

# Feedback Linearization Control of a Dual Active Bridge Converter Feeding a Constant Power Load

Federico Rodríguez<sup>\*‡</sup>, Daniel O. Garrido<sup>\*</sup>, Rubén O. Núñez<sup>†</sup>,

Germán G. Oggier<sup>\*</sup>, *Member, IEEE*, y Guillermo O. García<sup>\*</sup>, *Senior Member, IEEE*

<sup>\*</sup>Instituto de Investigaciones en Tecnologías Energéticas y Materiales Avanzados (IITEMA), Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), CONICET, Facultad de Ingeniería, Grupo de Electrónica Aplicada (GEA).  
Río Cuarto, Córdoba, Argentina.

<sup>†</sup>Instituto de Materiales de Misiones (IMAM), Universidad Nacional de Misiones (UNaM), CONICET, Facultad de Ingeniería, Grupo de Investigación y Desarrollo en Electrónica (GIDE). Oberá, Misiones, Argentina.

<sup>‡</sup>frodriguez@ing.unrc.edu.ar

**Abstract**—This paper presents a control based on feedback linearization technique to control a Dual Active Bridge (DAB) Converter feeding a constant power load (CPL). The proposed control law requires knowledge of the load power and its time derivative, for which a non-linear reduced-order observer is designed to estimate these variables. Simulation results are presented to validate the proposed control, showing a good dynamic response of the system under significant variations in the transferred power and changes in the direction of the energy flow.

**Resumen**— Este trabajo presenta un control basado en la técnica de linealización por realimentación para controlar un Convertidor con Puentes Duales Activos (CPDA) que alimenta una carga de potencia constante. La ley de control propuesta requiere el conocimiento de la potencia de la carga y su deriva temporal, para lo cual se propone utilizar un observador no lineal de orden reducido para estimar estas variables. Se presentan resultados de simulación que permiten validar el control propuesto, a partir de los cuales se puede verificar una buena respuesta dinámica del sistema ante variaciones significativas en la potencia transferida y cambios en la dirección del flujo de energía.

**Index Terms**—Power electronics, dual active bridge converter, feedback linearization control, constant power load.

## I. INTRODUCCIÓN

Los convertidores CC-CC son elementos fundamentales para integrar fuentes de energía renovables en microrredes eléctricas de CC, sistemas de potencia de buques marítimos y estaciones de carga de vehículos eléctricos [1]–[4]. El Convertidor con Puentes Duales Activos (CPDA), propuesto en [5], es una topología CC-CC atractiva para estos tipos de aplicaciones al poseer una elevada densidad de potencia y alto rendimiento, ya que es posible lograr que las llaves semiconductoras operen con conmutación suave en un amplio rango de operación del convertidor [6]. Además, es una topología aislada capaz de operar en modo reductor y elevador de tensión, con posibilidad de controlar el flujo de energía de manera bidireccional [7]–[9].

Cuando el CPDA se utiliza en aplicaciones de microrredes de CC o sistemas de accionamiento de máquinas eléctricas, es frecuente que las cargas estén conformadas por otros convertidores electrónicos de potencia que funcionan a lazo cerrado para regular su tensión de salida. Este tipo de cargas electrónicas reguladas se comportan como cargas

de potencia constante (CPL) [10], [11], caracterizadas por exhibir una impedancia incremental negativa: si la corriente en la carga disminuye su tensión aumenta y viceversa. Esta característica tiende a inestabilizar al sistema [11]–[13].

En la bibliografía pueden encontrarse numerosas estrategias para resolver el problema de inestabilidad ocasionado por las cargas CPL. Las técnicas más simples consisten en añadir componentes pasivos que disipen energía para incrementar el amortiguamiento y de esta forma estabilizar el sistema [14]. Sin embargo, las técnicas pasivas afectan el rendimiento del sistema debido a las pérdidas de potencia. Por este motivo, en [15] se presentan técnicas de amortiguamiento activo implementadas mediante un lazo de control que logra producir el efecto de una resistencia virtual o modifica la impedancia de entrada/salida, según se aplique esta técnica en el convertidor que actúa como carga CPL [16] o como fuente [17]. Estas técnicas activas presentan limitaciones ya que están basadas en modelos de pequeña señal y controles lineales que únicamente pueden asegurar la estabilidad del sistema entorno a un punto de operación.

Para perturbaciones de gran señal, se han desarrollado técnicas basadas en controladores no lineales. En [18] se presenta un control predictivo basado en modelo (MPC) combinado con un observador de modos deslizantes para un convertidor buck. La mayor limitación del control MPC es el elevado costo computacional, en especial cuando se resuelve el problema de optimización en forma *online* [10]. En [19] y [20] se propone un control por modos deslizantes (SMC) para un convertidor boost y un convertidor CPDA, respectivamente. Si bien estas dos propuestas logran una buena respuesta dinámica ante perturbaciones en la carga, requieren el uso de sensores de corriente para efectuar el control, incrementando el costo de la implementación.

En este trabajo se propone efectuar el control de un CPDA que alimenta una carga CPL, utilizando la técnica no lineal basada en linealización por realimentación. Las principales contribuciones de este trabajo son: (a) se propone una salida tal que el grado relativo del sistema sea igual al orden del sistema y así se impide que exista dinámica de los ceros que pueda ser inestable; (b) el diseño de un observador no lineal de orden reducido para estimar la potencia de la carga y su derivada temporal, reduciendo la cantidad de sensores necesarios para la implementación práctica del control.

Este artículo está organizado de la siguiente manera: en

la Sección II se presenta el principio de funcionamiento y el modelo promediado del convertidor CPDA. En la Sección III se obtiene el control mediante linealización por realimentación, cuya implementación se completa con el diseño de un observador no lineal de orden reducido desarrollado en la Sección IV. En la Sección V se presentan resultados de simulación en donde se evalúa la respuesta dinámica del sistema y el desempeño del observador. Finalmente, en la Sección VI se presentan las conclusiones.

## II. CONVERTIDOR CPDA

La Fig. 1 muestra el circuito simplificado del convertidor analizado en este trabajo. El convertidor se alimenta en el puerto 1 por una fuente de tensión continua  $E$ , la cual posee una resistencia interna  $R_s$ , y alimenta una carga de potencia constante,  $P_{CPL}$ , conectada en el puerto 2.

A continuación, se describe el principio de funcionamiento del convertidor y se presenta su modelo promediado considerando transferencia de potencia desde  $v_1$  hacia  $v_2$ .

### A. Principio de funcionamiento

Como se observa en la Fig. 1, el convertidor está compuesto por dos puentes activos en configuración puente completo. El puente  $B_1$  invierte la tensión continua  $v_1$ , generando una tensión alterna,  $v_{T1}$ , que alimenta a un transformador de alta frecuencia,  $T_x$ . La tensión  $v_{T2}$  del transformador es rectificificada por el puente  $B_2$ . Los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  permiten suavizar las oscilaciones en la tensión de ambos puertos del convertidor. Cada uno de los puentes está formado por dispositivos semiconductores de potencia,  $S_{xy}$ , implementados con un transistor,  $T_{xy}$ , y un diodo en antiparalelo,  $D_{xy}$ .

Los dos puentes activos se encuentran vinculados por el transformador  $T_x$ , que cumple las funciones de adaptar niveles de tensión y brindar aislación galvánica. La inductancia de dispersión del transformador es uno de los principales parámetros que determina la potencia máxima que puede transferirse. En la implementación del convertidor, es una práctica común diseñar el transformador para que posea una inductancia de dispersión lo más baja posible, y agregar un inductor auxiliar,  $L$ , del valor requerido.

La resistencia  $r$  representa la suma de la resistencia serie equivalente de los bobinados del transformador y del inductor auxiliar, y a su vez, se utiliza para representar las pérdidas en conducción de los dispositivos semiconductores de potencia utilizados en el convertidor [21].

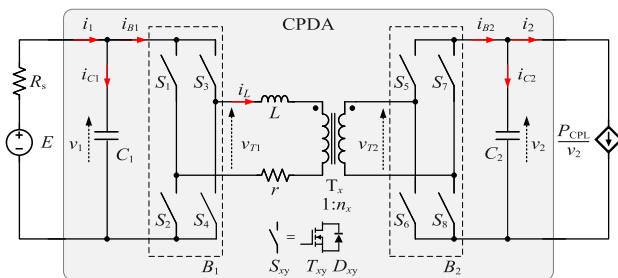


Fig. 1. Circuito simplificado del convertidor con puentes duales activos.

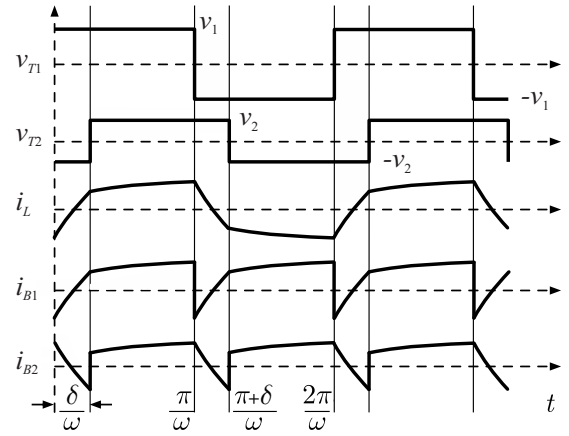


Fig. 2. Formas de onda de tensiones y corrientes de las principales variables del CPDA, para el caso particular en el que el flujo de energía es desde  $B_1$  hacia  $B_2$  y  $v_1 > v_2$ .

En la Fig. 2 se muestran las formas de onda ideales de las tensiones  $v_{T1}$  y  $v_{T2}$  en los bornes del transformador, las formas de onda de las corrientes en el inductor auxiliar,  $i_L$ , y en cada uno de los puentes,  $i_{B1}$  e  $i_{B2}$ , en función del tiempo. Esta figura corresponde al caso particular en que  $v_1 > v_2$ . Para simplificar el análisis, se considera que las conmutaciones de los dispositivos semiconductores de potencia se realizan de manera instantánea, que la relación de transformación  $n_x$  es unitaria y que el flujo de energía es desde  $v_1$  hacia  $v_2$ .

En este trabajo se aplica la estrategia de modulación convencional (EMC), que consiste en controlar la activación de los dispositivos semiconductores de potencia en cada uno de los puentes para generar una forma de onda de tensión cuadrada, de frecuencia de conmutación constante  $f_s$ , con 50% de ciclo de trabajo. De este modo, a través de la EMC es posible controlar el flujo de energía ajustando el desfase  $\delta$  entre las tensiones alternas  $v_{T1}$  y  $v_{T2}$  [5].

### B. Modelo promediado

En el circuito de la Fig. 1 las tensiones en los capacitores varían más lentamente que la corriente  $i_L$ , por lo cual se pueden considerar como invariantes en el tiempo frente a la variable rápida. La técnica de promediación permite obtener un modelo continuo para representar la dinámica de baja frecuencia de estas variables [22].

Esta técnica consiste en promediar las ecuaciones diferenciales correspondientes a las tensiones en los capacitores en un periodo de conmutación, considerando que el valor medio de la corriente  $i_L$  en régimen permanente debe ser cero para evitar la saturación del núcleo del transformador. Este procedimiento se ha efectuado en [5] para obtener el valor promedio de la potencia transferida a la carga en un convertidor CPDA, a partir del cual es posible obtener el siguiente modelo promediado del convertidor:

$$\frac{d\langle v_1 \rangle}{dt} = \frac{\langle i_1 \rangle - \langle i_{B1} \rangle}{C_1} = \frac{E - \langle v_1 \rangle}{C_1 R_s} - \frac{(\pi - |\langle \delta \rangle|) \langle \delta \rangle}{C_1 \omega L \pi} \langle v_2 \rangle, \quad (1)$$

$$\frac{d\langle v_2 \rangle}{dt} = \frac{\langle i_{B2} \rangle - \langle i_2 \rangle}{C_2} = \frac{(\pi - |\langle \delta \rangle|) \langle \delta \rangle}{C_2 \omega L \pi} \langle v_1 \rangle - \frac{\langle P_2 \rangle}{C_2 \langle v_2 \rangle}, \quad (2)$$

donde  $P_2$  es la potencia media en el puerto 2 y  $\langle \cdot \rangle$  representa el valor promedio de la variable encerrada entre llaves.

El modelo promediado definido por (1) - (2) corresponde al caso particular del convertidor funcionando sin pérdidas ( $r = 0 \Omega$ ), y se caracteriza por ser un sistema no lineal.

En las próximas secciones se omite el uso de  $\langle \cdot \rangle$  para las variables promediadas con el objetivo de simplificar la notación matemática.

### III. LINEALIZACIÓN POR REALIMENTACIÓN

En esta sección se desarrollan y obtienen las expresiones necesarias para calcular la ley de control del convertidor CPDA utilizando linealización por realimentación.

El modelo no lineal del convertidor puede expresarse de manera general por medio de la siguiente expresión:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ y = h(\mathbf{x}) \end{cases}, \quad (3)$$

donde  $\mathbf{x}$  corresponde al vector de estados,  $y$  es la salida y  $u$  es la entrada de control. En este trabajo se propone representar el modelo del CPDA utilizando (3), sustituyendo  $u = (\pi - |\delta|)\delta$  en las ecuaciones (1) y (2) del modelo promediado. Separando los términos que dependen exclusivamente de los estados y aquellos que se encuentran multiplicados por la entrada  $u$ , el modelo del convertidor queda definido de la siguiente manera:

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} E - v_1 \\ C_1 R_s \\ -P_2 \\ C_2 v_2 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} -v_2 \\ C_1 \omega L \pi \\ v_1 \\ C_2 \omega L \pi \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$\mathbf{x} = [v_1 \quad v_2]^T. \quad (5)$$

El sistema (3) puede ser transformado en un sistema lineal y controlable a través de un cambio de coordenadas  $z = \Phi(\mathbf{x})$  y un diseño específico de la entrada de control  $u$ .

El orden del sistema considerado en este trabajo es  $n = 2$ . Si se escoge una salida  $y = h(\mathbf{x})$  tal que el grado relativo del sistema (3) sea  $r < n$ , existirán  $n - r$  estados no observables cuya dinámica interna puede resultar inestable [23]. Por esta razón, se propone utilizar una salida mediante la cual se consigue que el grado relativo del sistema sea igual a  $n$  con el objetivo de evitar que exista dinámica de los ceros. A continuación se describe el procedimiento para hallar una salida que cumpla con esta condición.

Renombrando a la salida con la variable  $z_1$  y calculando su derivada primera respecto del tiempo, se obtiene:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} [\mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})u] \\ &= \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ &= L_f h(\mathbf{x}) + L_g h(\mathbf{x})u, \end{aligned} \quad (6)$$

donde  $L_f h(\mathbf{x})$  y  $L_g h(\mathbf{x})$  se utilizan para representar las derivadas de Lie de la función  $h(\mathbf{x})$  respecto de  $\mathbf{f}$  y de  $\mathbf{g}$ , respectivamente [22]. A partir de (6) se deduce que para que el sistema sea de grado relativo  $r = 2$ , es necesario que  $L_g h(\mathbf{x}) = 0$ . Para ello, se debe cumplir lo siguiente:

$$\frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \frac{\partial h}{\partial x_1} \begin{pmatrix} -v_2 \\ C_1 \omega L \pi \end{pmatrix} + \frac{\partial h}{\partial x_2} \begin{pmatrix} v_1 \\ C_2 \omega L \pi \end{pmatrix} = 0. \quad (7)$$

Una salida que verifica la condición (7) es la suma de las energías en los capacitores de los dos puertos del convertidor:

$$z_1 = h(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} C_1 v_1^2 + \frac{1}{2} C_2 v_2^2, \quad (8)$$

debido a que  $\frac{\partial h}{\partial x_1} = C_1 v_1$  y  $\frac{\partial h}{\partial x_2} = C_2 v_2$ , y con estas derivadas direccionales se verifica que  $L_g h(\mathbf{x}) = 0$ . La salida elegida corresponde a una función no lineal en los estados que puede implementarse en la práctica a partir de la medición de las tensiones  $v_1$  y  $v_2$  y del conocimiento del valor de las capacidades  $C_1$  y  $C_2$ .

#### A. Cálculo de la ley de control

El cálculo de la ley de control puede iniciarse definiendo la variable  $z_2$  como:

$$\begin{aligned} z_2 &= \dot{z}_1 = L_f h(\mathbf{x}) = C_1 v_1 \dot{v}_1 + C_2 v_2 \dot{v}_2 \\ &= \underbrace{v_1 \dot{v}_1}_{P_1} - \underbrace{v_2 \dot{v}_2}_{P_2} = v_1 \left( \frac{E - v_1}{R_s} \right) - P_2, \end{aligned} \quad (9)$$

la cual representa la diferencia entre la potencia media de entrada del convertidor y la potencia transferida a la carga.

La derivada temporal de la variable  $z_2$  es igual a:

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= L_f^2 h(\mathbf{x}) + L_g L_f h(\mathbf{x})u = \left( \frac{E - 2v_1}{R_s} \right) \dot{v}_1 - \dot{P}_2 \\ &= \underbrace{\left( \frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left( \frac{E - v_1}{R_s} \right) - \dot{P}_2}_{L_f^2 h(\mathbf{x})} - \underbrace{\left[ \left( \frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left( \frac{v_2}{\omega L \pi} \right) \right]}_{L_g L_f h(\mathbf{x})} u. \end{aligned} \quad (10)$$

En base a (9) y (10), el modelo del convertidor representado en las nuevas variables de estado queda expresado de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \gamma, \quad (11)$$

siendo  $\gamma$  una variable auxiliar que se utiliza para agrupar todos los términos no lineales del sistema (11), definida como:

$$\gamma = \left( \frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left[ \frac{E - v_1}{R_s} - \frac{v_2}{\omega L \pi} u \right] - \dot{P}_2. \quad (12)$$

Si se elige la entrada de control  $u$  para que sea igual a:

$$u = \frac{-L_f^2 h(\mathbf{x}) + \gamma}{L_g L_f h(\mathbf{x})} = \frac{\left( \frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left( \frac{E - v_1}{R_s} \right) - \dot{P}_2 - \gamma}{\left( \frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left( \frac{v_2}{\omega L \pi} \right)}, \quad (13)$$

y se sustituye esta expresión en (12), se consigue transformar el sistema definido por (11) en un sistema lineal, con una relación entre la entrada de control y la salida caracterizada por un doble integrador, como se muestra en la Fig. 3.

En una aplicación práctica, el valor de  $R_s$  es reducido y en consecuencia  $v_1 \approx E$ . Debe notarse que bajo esta consideración el denominador de (13) se reduce a:

$$L_g L_f h(\mathbf{x}) \approx -\frac{E v_2}{\omega L \pi C_1 R_s}, \quad (14)$$

de donde puede concluirse que el denominador de (13) es distinto de cero durante la operación normal del convertidor ya que  $v_2 > 0$  para poder transferir potencia a la carga.

## B. Control del sistema linealizado por la realimentación

La dinámica del sistema lineal resultante cuando se sustituye (13) en (12) y (11) se debe controlar para lograr que la salida  $z_1$  siga una referencia de energía deseada  $z_1^*$ , definida por:

$$z_1^* = \frac{1}{2}C_1 v_1^{*2} + \frac{1}{2}C_2 v_2^{*2}, \quad (15)$$

donde  $v_1^*$  y  $v_2^*$  son las tensiones de referencia necesarias para un determinado valor de  $z_1^*$ . En la mayoría de las aplicaciones es necesario mantener un valor de tensión constante sobre la carga, por lo tanto en estos casos la referencia  $v_2^*$  será constante.

Considerando al convertidor sin pérdidas, es posible calcular la referencia  $v_1^*$  a partir del balance de potencia como:

$$v_1^* \left( \frac{E - v_1^*}{R_s} \right) - P_2 = 0 \Rightarrow v_1^* = \frac{E}{2} + \sqrt{\left( \frac{E}{2} \right)^2 - P_2 R_s} \quad (16)$$

Debido a que en una implementación práctica la existencia de pérdidas en el convertidor o el desconocimiento del valor real de la tensión  $E$  y la resistencia  $R_s$  puede provocar un error en estado estacionario de la tensión  $v_2$ , el mismo se puede compensar añadiendo un término de corrección a la referencia  $v_1^*$ :

$$v_1^* = \frac{E}{2} + \sqrt{\left( \frac{E}{2} \right)^2 - P_2 R_s} + \int k_i (v_2^* - v_2) dt. \quad (17)$$

La acción de este término de corrección de la referencia  $v_1^*$  se analiza en los resultados presentados en la Sección V.

Definiendo al error de seguimiento como  $e = z_1 - z_1^*$ , se puede elegir una dinámica del error igual a:

$$\ddot{e} + k_2 \dot{e} + k_1 e + k_3 \int e dt = 0, \quad (18)$$

donde se añadió un término integral para mejorar el comportamiento del control ante incertidumbres paramétricas. Dado que la variable manipulada  $\gamma = \dot{z}_1$ , su valor se puede despejar de (18) como:

$$\gamma = \dot{z}_1^* - k_2 (\dot{z}_1 - \dot{z}_1^*) - k_1 (z_1 - z_1^*) - k_3 \int (z_1 - z_1^*) dt, \quad (19)$$

siendo las derivadas  $\dot{z}_1^*$  y  $\ddot{z}_1^*$  iguales a:

$$\dot{z}_1^* = C_1 v_1^* \dot{v}_1^* = -\frac{C_1 R_s \dot{P}_2 v_1^*}{2v_1^* - E} \quad (20)$$

$$\ddot{z}_1^* = 0, \quad (21)$$

si se considera para su cálculo que  $v_2 = v_2^*$  es constante.

Definiendo una nueva variable de estado  $z_3 = \int z_1 - z_1^* dt$ , y sustituyendo (19) en (11), se obtiene la representación del sistema de control a lazo cerrado:

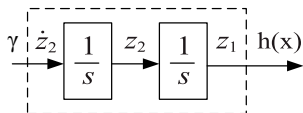


Fig. 3. Sistema lineal equivalente al usar la ley de control (13).

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_1 \\ -1 \end{bmatrix} z_1^* + \begin{bmatrix} 0 \\ k_2 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{z}_1^* \quad (22)$$

El polinomio característico este sistema es igual a:

$$\begin{aligned} P(s) &= s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_3 \\ &= (s - p_1)(s - p_2)(s - p_3) \\ &= (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s - p_3), \end{aligned} \quad (23)$$

donde  $p_1$ ,  $p_2$  y  $p_3$  representan los polos a lazo cerrado.

Haciendo  $z_1^* = 0$ , las ganancias  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  pueden ser calculadas mediante la fórmula de Ackermann para que los polos del sistema (22) se ubiquen en posiciones del plano  $s$  deseadas con el objetivo de lograr una determinada respuesta dinámica.

## IV. DISEÑO DE UN OBSERVADOR DE ORDEN REDUCIDO

El cálculo de (9), (12) y (13) requiere la medición de las tensiones  $v_1$  y  $v_2$ , y el conocimiento de los parámetros principales del convertidor ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $L$ , entre otros), junto al valor de  $\gamma$ ,  $P_2$  y  $\dot{P}_2$ . Los valores de los parámetros eléctricos del convertidor se pueden conocer y si bien pueden modificarse debido a la degradación a lo largo de su vida útil, no varían significativamente en intervalos de tiempo cortos. Por el contrario, la potencia transferida a la carga puede variar significativamente de un instante a otro.

En esta sección se diseña un observador para estimar la potencia transferida a la carga y su derivada, cuyos valores estimados se utilizarán en el cálculo de la ley de control. El diseño del observador se basa en el procedimiento presentado en [24] y utilizado en [25], [26] para dos aplicaciones de conversión de energía.

El primer paso del diseño consiste en agrupar los estados en un vector de estados medidos,  $\mathbf{x}_a = [v_1 \ v_2]^T$ , y un vector de estados a estimar,  $\mathbf{x}_b = [P_2 \ \dot{P}_2]^T$ . La carga de potencia constante se puede modelar como escalones de potencia constante, con flancos de pendiente finita (y constante), durante las transiciones. Esto implica que:

$$\dot{P}_2 = \dot{P}_{CPL} = m, \quad (24)$$

$$\dot{m} = 0. \quad (25)$$

Si se agrega la extensión dinámica (24)-(25) con el modelo de la carga al sistema definido en (3), se obtiene la siguiente representación:

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{x}}_a \\ \dot{\mathbf{x}}_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{N}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) & \mathbf{M}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \\ \mathbf{R}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) & \mathbf{S}(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{g}_a(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \\ \mathbf{g}_b(\mathbf{x}_a, \mathbf{u}) \end{bmatrix}, \quad (26)$$

donde:

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{C_1 R_s} & \frac{-u}{C_1 \omega L \pi} \\ \frac{u}{C_2 \omega L \pi} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{M} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ C_2 v_2 & 0 \end{bmatrix}, \quad (27)$$

$$\mathbf{R} = 0^{2 \times 2}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_a = \begin{bmatrix} \frac{E}{C_1 R_s} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_b = 0^{2 \times 1}. \quad (28)$$

El sistema (26) se puede separar en dos subsistemas:

$$\dot{x}_a = N x_a + M x_b + g_a, \quad (29)$$

$$\dot{x}_b = R x_a + S x_b + g_b. \quad (30)$$

Es posible plantear un observador de Luenberger para estimar los estados  $x_b$ , a partir de la suma de un término de predicción y un término de corrección:

$$\dot{\hat{x}}_b = \underbrace{S \hat{x}_b + R x_a + g_b}_{\text{predicción}} + \underbrace{G(y_o - C \hat{x}_b)}_{\text{corrección}}, \quad (31)$$

siendo  $G$  la matriz de ganancia del observador e  $y_o$  una salida construida a partir de una transformación no lineal de los estados medidos,  $w = T(x_a)$ , y  $C$  el vector de salida del observador, definido en breve. La derivada temporal de  $w$  es igual a:

$$\dot{w} = \frac{\partial T}{\partial x_a} \frac{dx_a}{dt} = \frac{\partial T}{\partial x_a} (N x_a + M x_b + g_a). \quad (32)$$

Como se puede apreciar en (32),  $\dot{w}$  posee la información de los estados  $x_b$  que se desean estimar. Esto permite expresar la salida  $y_o$  necesaria en la estructura del observador como:

$$y_o = C x_b, \quad (33)$$

$$y_o \triangleq \dot{w} - \frac{\partial T}{\partial x_a} (N x_a + g_a), \quad (34)$$

$$C \triangleq \frac{\partial T}{\partial x_a} M. \quad (35)$$

Sustituyendo (34) y (35) en (31), se obtiene:

$$\dot{\hat{x}}_b = A_r \hat{x}_b + B_r + G \dot{w}, \quad (36)$$

con  $A_r$  y  $B_r$  definidas como:

$$A_r \triangleq S - G \frac{\partial T}{\partial x_a} M, \quad (37)$$

$$B_r \triangleq R x_a + g_b - G \frac{\partial T}{\partial x_a} (N x_a + g_a). \quad (38)$$

Considerando (30) y (36), el error de estimación definido como  $e = x_b - \hat{x}_b$  tendrá una dinámica dada por:

$$\dot{e} = \dot{x}_b - \dot{\hat{x}}_b = (S - GC)(x_b - \hat{x}_b) = A_r e \quad (39)$$

A. Elección de la transformación  $w = T(x_a)$

Para lograr que la dinámica del error de estimación (39) sea lineal en las variables estimadas, es necesario que la matriz  $A_r$  posea coeficientes constantes. Este requerimiento se utilizará como condición para hallar una transformación  $w = T(x_a)$  adecuada para diseñar el observador utilizado en este trabajo.

De (27)-(28) y (37), la matriz  $A_r$  resulta:

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\partial T}{\partial v_1} & \frac{\partial T}{\partial v_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \\ C_2 v_2 & 0 \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{\partial T}{\partial v_2} \frac{g_1}{C_2 v_2} & 1 \\ \frac{\partial T}{\partial v_2} \frac{g_2}{C_2 v_2} & 0 \end{bmatrix}.$$

Si  $g_1$  y  $g_2$  son coeficientes constantes de la matriz de ganancia  $G$ , una posible transformación  $w = T(x_a)$  que

hace que  $A_r$  sea constante es la energía almacenada en el capacitor  $C_2$  del convertidor:

$$w = T(x_a) = \frac{1}{2} C_2 v_2^2, \quad (41)$$

debido a que:

$$\frac{\partial T}{\partial x_a} = [0 \quad C_2 v_2] \Rightarrow A_r = \begin{bmatrix} g_1 & 1 \\ g_2 & 0 \end{bmatrix}. \quad (42)$$

El polinomio característico de  $A_r$  resulta:

$$P_o(s) = |sI - A_r| = s^2 - g_1 s - g_2 \quad (43)$$

Para obtener un comportamiento del error de estimación correspondiente a un sistema de segundo orden con amortiguamiento  $\xi_o$ , frecuencia natural  $\omega_{no}$  y tiempo de establecimiento  $t_{seto}$ , las ganancias deben cumplir las siguientes igualdades [27]:

$$g_1 = -2\xi_o \omega_{no}, \quad g_2 = -\omega_{no}^2, \quad t_{seto} = \frac{4}{\xi_o \omega_{no}} \quad (44)$$

B. Variables auxiliares para la implementación del observador

La ecuación (36) requiere el conocimiento de  $\dot{w}$  para calcular la dinámica de los estados estimados. A través de una transformación simple de variables se puede eliminar la necesidad de derivar  $w$ , y así evitar amplificar el ruido de los sensores [24].

Esta transformación consiste en definir una nueva variable auxiliar  $\xi = [\xi_1 \quad \xi_2]^T$  como:

$$\xi = \hat{x}_b - G w, \quad (45)$$

cuya derivada será igual a:

$$\dot{\xi} = \dot{\hat{x}}_b - G \dot{w} = A_r (\xi + G w) + B_r \quad (46)$$

Sustituyendo los valores de  $A_r$ ,  $G$  y  $B_r$  en (46) se obtiene para el sistema analizado en este trabajo:

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_1 \\ \dot{\xi}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_1 & 1 \\ g_2 & 0 \end{bmatrix} \left( \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} w \right) - \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \frac{v_1 v_2 u}{\omega L \pi} \quad (47)$$

Resolviendo este sistema, los valores estimados se pueden calcular como:

$$\begin{bmatrix} \hat{P}_2 \\ \hat{\dot{P}}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \xi_1 \\ \xi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} w \quad (48)$$

## V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para validar el funcionamiento de la estrategia de control propuesta, se simuló el circuito conmutado del convertidor, cuyas características se resumen en la Tabla I.

El ajuste de las ganancias utilizadas en el control del sistema (22), se realizó para lograr una dinámica a lazo cerrado caracterizado por un par de polos complejos conjugados, con un amortiguamiento  $\xi = 0.7$ , frecuencia natural  $\omega_n = 111.71 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$  y tiempo de establecimiento  $t_{set} = 50 \text{ ms}$ . Para estas especificaciones, el vector de ganancias  $K$  resulta:

$$K = [1.3478 \times 10^5 \quad 938.3940 \quad 9.7587 \times 10^6]. \quad (49)$$

El cálculo de las ganancias del observador se efectuó considerando las condiciones establecidas en [28] para asegurar la estabilidad del sistema a lazo cerrado. Para lograr un tiempo de establecimiento en la dinámica del error de

TABLA I  
ESPECIFICACIONES DEL CIRCUITO SIMULADO

Símbolo	Parámetro	Valor
$P_{2,max}$	Potencia máxima puerto 2	3.5 kW
$E$	Tensión de CC de la fuente	380 V
$v_2^*$	Tensión nominal del puerto 2	180 V
$R_s$	Resistencia interna de la fuente	1 $\Omega$
$r$	Resistencia serie equivalente	600 m $\Omega$
$C_1$	Capacitancia puerto 1	470 $\mu$ F
$C_2$	Capacitancia puerto 2	940 $\mu$ F
$n_1$	Relación de transformación	1
$L$	Inductancia de dispersión	120 $\mu$ H
$f_s$	Frecuencia de conmutación	20 kHz

estimación igual a  $t_{seto} = 2.5$  ms, con un amortiguamiento  $\xi_o = 0.7$  y frecuencia natural  $\omega_{no} = 2285.7$  rad  $\cdot$  s $^{-1}$ , el vector de ganancia  $G$  calculado a partir de (44) resulta:

$$G = [-3200 \quad -5.2245 \times 10^6]. \quad (50)$$

Con el objetivo de eliminar el error en estado estacionario de la tensión  $v_2$  ocasionado por las pérdidas del convertidor ( $r \neq 0 \Omega$ ), se seteó la ganancia integral de (17) con un valor  $k_i = 12$ . El valor de esta ganancia se escogió para que la acción del compensador de la referencia  $v_1^*$  sea más lenta que la velocidad del sistema (22).

#### A. Carga de potencia constante

La Fig. 4 muestra la evolución temporal de las tensiones  $v_1$  y  $v_2$ , el desfase  $\delta$ , la potencia  $P_2$  y la energía  $z_1$ , cuando el convertidor alimenta una carga de potencia constante que varía en el tiempo de acuerdo a la siguiente secuencia:

- $t = 0.0$  s  $\rightarrow P_2 = 0$  W.
- $t = 0.1$  s  $\rightarrow P_2 = 1500$  W.
- $t = 0.2$  s  $\rightarrow P_2 = 3000$  W.
- $t = 0.4$  s  $\rightarrow P_2 = -2000$  W.

Para esta simulación, se consideró que se conocen los valores de los parámetros eléctricos necesarios para el cálculo de la ley de control ( $E$ ,  $R_s$ ,  $L$ ,  $C_1$  y  $C_2$ ). La pendiente de la potencia  $P_{CPL}$  durante las transiciones se estableció igual a  $m = 200$  kW/s.

Al inicio de la simulación, los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  poseen una tensión de precarga de 370 V y 150 V, respectivamente. La variable de control  $\delta$  se satura durante un intervalo corto de tiempo hasta que la tensión  $v_2$  se aproxima a la referencia  $v_2^*$ , establecida en un valor constante de 180 V.

A partir de la Fig. 4 se puede apreciar que se logra regular la tensión  $v_2$  en el valor deseado, con variaciones mínimas durante los cambios en la carga, aún cuando se invierte la dirección del flujo de energía en el intervalo final de la simulación. A su vez, la evolución temporal de la variable  $z_1$  muestra que sigue a la referencia  $z_1^*$  sin error en estado estacionario.

La Fig. 5 muestra la evolución temporal de las variables estimadas usadas para el cálculo de las referencias y de la ley de control, junto al error de estimación en donde se puede apreciar que  $\hat{P}_2$  estima la potencia  $P_2$  con un pequeño error en estado estacionario. La estimación  $\hat{m}$  sigue los cambios en la derivada de la potencia prácticamente sin error, para lo cual es necesario que la velocidad de convergencia del observador sea elevada.

Las variables estimadas poseen un nivel de ruido debido al rizado presente en la tensión  $v_2$  utilizada para calcular la

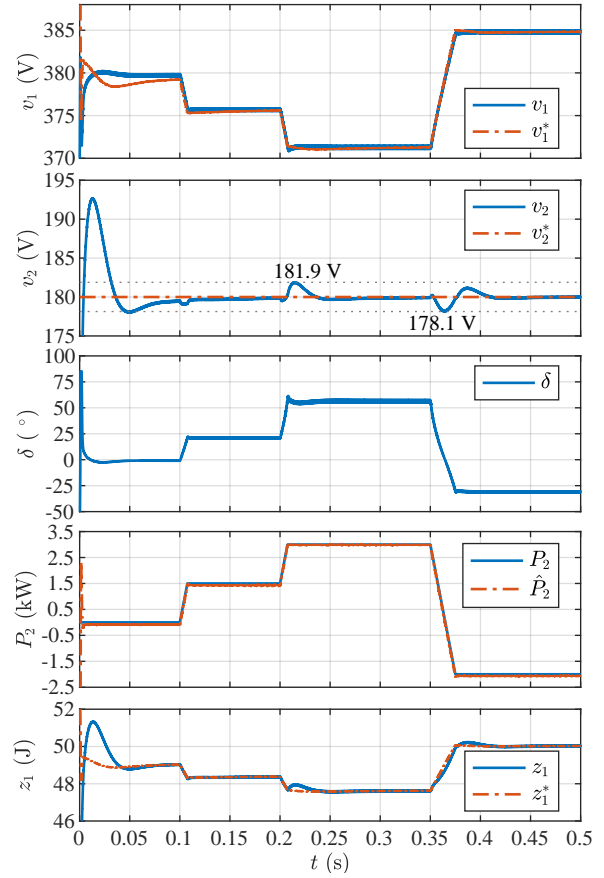


Fig. 4. Evolución temporal de las tensiones  $v_1$  y  $v_2$ , el desfase  $\delta$ , la potencia real  $P_2$  y estimada  $\hat{P}_2$ , y la energía  $z_1$ , ante cambios en  $P_2$ .

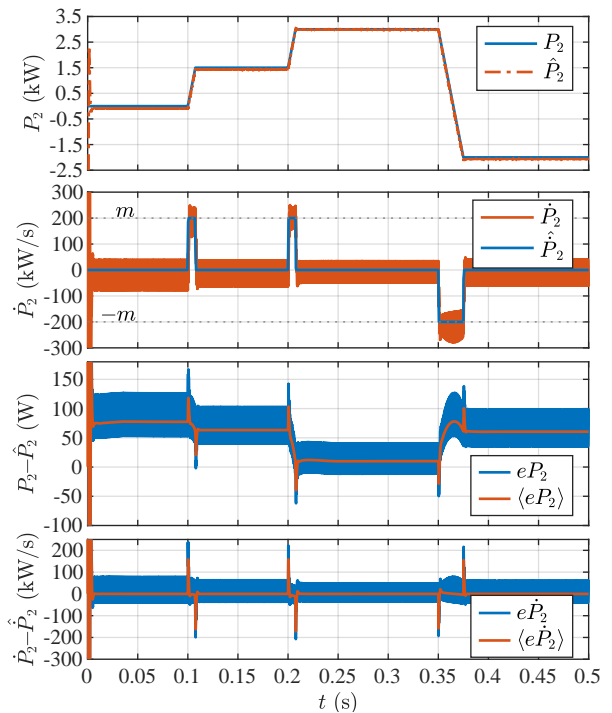


Fig. 5. Evolución temporal de las variables estimadas,  $\hat{P}_2$  y  $\hat{\dot{P}}_2$ , y del error de estimación (valor instantáneo y promediado), ante cambios en  $P_2$ .

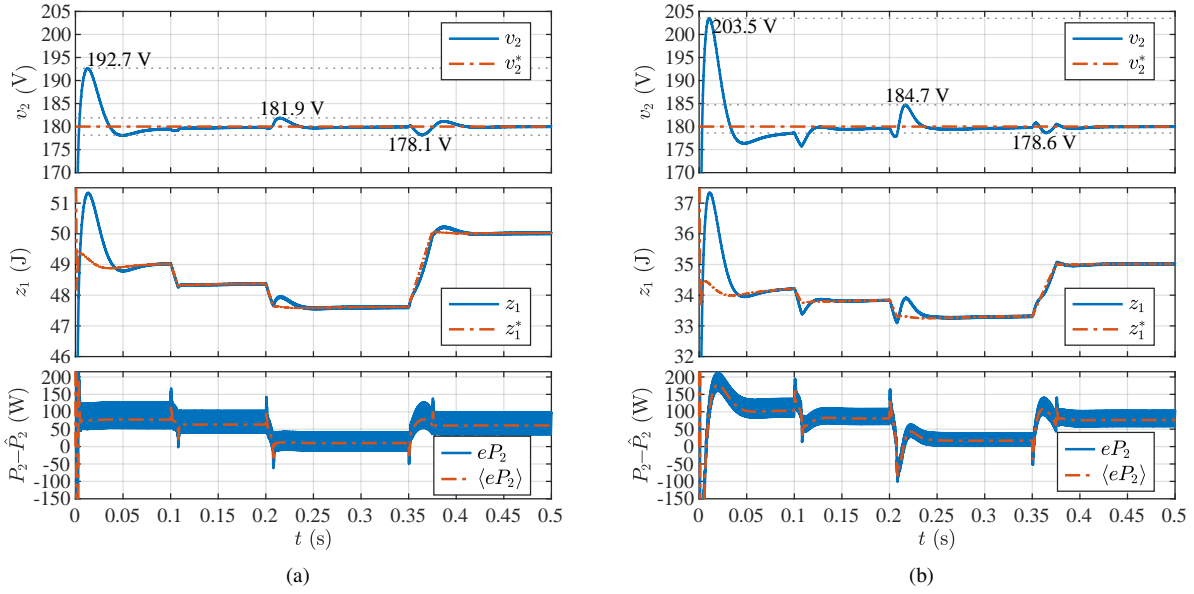


Fig. 6. Comparación de evolución temporal de la tensión  $v_2$ , la energía  $z_1$  y el error de estimación de  $P_2$ , ante cambios en  $P_2$ , cuando el valor  $C_1$  y  $C_2$  se conoce con exactitud (a), y cuando el valor  $C_1$  y  $C_2$  usado en los cálculos es un 30 % inferior al valor real (b).

transformación  $w$ , y amplificado por las ganancias del observador. Este nivel de ruido puede reducirse disminuyendo los valores de la ganancia del observador, pero a expensas de un mayor tiempo de convergencia.

### B. Influencia de los valores de los capacitores

Las ecuaciones desarrolladas para calcular la ley de control, las referencias y el observador, requieren conocer diversos parámetros eléctricos del convertidor. En esta sección se analiza la influencia de un error en los valores de los capacitores en el comportamiento general del control.

En la Fig. 6 se compara la evolución temporal de la tensión  $v_2$ , la variable  $z_1$ , y el error de estimación de la potencia  $P_2$ , para el mismo perfil de potencia utilizado en la simulación anterior, cuando se conoce con exactitud el valor de  $C_1$  y  $C_2$ , Fig. 6(a), y cuando el valor de  $C_1$  y  $C_2$  es un 30 % inferior al valor real de estos componentes en el convertidor, Fig. 6(b).

Como se muestra en la Fig. 6, si bien existe una diferencia considerable en la variable  $z_1^*$  utilizada como referencia del control en cada caso, el error en el valor de los capacitores no provoca un deterioro significativo en la regulación de la tensión  $v_2$ , para el porcentaje de error considerado. Se puede apreciar un incremento en la sobretensión al inicio de la simulación y una ligera degradación en la respuesta dinámica durante los transitorios ocasionados por los cambios en la carga. Al comparar el error de estimación de la potencia para cada caso, se puede observar que el uso de un valor distinto en los capacitores respecto del valor real provoca que el error inicial en la estimación, y en consecuencia, el tiempo de convergencia inicial, sea mayor. No obstante, luego de este intervalo inicial el valor estimado de la potencia converge a un valor próximo al real debido a la acción del término de corrección del observador de Luenberger.

### C. Evaluación de la acción del compensador integral

Con el objetivo de simplificar el análisis y la obtención de las expresiones matemáticas de la ley de control, de las referencias y del observador, se utilizó el modelo promediado del convertidor funcionando sin pérdidas. Para eliminar el error en estado estacionario de la tensión  $v_2$  cuando el convertidor posee pérdidas, se añadió un término de acción integral en la generación de la referencia  $v_1^*$ .

En la Fig. 7 se presenta la evolución temporal de las tensiones  $v_1$  y  $v_2$  cuando la carga conmuta entre dos valores de potencia constante de 1000 W y 3000 W, cada 0.25 s, y la referencia  $v_2^*$  se establece en 180 V. Desde el inicio de la simulación hasta el instante  $t = 1.0$  s, el compensador integral permanece deshabilitado. Durante este intervalo se puede apreciar una diferencia entre la tensión  $v_1$  y la

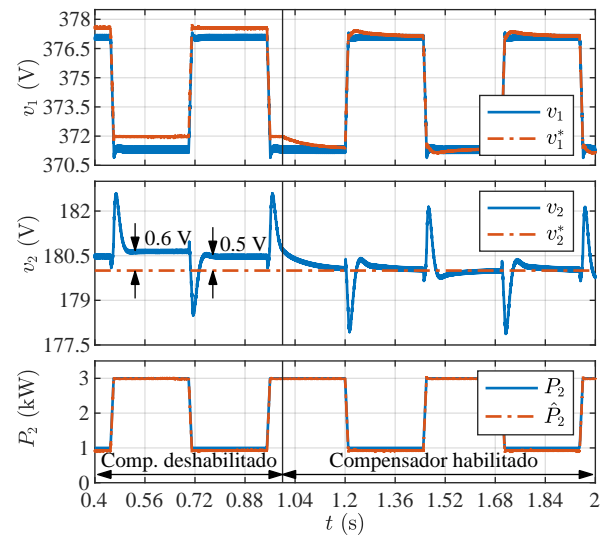


Fig. 7. Influencia del compensador integral en la evolución temporal de la tensión  $v_1$  y  $v_2$ , ante un perfil de potencia  $P_2$  que conmuta entre dos valores constantes.

referencia  $v_1^*$  utilizada para calcular  $z_1^*$ . Esta diferencia provoca un error en estado estacionario en la tensión  $v_2$ , dependiente de las pérdidas de conducción del convertidor.

A partir de  $t = 1.0$  s, se activa el compensador integral y puede observarse que luego de un transitorio inicial, la referencia  $v_1^*$  se aproxima a la tensión  $v_1$ . De este modo, la acción integral modifica la referencia  $z_1^*$  y permite eliminar el error en estado estacionario en la tensión  $v_2$ .

## VI. CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso una estrategia de control basada en la técnica de linealización por realimentación, aplicada a un convertidor CPDA que alimenta un carga de potencia constante. La propuesta permite controlar en forma indirecta la tensión en el puerto del convertidor que alimenta a la carga, aún ante variaciones significativas de la carga o inversión del flujo de energía.

La estrategia de control utiliza una salida no lineal que consiste en la suma de la energía en los capacitores de los puertos del convertidor. Con esta salida el grado relativo es igual al orden del sistema y así se logra que no existan estados internos cuya dinámica pueda ser inestable. Con el fin de reducir la cantidad de sensores utilizados en la implementación, se propuso el uso de un observador no lineal de orden reducido para estimar la potencia transferida a la carga y su derivada temporal, y utilizar estos valores estimados en el cálculo de la ley de control y la generación de las referencias.

El funcionamiento del control combinado con el observador se validó mediante simulaciones del circuito conmutado del convertidor. Se verificó que la respuesta dinámica del sistema a lazo cerrado resultó ser satisfactoria ante variaciones significativas en la potencia transferida, incertidumbre en el valor de los capacitores y efectos no modelados como las pérdidas del convertidor.

## AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (FONCyT) y la Red de Microrredes Eléctricas Híbridas con Alta Penetración de Energías Renovables (MEIHAPER CYTED).

## REFERENCIAS

- [1] I. Alhurayyis, A. Elkhateb, and D. John Morrow, "Isolated and Non-Isolated DC-to-DC Converters for Medium Voltage DC Networks: A Review," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 6, pp. 7486–7500, 2021.
- [2] "Voltage Control of Parallel-Connected Dual-Active Bridge Converters for Shipboard Applications," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 6, no. 2, pp. 664–673, 2018.
- [3] H. A. B. Siddique and R. W. De Doncker, "Evaluation of DC Collector-Grid Configurations for Large Photovoltaic Parks," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 1, pp. 311–320, 2018.
- [4] M. ElMenshawy and A. Massoud, "Modular isolated dc-dc converters for ultra-fast ev chargers: A generalized modeling and control approach," *Energies*, vol. 13, no. 10, 2020.
- [5] R. D. 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, 1991.
- [6] G. Oggier, G. O. García, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 4, pp. 1228–1236, 2011.

- [7] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency-optimized high-current dual active bridge converter for automotive applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2745–2760, 2012.
- [8] C. Gammeter, F. Krismer, and J. W. Kolar, "Comprehensive Conceptualization, Design, and Experimental Verification of a Weight-Optimized All-SiC 2 kV/700 V DAB for an Airborne Wind Turbine," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 4, no. 2, pp. 638–656, 2016.
- [9] S. J. Ríos, D. J. Pagano, and K. E. Lucas, "Bidirectional power sharing for dc microgrid enabled by dual active bridge dc-dc converter," *Energies*, vol. 14, no. 2, 2021.
- [10] Q. Xu, N. Vafamand, L. Chen, T. Dragicevic, L. Xie, and F. Blaabjerg, "Review on Advanced Control Technologies for Bidirectional DC/DC Converters in DC Microgrids," *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 9, no. 2, pp. 1205–1221, 2021.
- [11] E. Hossain, R. Perez, A. Nasiri, and S. Padmanaban, "A Comprehensive Review on Constant Power Loads Compensation Techniques," *IEEE Access*, vol. 6, no. c, pp. 33 285–33 305, 2018.
- [12] R. Severns and G. Bloom, *Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits*, ser. Van Nostrand Reinhold electrical/computer science and engineering series. Van Nostrand Reinhold Co., 1985.
- [13] A. Riccobono *et al.*, "Stability of shipboard dc power distribution," *IEEE Electrification Magazine*, vol. 5, no. 3, pp. 55–67, 2017.
- [14] M. Cespedes, L. Xing, and J. Sun, "Constant-power load system stabilization by passive damping," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 7, pp. 1832–1836, 2011.
- [15] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, 2006.
- [16] Y. Guan, Y. Xie, Y. Wang, Y. Liang, and X. Wang, "An Active Damping Strategy for Input Impedance of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter: Modelling, Shaping, Design and Experiment," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 68, no. 2, pp. 1263–1274, 2021.
- [17] Y. Li, P. Jia, and T. Q. Zheng, "Active damping method to reduce the output impedance of the DC – DC converters," *IET Power Electron.*, vol. 8, no. August 2014, pp. 88–95, 2015.
- [18] Q. Xu, Y. Yan, C. Zhang, T. Dragicevic, and F. Blaabjerg, "An Offset-Free Composite Model Predictive Control Strategy for DC/DC Buck Converter Feeding Constant Power Loads," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 35, no. 5, pp. 5331–5342, 2020.
- [19] B. A. Martínez-Treviño, A. El Aroudi, E. Vidal-Ildiarte, A. Cid-Pastor, and L. Martínez-Salamero, "Sliding-mode control of a boost converter under constant power loading conditions," *IET Power Electron.*, vol. 12, no. 3, pp. 521–529, 2019.
- [20] Y. C. Jeung and D. C. Lee, "Voltage and current regulations of bidirectional isolated dual-active-bridge DC-DC converters based on a double-integral sliding mode control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 34, no. 7, pp. 6937–6946, 2019.
- [21] J. A. Mueller and J. W. Kimball, "An Improved Generalized Average Model of DC-DC Dual Active Bridge Converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 11, pp. 9975–9988, 2018.
- [22] S. Bacha, I. Munteanu, and A. I. Bratcu, *Power Electronic Converters Modelling and Control*. Springer, 2014.
- [23] A. Isidori, *Nonlinear Control Systems*, 3rd ed. Springer, 1995.
- [24] A. E. Leon and J. A. Solsona, "Design of reduced-order nonlinear observers for energy conversion applications," *IET Control. Theory Appl.*, vol. 4, no. 5, pp. 724–734, 2010.
- [25] A. E. Leon, J. A. Solsona, and M. I. Valla, "Exponentially convergent estimator to improve performance of voltage source converters," *IET Power Electron.*, vol. 3, no. 5, pp. 668–680, 2010.
- [26] J. A. Solsona, S. G. Jorge, and C. A. Busada, "Nonlinear Control of a Buck Converter Which Feeds a Constant Power Load," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 12, pp. 7193–7201, 2015.
- [27] K. Ogata, *Modern Control Engineering Systems*. Prentice Hall, 1997.
- [28] M. Etchehoury, J. Solsona, and C. Muravchik, "On the stability of nonlinear plants that include an observer for their feedback linearization," *Int. J. Syst. Sci.*, vol. 27, no. 12, pp. 1461–1466, 1996.