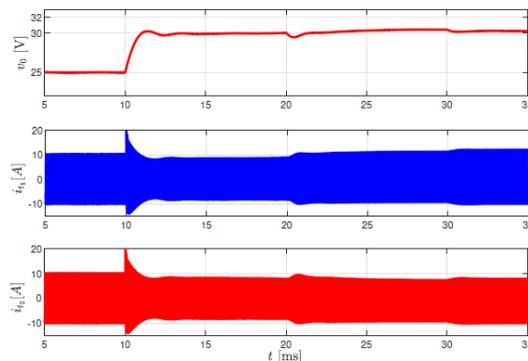


Figura 8: Desempeño de la tensión y corriente primaria y secundaria del HFT cuando se utiliza el controlador IDA-PBC. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente primaria del HFT. Abajo: corriente secundaria del HFT.

Resultados experimentales

En esta siguiente sección se presentan los resultados experimentales obtenidos en el prototipo de la Fig. 9 con las estrategias de control presentadas.

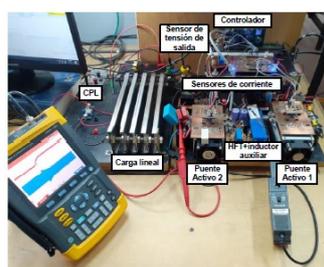


Figura 9: Imagen del prototipo de laboratorio implementado.

En la Fig. 10 (izquierda) se observa que ante el cambio de referencia realizado, la tensión de salida se establece en su nuevo valor de referencia en aproximadamente 3ms y presenta un sobrepaso de 2V, mientras que la corriente en el primario del HFT presenta un transitorio con una pequeña oscilación, aunque en estado estable se mantiene con valor medio cero.

Cuando se realiza el cambio de carga lineal (ver Fig. 10 (centro)), se observa que la tensión presenta una disminución de aproximadamente 2V respecto al valor de referencia, y se establece nuevamente al cabo de 2,5ms. Por otro lado, la corriente del primario del HFT presenta una respuesta con una pequeña oscilación ante el cambio de carga realizado, pero en estado estable se mantiene con valor medio cero.

Al desconectar la carga lineal y conectar la CPL (ver Fig. 10 (derecha)), se observa una respuesta con oscilaciones en la tensión de salida, con una disminución de 2V respecto a su valor de referencia y un tiempo de establecimiento de aproximadamente 3ms. Mientras que la corriente del primario del HFT presenta oscilaciones en el transitorio que se produce ante la conexión de la CPL, aunque logra establecerse con valor medio cero en estado estable.

La Fig. 11 (izquierda) muestra la respuesta obtenida ante el cambio de referencia de 25V a 30V. Se observa que la tensión de salida se establece en su nuevo valor de referencia en 2ms sin presentar sobrepaso ni oscilaciones. Mientras que la corriente en el primario del HFT posee sobrepaso durante el instante transitorio, aunque logra establecerse nuevamente con valor medio cero.

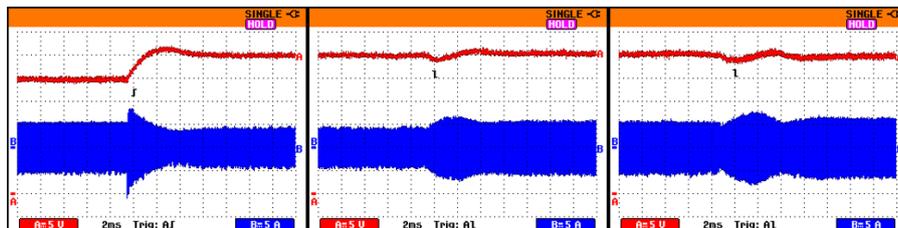


Figura 10: Tensión de salida (rojo) y corriente en el primario del HFT (azul). Cambio de referencia (izquierda), incremento de carga lineal de 50W a 100W (centro), y conexión de una CPL de 110W (derecha).

La Fig. 11 (centro) muestra la respuesta del convertidor cuando se realiza un cambio de carga lineal desde 50W a 100W. En este caso, la tensión de salida disminuye aproximadamente 2V y se establece nuevamente en 2ms con una respuesta que no posee oscilaciones ni sobrepaso. Por otro lado, la corriente en el primario del HFT muestra un transitorio sin sobrepaso ni oscilaciones ante el cambio de carga producido, y en estado estable logra mantenerse con valor medio cero.

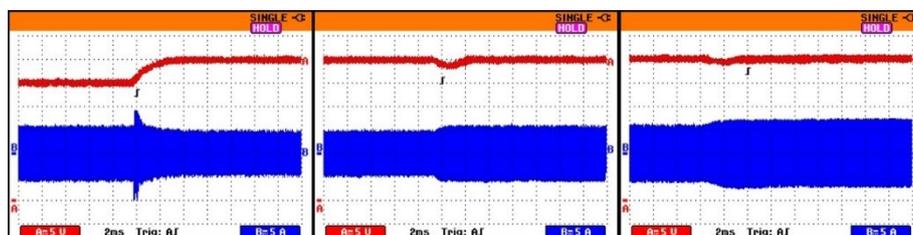


Figura 11: Tensión de salida (rojo) y corriente en el primario del HFT (azul). Cambio de referencia (izquierda), incremento de carga lineal de 50W a 100W (centro), y conexión de una CPL de 110W (derecha).

La Fig. 12 (izquierda), muestra la respuesta obtenida cuando se realiza un cambio de referencia de 25V a 30V. Se observa que la tensión de salida presenta una respuesta con un sobrepaso de 1V, y se establece en su nuevo valor de referencia en 2ms. Mientras que la corriente en el primario del HFT, presenta un transitorio con un sobrepaso aunque se logra establecer con valor medio cero luego del cambio de referencia realizado.

La Fig. 12 (centro), muestra la respuesta obtenida cuando se realiza un incremento en la carga lineal de 50W a 100W. En este caso, se observa que la tensión de salida disminuye aproximadamente 1V con respecto al

valor de referencia, aunque luego de 2ms se establece nuevamente en su valor de referencia. Por otra parte, la corriente primaria del HFT presenta un transitorio sin oscilaciones, y logra establecerse con valor medio cero luego del cambio de carga realizado.

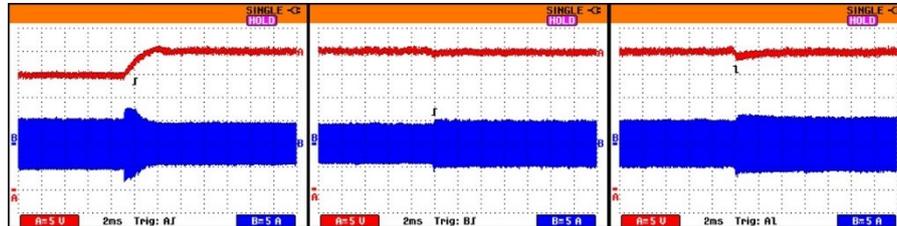


Figura 12: Tensión de salida (rojo) y corriente en el primario del HFT (azul). Cambio de referencia (izquierda), incremento de carga lineal de 50W a 100W (centro), y conexión de una CPL de 110W (derecha).

La Fig. 12 (derecha), muestra la respuesta que se obtiene al desconectar la carga lineal, y conectar una CPL de 110W. Se observa una disminución de 2V en la tensión de salida, respecto a su valor de referencia, aunque se establece nuevamente en 2ms, y la corriente del primario del HFT muestra un transitorio con un pequeño sobrepaso y logra establecerse nuevamente con valor medio cero luego de la conexión de la CPL.

Comparación de las estrategias de control propuestas

En esta sección se realiza una comparación entre los tres controladores propuestos en este trabajo. El objetivo es mostrar las cualidades de cada uno, y para ello, se abordarán aspectos tales como desempeño dinámico y estabilidad ante perturbaciones, complejidad de los controladores propuestos, y costo de implementación.

Para comparar que algoritmo de control utiliza menos recursos del DSC, se realizó una medición de los ciclos de reloj y del tiempo de ejecución de los algoritmos, cuyos resultados se muestran en la Tabla 3.

Tabla 3: Comparación del costo computacional de las estrategias de control.

	Control lineal	IDA-PBC	IO-FL	FL
Ciclos de reloj	278	208	178	495
Tiempo de ejecución	5,56 μ s	3,42 μ s	2,54 μ s	8,14 μ s

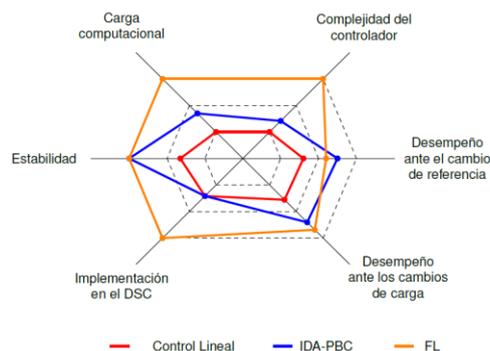


Figura 13: Comparación de las estrategias de control propuestas.

En la Fig. 13 se realiza una comparación entre los controladores diseñados. Las líneas de trazo corresponden a la valoración considerada para la comparación. Si se observa el gráfico desde el centro hacia afuera, la primera línea de trazo indica bajo, la segunda indica medio y la tercer línea de trazo indica alto. Para evaluar el desempeño ante el cambio de referencia, se consideró el comportamiento dinámico y en estado estable de cada controlador, se tuvo en cuenta si la respuesta obtenida ante el cambio de referencia presentaba oscilaciones, sobrepaso y si cumplía con el tiempo de establecimiento requerido. Mientras que para evaluar el desempeño ante los cambios de carga, se evaluó con cual controlador, la tensión de salida presentó menor disminución y cumplía con el tiempo de establecimiento. Por otro lado, para evaluar la complejidad de cada

controlador se tuvo en cuenta el número de operaciones requerido por cada uno, la cantidad de integradores que utiliza, si requiere el cálculo de funciones trigonométricas o potencias, y si necesita transformaciones. La carga computacional se evaluó teniendo en cuenta los ciclos de reloj y el tiempo de ejecución de cada algoritmo implementado (ver Tabla 3). Para evaluar la estabilidad se tuvo en cuenta si el controlador es estable en todo el rango de operación del convertidor y si requiere una prueba de estabilidad. Por último, para el costo de implementación, también se tuvo en cuenta el número de operaciones matemáticas de cada controlador, el tiempo de ejecución, y el número de sensores y filtros digitales requeridos para su implementación.

CONCLUSIONES

En este trabajo se presentó una comparación entre tres estrategias de control para un convertidor DC-DC DAB, empleado para adaptar niveles de tensión en una MG de DC con dos alimentadores. Las estrategias de control son diseñadas para regular la tensión en uno de los alimentadores de la MG (tensión de salida), y mantener el valor medio de las corrientes del HFT en cero para evitar su saturación magnética.

Las estrategias de control basada en IDA-PBC mostró mejor desempeño y requiere menor carga computacional, en comparación con la estrategia de control lineal propuesta. Sin embargo, ninguna de estas estrategias logran asegurar que el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT se mantenga en cero cuando ocurren desbalances en las tensiones primaria y secundaria del HFT.

Para resolver este problema, se diseñó una tercer estrategia de control, utilizando el modelo GSSA completo del convertidor (que considera la rama de magnetización del HFT). De esta manera se logró modelar la dinámica de la corriente de magnetización del HFT y a partir del modelo obtenido se diseñó una estrategia de control no lineal basada en FL, para regular la tensión de salida del convertidor, y a la vez mantener el valor medio de las corrientes primaria, secundaria y de magnetización del HFT en cero, ante condiciones de desbalance en ambas tensiones del HFT.

Los resultados de simulación y experimentales mostraron que el controlador del valor medio de ambas corrientes del HFT logra mantener el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT en cero, incluso cuando se producen desbalances en ambas tensiones del HFT, mientras que el controlador de tensión logra regular la tensión de salida en su valor de referencia, presentando una respuesta con sobrepaso ante el cambio de referencia, y un buen desempeño ante los cambios de carga.

Finalmente, se puede concluir que las primeras dos estrategias de control propuestas, logran regular la tensión de salida y mantener el valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT en cero, evitando así su saturación magnética, cuando ocurren desbalances en la tensión primaria del HFT, y ante perturbaciones tales como cambios de referencia, cambios de carga lineal y conexión de CPL. Sin embargo, se comprobó que, si existen desbalances en ambas tensiones del HFT, y se produce valor medio de las corrientes primaria y secundaria del HFT, se puede emplear el modelo GSSA completo del convertidor DAB para diseñar una estrategia de control que logre asegurar que el valor medio de ambas corrientes se mantenga en cero. En particular, en este trabajo se diseñó una estrategia de control no lineal basada en FL, que si bien logra regular la tensión de salida y asegurar que el valor medio de ambas corrientes se mantenga en cero, requiere mayor carga computacional y mayor costo de implementación, comparada con las estrategias anteriores.

AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el apoyo brindado por la (UNSL) y la Red Temática 723RT0150 "Red para la integración a gran escala de energías renovables en sistemas eléctricos (RIBIERSE- CYTED).

REFERENCIAS

- [1] He J, Chen Y, Lin J, Chen J, Cheng L, Wang Y. (2023) Review of Modeling, Modulation, and Control Strategies for the Dual-Active-Bridge DC/DC Converter. *Energies*; 16(18):6646.
- [2] Shishir S. Trivedi, Amit V. Sant, (2022) Comparative analysis of dual active bridge dc–dc converter employing Si, SiC and GaN MOSFETs for G2V and V2G operation. *Energy Reports*; 8(13). 1011-1019.

- [3] I. Abuishmais and F. R. Shahroury (2021) Bidirectional Dual Active Bridge for Interfacing Battery Energy Storage Systems with DC Microgrid. 2021 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET), Cape Town, South Africa.
- [4] Wang Y, Zheng Z, Li Y, (2019) DAB-based PET in MVDC traction and shipboard applications with distribution and redundant control. The Journal of Engineering IET.
- [5] K. Meena, K. Jayaswal and D. K. Palwalia (2020) Analysis of Dual Active Bridge Converter for Solid State Transformer Application using Single-Phase Shift Control Technique. 2020 International Conference on Inventive Computation Technologies (ICICT), Coimbatore, India.
- [6] Q. Xiao, L. Chen, H. Jia, P. Wheeler, and T. Dragičević (2020) Model Predictive Control for Dual Active Bridge in Naval DC Microgrids Supplying Pulsed Power Loads Featuring Fast Transition and Online Transformer Current Minimization. IEEE Trans. on Ind. Electronics. 67(6).
- [7] D. Das and K. Basu, (2024) Optimal Design of a Dual-Active-Bridge DC–DC Converter. IEEE Transactions on Industrial Electronics. 68(12). pp. 12034-12045. 2021.
- [8] Yiting X, Yuanpeng G, Li Q (2023) Proposed asymmetric phase shift modulation strategy to improve zero-voltage-switch range and transmission power range for dual active bridge converter. 2022 International Conference on Frontiers of Energy and Environment Engineering, CFEED 2022, 16–18 December, Beihai, China.
- [9] M. Monika, M. Rane, S. Wagh, A. M. Stanković, and N. M. Singh (2019) Development of dynamic phasor based higher index model for performance enhancement of dual active bridge. Electric Power Systems Research. 168. pp. 305-312.
- [10] A. Tong, L. Hang, H. S. H. Chung, and G. Li (2021) Using Sampled Data Modeling Method to Derive Equivalent Circuit and Linearized Control Method for Dual-Active-Bridge Converter. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics. 9(2); pp. 1361-1374. 2021.
- [11] A. Dòria-Cerezo, F. M. Serra, F. D. Esteban, D. Biel, and R. Griñó (2022) Comparison of First and Second Order Sliding Mode Controllers for a DC-DC DAB. IEEE Access. 10; pp. 40 264–40.
- [12] M. Cupelli et al. (2019) Port Controlled Hamiltonian Modeling and IDA-PBC Control of DAB Converters for DC Microgrids. IEEE Trans. on Ind. Electronics. 66(11); pp. 9065-7075.
- [13] Z. Ji, Q. Wang, D. Li, and Y. Sun (2020) Fast DC-Bias Current Control of DAB Converters with Feedforward Compensation. IEEE Trans. on Circuits and Syst. II: Exp. Briefs. 67(11); pp. 2587-2591.
- [14] F. D Esteban, F. M. Serra, and C. H. De Angelo (2021) Control of a DC-DC dual active bridge converter in DC microgrids applications. IEEE Latin America Transactions. 19(8); pp. 1261-1269. 2021.
- [15] F. D Esteban, F. M. Serra, C. H. De Angelo and O. D. Montoya (2022) Nonlinear Control for a DC-DC Converter with Dual Active Bridges in a DC Microgrid. International Journal of Electrical Power & Energy Systems. 146.
- [16] F. D Esteban, F. M. Serra, and C. H. De Angelo (2023) Control no lineal para un convertidor DC-DC DAB en una microrred de DC. XXº Reunión de trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC-2023).
- [17] F. M. Serra, C. H. De Angelo, and D. G. Forchetti (2014) Interconnection and damping assignment control of a three-phase front end converter. International Journal of Electrical Power & Energy Systems. 60; pp. 317-324. 2014.