

Control basado en linealización por realimentación de un convertidor CC-CC con puentes duales activos alimentando una carga de potencia constante

Federico Rodríguez^{a,*}, Daniel O. Garrido^a, Rubén O. Núñez^b, German G. Oggier^a, Guillermo O. García^a

^aIITEMA, UNRC, CONICET, FI, Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), Río Cuarto, Córdoba, Argentina.

^bIMAM, UNaM, CONICET, FI, Grupo de Investigación y Desarrollo en Electrónica (GIDE), Oberá, Misiones, Argentina.

To cite this article: Rodríguez, F., Garrido, D., Núñez, R., Oggier, G. G., García, G. 2023. Feedback Linearization Control of a Dual Active Bridge Converter Feeding a Constant Power Load. Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial 20, 237-246. <https://doi.org/10.4995/riai.2023.18546>

Resumen

Este trabajo presenta una estrategia de control basada en la técnica de linealización por realimentación para regular la tensión a bornes de una carga de potencia constante alimentada por un Convertidor con Puentes Duales Activos (CPDA). Se propone utilizar un cambio de coordenadas no lineal, correspondiente a la suma de las energías en los capacitores de puertos del CPDA, para evitar que existan dinámicas internas que pueden inestabilizar al sistema. Se presentan resultados de simulación y experimentales que permiten validar la estrategia de control propuesta, a partir de los cuales, se puede verificar una buena respuesta del sistema en régimen transitorio y permanente ante variaciones significativas en la potencia transferida. En forma adicional, mediante un análisis en el plano de fase, se estudia la estabilidad del control para diferentes condiciones iniciales de las tensiones en los puertos del convertidor. A partir de los resultados de este análisis se puede corroborar que para una determinada potencia a transferir, existe una tensión inicial mínima sobre la carga por encima de la cual el sistema es estable.

Palabras clave: Convertidor CC-CC con puentes duales activos, Electrónica de potencia, Control no lineal, Linealización por realimentación, Carga de potencia constante.

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

Abstract

This paper presents a control strategy based on the feedback linearization technique to regulate the voltage at the terminals of a constant power load fed by a Dual Active Bridge (DAB) Converter. A nonlinear change of coordinates corresponding to the sum of the energies in the capacitors is used to avoid internal dynamics that could destabilize the system. Simulation and experimental results are presented to validate the proposed control strategy, from which a good dynamic and steady state response can be verified under significant variations in the transferred power. Furthermore, the stability of the control for different initial conditions of the voltages in the converter ports is studied using a phase plane analysis. These results confirm that for a given power to be transferred, there is a minimum initial voltage on the load above which the system is stable.

Keywords: Dual active bridge converter, Power electronics, Nonlinear control, Feedback linearization, Constant power load.

1. Introducción

Los convertidores CC-CC son fundamentales para integrar fuentes de energía renovables en microrredes eléctricas de CC,

sistemas de alimentación de buques marítimos y estaciones de carga de vehículos eléctricos (Alhurayyis et al., 2021; De Din et al., 2018; Siddique and De Doncker, 2018; ElMenshawhy and

*Autor para correspondencia: frodriguez@ing.unrc.edu.ar

Massoud, 2020). El Convertidor con Puentes Duales Activos (CPDA), propuesto en (D. Doncker et al., 1991), es una topología CC-CC atractiva para estas aplicaciones al poseer una elevada densidad de potencia y alto rendimiento, ya que es posible lograr que los dispositivos semiconductores operen con conmutación suave en un amplio rango de operación del convertidor (Oggier et al., 2011). 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 (Gammeter et al., 2016; Ríos et al., 2021).

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 en lazo cerrado para regular su tensión de salida. Este tipo de cargas electrónicas reguladas se comportan como cargas de potencia constante (CPL) (Xu et al., 2021; Hossain et al., 2018), 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 (Hossain et al., 2018; Severns and Bloom, 1985; Riccobono et al., 2017).

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 (Cespedes et al., 2011). Sin embargo, las técnicas pasivas afectan el rendimiento del sistema debido a las pérdidas de potencia. Por este motivo, en (Emadi et al., 2006) se presentan técnicas de amortiguamiento activo implementadas mediante un lazo de control que logra producir el efecto de una resistencia virtual o modificar la impedancia de entrada/salida, según se aplique esta técnica en el convertidor que actúa como carga CPL (Guan et al., 2021) o como fuente (Li et al., 2015). Las 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.

El control basado en linealización por realimentación (FLC) se ha utilizado como técnica de control no lineal para estabilizar sistemas que alimentan cargas CPL, aún ante perturbaciones de gran señal. La técnica consiste en hallar una realimentación no lineal, que una vez aplicada cancela la no linealidad del sistema y permite utilizar estrategias de control lineal ampliamente conocidas (Isidori, 1995). En (Solsona et al., 2015) y (Arora et al., 2019) se utiliza esta técnica para controlar la tensión de salida de convertidores CC-CC *buck* y *boost*, respectivamente. La característica adicional de esta técnica de permitir diseñar controles de manera desacoplada en sistemas multivariables, ha generado que su uso se haya extendido a convertidores modulares multinivel (Yang et al., 2018), transformadores de estado sólido Sun et al. (2021) y convertidores CC-CA de dos etapas (Gomez Jorge et al., 2022).

En (Zhou and Khambadkone, 2009) se diseña un control FLC para una aplicación donde el convertidor CPDA actúa de interfaz de potencia entre un ultracapacitor y una carga CPL. En este trabajo se presenta una estrategia de modulación que permite extender el rango de potencia a transferir para bajas cargas, mientras que el controlador propuesto asegura una adecuada respuesta dinámica ante cambios en la carga. En (Lucas

et al., 2020) se presenta un control robusto basado en FLC para un sistema en cascada compuesto por un convertidor CPDA alimentando a un convertidor *buck*. La estrategia propuesta se valida mediante resultados de simulación. La característica común de estos dos trabajos es que para el cálculo de la ley de control los autores no tienen en cuenta la dinámica de la tensión en el capacitor del puerto desde donde se energiza al CPDA, utilizando de este modo un modelo del convertidor de primer orden. Cuando la dinámica de este capacitor se tiene en cuenta, el orden del sistema a controlar aumenta.

En este trabajo se propone efectuar el control de un CPDA que alimenta una carga CPL, utilizando la técnica basada en linealización por realimentación. La principal contribución del trabajo es el uso de una salida correspondiente a la suma de energía en los capacitores de los puertos del convertidor. Mediante esta salida y una ley de control específica se logra linealizar el sistema sin que exista una dinámica interna no controlada que pueda ser inestable. La estrategia propuesta se valida mediante resultados de simulación y experimentales.

A diferencia de las estrategias que utilizan controladores proporcionales-integrales aplicados al CPDA que consisten en generar una salida de control a partir del error en la tensión sobre la carga, como los presentados en (Qin and Kimball, 2014; Song et al., 2018), el control propuesto es capaz de tolerar variaciones significativas en la carga sin necesidad de que se modifiquen los parámetros del controlador. A su vez, el tiempo de asentamiento que se logra mediante este control es independiente del punto de operación del convertidor. Además, comparado con técnicas de control no lineal más complejas que presentan una rápida respuesta transitoria, como la publicada en (Oggier et al., 2014) y en (Chen et al., 2020), la implementación de la estrategia propuesta presenta la ventaja de no requerir sensores de corriente adicionales y posee un costo computacional menor, debido a que no es necesario evaluar múltiples secuencias de conmutación u optimizar una función de costo en cada periodo de conmutación para lograr que la tensión sobre la carga alcance el valor deseado.

Este artículo está organizado de la siguiente manera: en la Sección 2 se presenta el principio de funcionamiento y el modelo promediado del convertidor CPDA. En la Sección 3 se obtiene el control mediante linealización por realimentación. En la Sección 4 se presentan resultados de simulación y experimentales que permiten validar la estrategia de control propuesta a partir de la respuesta dinámica y el análisis en el plano de fase del sistema. Finalmente, en la Sección 5 se presentan las conclusiones.

2. Convertidor CPDA

La Figura 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 una transferencia de potencia desde v_1 hacia v_2 .

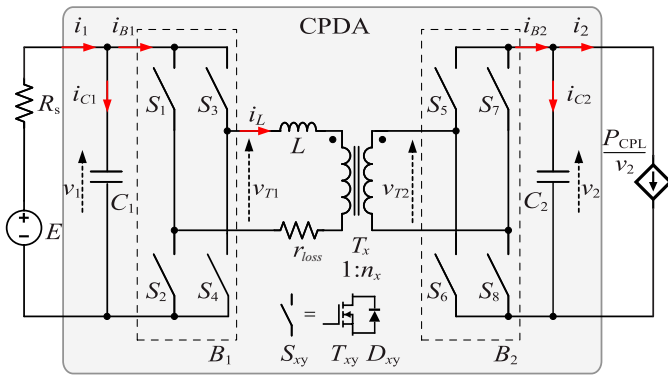


Figura 1: Circuito simplificado del convertidor CPDA.

2.1. Principio de funcionamiento

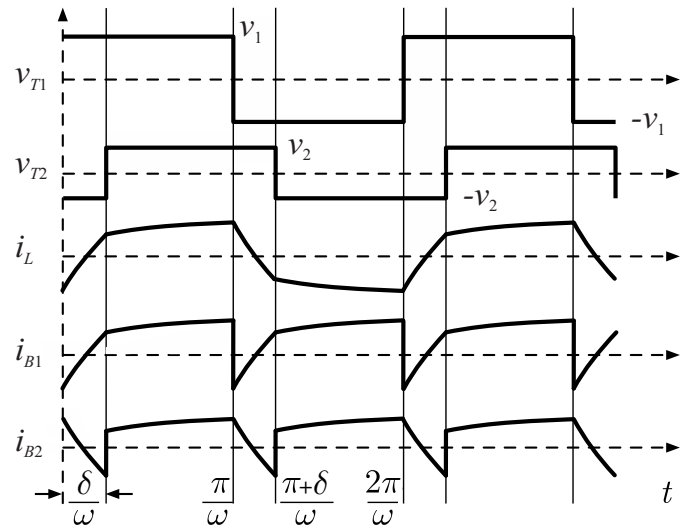
Como se observa en la Figura 1, el convertidor está compuesto por dos puentes activos en configuración de puente completo. El puente B_1 invierte la tensión continua v_1 , generando una tensión alterna, v_{T1} , que alimenta a un transformador de alta frecuencia, T_x . La tensión v_{T2} del transformador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

Los dos puentes activos se conectan a través del 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 se puede transferir. En la implementación del convertidor, es común diseñar el transformador para que posea una inductancia de dispersión lo más baja posible y agregar un inductor auxiliar, L , del valor requerido en función de la potencia máxima que se desea transferir.

La resistencia r_{loss} 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 utilizados en el convertidor (Mueller and Kimball, 2018).

En la Figura 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 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 utiliza la estrategia de modulación convencional (EMC), la cual consiste en controlar la activación de los dispositivos semiconductores para generar formas de onda de tensión cuadrada, con frecuencia de conmutación constante f_s y 50% de ciclo de trabajo. De este modo, es posible controlar el flujo de energía ajustando el desfase δ entre las tensiones v_{T1} y v_{T2} (D. Doncker et al., 1991).


 Figura 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 $v_1 > v_2$.

2.2. Modelo promediado

En el circuito de la Figura 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 promediado permite obtener un modelo continuo para representar la dinámica de baja frecuencia de estas variables (Bacha et al., 2014).

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. En (Zhang et al., 2017) y (Rodríguez et al., 2021) se realiza este procedimiento considerando las pérdidas ocasionadas por la resistencia r_{loss} , pero la complejidad del modelo obtenido se incrementa considerablemente debido a la presencia de términos exponenciales que dependen del desfase δ y la resistencia r_{loss} .

Para simplificar la deducción de la ley de control, en este trabajo se utiliza el valor promedio de la potencia transferida a la carga cuando el convertidor funciona sin pérdidas ($r_{loss} = 0 \Omega$), calculado en (D. Doncker et al., 1991), a partir del cual es posible obtener el siguiente modelo promediado:

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

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

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) 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.

3. Linealización por realimentación

En esta sección se obtienen las expresiones necesarias para calcular la ley de control del convertidor CPDA utilizando la

técnica de 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 indicado en (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:

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

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 (Isidori, 1995). 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:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \frac{d\mathbf{x}}{dt} = \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x})u \\ &= L_f h(\mathbf{x}) + L_g h(\mathbf{x})u, \end{aligned} \quad (5)$$

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 $\mathbf{f}(\mathbf{x})$ y de $\mathbf{g}(\mathbf{x})$ (Bacha et al., 2014). A partir de (5) se deduce que para que el sistema posea grado relativo $r = 2$, es necesario que $L_g h(\mathbf{x}) = 0$. Para ello, se debe cumplir lo siguiente:

$$\frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}(\mathbf{x}) = \frac{\partial h}{\partial x_1} \left(\frac{-v_2}{C_1 \omega L \pi} \right) + \frac{\partial h}{\partial x_2} \left(\frac{v_1}{C_2 \omega L \pi} \right) = 0. \quad (6)$$

La suma de las energías en los capacitores de los puertos del convertidor representa una salida que cumple con (6):

$$z_1 = h(\mathbf{x}) = \frac{1}{2} C_1 v_1^2 + \frac{1}{2} C_2 v_2^2, \quad (7)$$

debido a que $\partial h / \partial x_1 = C_1 v_1$ y $\partial h / \partial x_2 = C_2 v_2$, y reemplazando en (6), 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 de C_1 y C_2 .

3.1. Deducción de la ley de control

La ley de control puede deducirse definiendo la variable z_2 como:

$$\begin{aligned} z_2 &= \dot{z}_1 = L_f h(\mathbf{x}) = C_1 v_1 \dot{v}_1 + C_2 v_2 \dot{v}_2 \\ &= \underbrace{v_1 \dot{i}_1}_{P_1} - \underbrace{v_2 \dot{i}_2}_{P_2} = v_1 \left(\frac{E - v_1}{R_s} \right) - P_2, \end{aligned} \quad (8)$$

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:

$$\begin{aligned} \dot{z}_2 &= L_f^2 h(\mathbf{x}) + L_g L_f h(\mathbf{x})u = \left(\frac{E - 2v_1}{R_s} \right) \dot{v}_1 - \dot{P}_2 \\ &= \underbrace{\left(\frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left(\frac{E - v_1}{R_s} \right) - \dot{P}_2}_{L_f^2 h(\mathbf{x})} - \underbrace{\left[\left(\frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left(\frac{v_2}{\omega L \pi} \right) \right]}_{L_g L_f h(\mathbf{x})} u. \end{aligned} \quad (9)$$

En base a (8) y (9), el modelo del convertidor representado en las nuevas variables de estado queda expresado de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \gamma, \quad (10)$$

siendo γ una variable auxiliar que se utiliza para agrupar todos los términos no lineales del sistema (10), definida como:

$$\gamma = \left(\frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left[\frac{E - v_1}{R_s} - \frac{v_2}{\omega L \pi} u \right] - \dot{P}_2. \quad (11)$$

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

$$u = \frac{-L_f^2 h(\mathbf{x}) + \gamma}{L_g L_f h(\mathbf{x})} = \frac{\left(\frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left(\frac{E - v_1}{R_s} \right) - \dot{P}_2 - \gamma}{\left(\frac{E - 2v_1}{C_1 R_s} \right) \left(\frac{v_2}{\omega L \pi} \right)}, \quad (12)$$

y se sustituye esta expresión en (11), se consigue transformar el sistema definido por (10) 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 Figura 3.

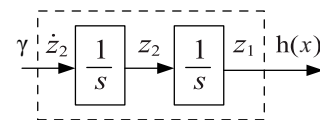


Figura 3: Sistema equivalente al usar la ley de control (12).

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 (12) se reduce a:

$$L_g L_f h(\mathbf{x}) \approx -\frac{E v_2}{\omega L \pi C_1 R_s}, \quad (13)$$

de donde puede concluirse que el denominador de (12) es distinto de cero durante la operación normal del convertidor ya que $v_2 > 0$ para poder transferir potencia a la carga.

3.2. Control del sistema linealizado por la realimentación

La dinámica del sistema lineal, que resulta de sustituir (12) en (11) y (10), puede controlarse con el objetivo de lograr que la salida z_1 siga una referencia de energía deseada z_1^* , definida por:

$$z_1^* = \frac{1}{2}C_1 v_1^{*2} + \frac{1}{2}C_2 v_2^{*2}, \quad (14)$$

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.

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

$$v_1^* \left(\frac{E - v_1^*}{R_s} \right) - P_2 = 0 \Rightarrow v_1^* = \frac{E}{2} + \sqrt{\left(\frac{E}{2} \right)^2 - P_2 R_s}. \quad (15)$$

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 pueden 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^* :

$$v_1^* = \frac{E}{2} + \sqrt{\left(\frac{E}{2} \right)^2 - P_2 R_s + k_i \int (v_2^* - v_2) dt}. \quad (16)$$

La acción de este término de corrección de la referencia v_1^* se analiza en los resultados presentados en la Sección 4.6.

Si se define el error de seguimiento como $e = z_1 - z_1^*$, se puede expresar la dinámica del error como:

$$\ddot{e} + k_2 \dot{e} + k_1 e + k_3 \int e dt = 0, \quad (17)$$

donde se añadió un término integral para mejorar el comportamiento del control ante incertidumbres paramétricas. Considerando de (10) que $\gamma = \dot{z}_1$, su valor se puede despejar de (17) como:

$$\gamma = \ddot{z}_1^* - k_2(\dot{z}_1 - \dot{z}_1^*) - k_1(z_1 - z_1^*) - k_3 \int (z_1 - z_1^*) dt, \quad (18)$$

siendo las derivadas $\dot{z}_1^* = -C_1 R_s \dot{P}_2 v_1^* / (2v_1^* - E)$ y $\ddot{z}_1^* = 0$, si se considera para su cálculo que $v_2 = v_2^*$ es constante.

Por último, si se define una nueva variable de estado $z_3 = \int (z_1 - z_1^*) dt$, y se sustituye (18) en (10), se obtiene la representación del sistema de control en lazo cerrado:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & -k_3 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ k_1 \\ -1 \end{bmatrix} z_1^* + \begin{bmatrix} 0 \\ k_2 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{z}_1^*. \quad (19)$$

El polinomio característico de este sistema es igual a:

$$P(s) = s^3 + k_2 s^2 + k_1 s + k_3 = (s - p_1)(s - p_2)(s - p_3) = (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s - p_3), \quad (20)$$

donde p_1 , p_2 y p_3 representan los polos en 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 (19) se ubiquen en posiciones del plano s deseadas con el objetivo de lograr una determinada respuesta dinámica.

4. Resultados

En esta Sección se presentan resultados de simulación y experimentales con el objetivo de validar la estrategia de control propuesta en este trabajo.

4.1. Resultados de simulación

Se simuló el circuito conmutado del convertidor, cuyas características se resumen en la Tabla 1, utilizando el *software* PLECS®. Todos los elementos se modelaron como componentes ideales. Las pérdidas del convertidor se modelaron con una resistencia en serie con el inductor auxiliar, cuyo valor representa la suma de las resistencias de conducción de los transistores y de la resistencia de los bobinados de los componentes magnéticos. Se configuró un paso de simulación igual a 1×10^{-6} s, el cual se escogió como una relación de compromiso entre el tiempo de simulación y la precisión de los resultados.

El ajuste de las ganancias utilizadas en el control del sistema (19), se realizó para lograr una dinámica en lazo cerrado caracterizada por un par de polos complejos conjugados, con un amortiguamiento $\xi = 0.7$, una frecuencia natural $\omega_n = 111.71 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ y un tiempo de establecimiento $t_{set} = 50 \text{ ms}$. Para estas especificaciones, el vector de ganancias K resulta:

$$K = [1.3478 \times 10^5 \quad 938.3940 \quad 9.7587 \times 10^6]. \quad (21)$$

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 estableció la ganancia integral de (16) 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 (19).

Tabla 1: Especificaciones del circuito simulado

Símbolo	Parámetro	Valor
$P_{2,max}$	Potencia máxima del 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 Ω
r_{loss}	Resistencia serie equivalente	600 m Ω
C_1	Capacitancia del puerto 1	470 μF
C_2	Capacitancia del puerto 2	940 μF
n_1	Relación de transformación	1
L	Inductancia de dispersión	120 μH
f_s	Frecuencia de conmutación	20 kHz

4.2. Carga de potencia constante

La Figura 4 muestra la evolución temporal de las tensiones v_1 y v_2 , la potencia P_2 y la energía z_1 , cuando el convertidor alimenta una carga de potencia constante que varía en el tiempo ($0 \text{ W} \rightarrow 1.5 \text{ kW} \rightarrow 3.0 \text{ kW} \rightarrow -2.0 \text{ kW}$), con una tensión de referencia v_2^* de 180 V. Para esta simulación, se consideró que se conocen los valores exactos de los parámetros eléctricos necesarios para el cálculo de la ley de control (E , R_s , L , C_1 y C_2). Al inicio de la simulación, los capacitores C_1 y C_2 poseen una tensión de 370 V y 150 V, respectivamente.

A partir de la Figura 4, se puede apreciar que se logra regular la tensión v_2 en el valor deseado, con fluctuaciones mínimas inferiores a los 2.0 V (1.1 %) 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, al analizar el transitorio inicial de la variable z_1 se puede apreciar que la misma posee un tiempo de asentamiento y un sobreimpulso porcentual que se corresponden con las características dinámicas deseadas, y evoluciona sin error en estado estacionario.

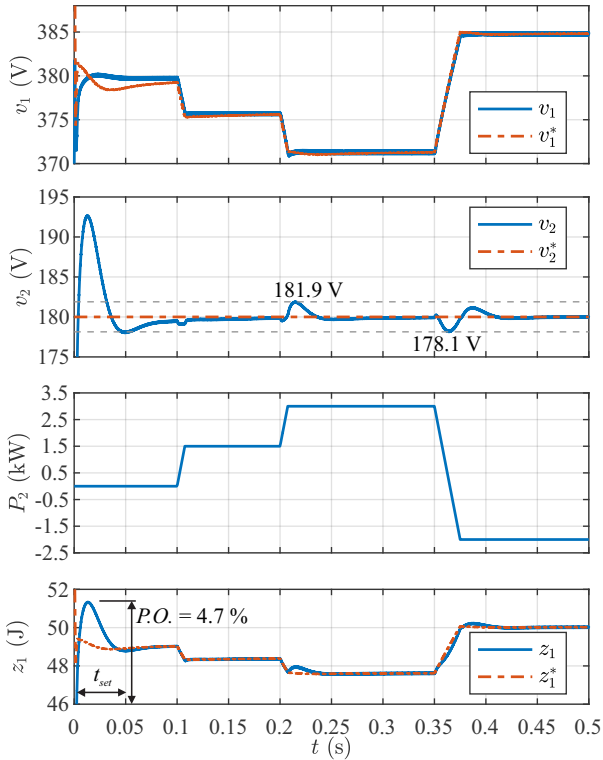


Figura 4: Evolución temporal de las tensiones v_1 y v_2 y la energía z_1 , ante cambios en la potencia P_2 .

Las ecuaciones desarrolladas para calcular la ley de control y las referencias requieren conocer diversos parámetros eléctricos del convertidor. A continuación, se analiza el desempeño del control cuando existe incertidumbre paramétrica en el valor de la inductancia de dispersión y de los capacitores que constituyen las barras de CC del convertidor.

4.3. Influencia del valor de la inductancia de dispersión

El valor de la inductancia de dispersión, L , es uno de los parámetros que establece la máxima potencia que se puede transferir y, a su vez, afecta las características de conmutación suave del convertidor (Oggier et al., 2011). Para minimizar la diferencia entre el valor teórico y el valor real de L , pueden utilizarse las herramientas de diseño presentadas en (Zhang et al., 2020; Bahmani and Thiringer, 2015; Zhang et al., 2014), a través de las cuales puede lograrse que este parámetro posea una desviación inferior al 10 % respecto del valor deseado.

Debido a que la inductancia de dispersión también está presente en las ecuaciones que establecen la ley de control, en esta sección se analiza el desempeño del control cuando se tiene una incertidumbre paramétrica en el valor de L .

En la Figura 5 se compara la evolución temporal de la tensión v_2 y el desfase δ aplicado al convertidor CPDA, para la misma variación de potencia generada para la simulación de la sección 4.2, cuando el valor real de L difiere $\pm 10\%$ respecto al valor usado en los cálculos de la ley de control. Como se puede apreciar durante los cambios de carga, la respuesta dinámica sufre un ligero deterioro caracterizado por una fluctuación de tensión inferior a los 6 V (3.2 %), para ambos valores de incertidumbre paramétrica considerados.

Estos resultados también muestran que el seguimiento de la tensión de referencia v_2^* se realiza sin error en estado estacionario para cada cambio en la carga considerado. Cuando el valor de la inductancia de dispersión real difiere respecto al valor usado en los cálculos, el control ajusta el valor de δ para anular el error de estado estacionario de la tensión v_2 .

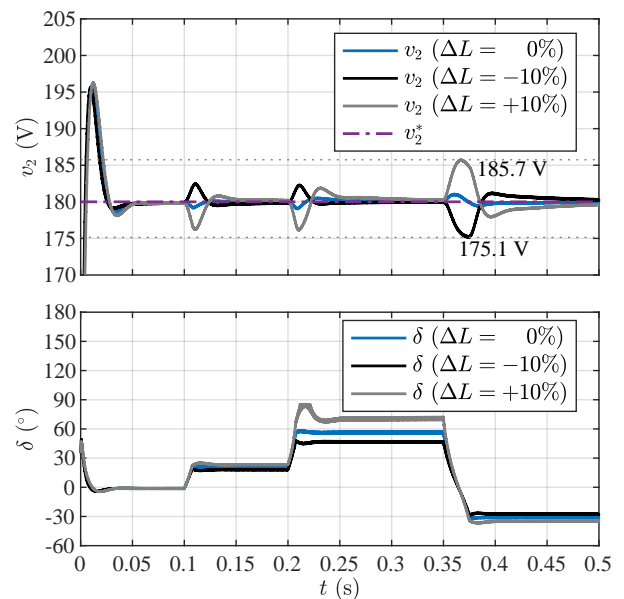


Figura 5: Comparación de evolución temporal de la tensión v_2 y del desfase δ , ante cambios en P_2 , cuando el valor real de L difiere $\pm 10\%$ respecto al valor usado en los cálculos de la ley de control.

4.4. Influencia de los valores de los capacitores

En esta sección se analiza el desempeño del control cuando se tiene una incertidumbre paramétrica de 30 % en el valor de los capacitores.

En la Figura 6 se compara la evolución temporal de la tensión v_2 y de la energía z_1 , para el mismo perfil de potencia utilizado en la simulación de la sección 4.2, cuando se conoce con exactitud el valor de C_1 y C_2 , Figura 6(a), y cuando el valor de C_1 y C_2 es 30 % inferior al valor real de estos componentes, Figura 6(b).

Como se muestra en la Figura 6(b), si bien existe una diferencia considerable en la variable z_1^* utilizada como referencia del control en cada caso, la incertidumbre en el valor de los capacitores no provoca un deterioro significativo en la regulación de la tensión v_2 para la variación paramétrica considerada. 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, caracterizada por una fluctuación de tensión inferior a los 4.7 V (2.6 %). El seguimiento de la referencia z_1^* se efectúa sin

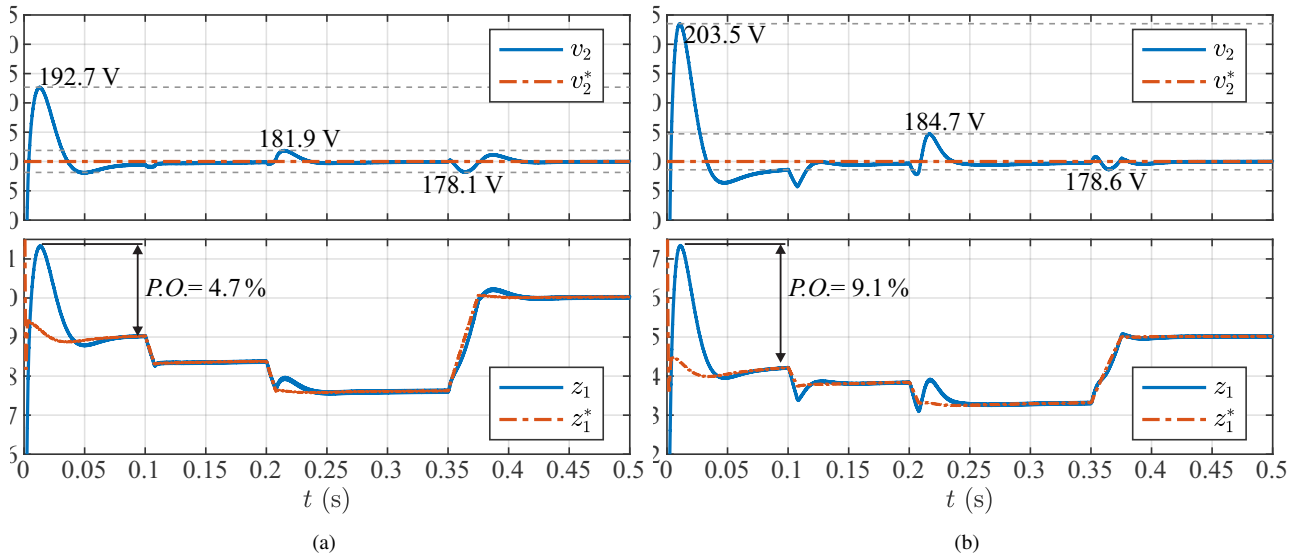


Figura 6: Comparación de evolución temporal de la tensión v_2 y de la energía z_1 , ante cambios en P_2 , cuando el valor C_1 y C_2 se conoce con exactitud (a), y cuando el valor C_1 y C_2 usado en los cálculos es 30% inferior al valor real (b).

error en estado estacionario para ambos casos analizados debido a la acción del término integral de (17).

4.5. Análisis de estabilidad

Una herramienta común para estudiar la dinámica de sistemas no lineales de segundo orden, consiste en trazar las trayectorias del sistema cuando este evoluciona a partir de diferentes condiciones iniciales. Este método gráfico se lo conoce como el análisis del plano de fase y brinda información útil acerca de la estabilidad del sistema y los patrones que describen las trayectorias (Slotine and Li, 1991).

La Figura 7 muestra el plano de fases correspondiente al con-vertidor simulado con el sistema de control propuesto, cuando se transfiere una potencia $P_2 = 1$ kW, la referencia v_2^* se establece en 180 V y se considera que el convertidor opera sin pérdidas. Las diferentes trayectorias corresponden a distintas condiciones iniciales de la tensión v_2 , comprendidas entre 10 V y 120 V, mientras que el valor inicial de la tensión v_1 es igual a la tensión E de la fuente. Se efectuó un cambio de coordenadas definido por $\varphi_1 = v_1 - v_1^*$ y $\varphi_2 = v_2 - v_2^*$, con el objetivo de que el punto de equilibrio dado por el par (v_1^*, v_2^*) se corresponda con el origen.

Las flechas en las trayectorias de la Figura 7 indican el sentido en el que evolucionan los estados del sistema en las nuevas coordenadas, a medida que el tiempo se incrementa. Durante el instante inicial la señal de control u satura en su valor máximo u_{\max} , para forzar un aumento de la tensión en el puerto 2 en el menor tiempo posible. Como se puede apreciar en el diagrama de fase, existe una tensión mínima para la condición inicial de v_2 por encima de la cual todas las trayectorias del sistema convergen al punto de equilibrio.

Para determinar el valor de esta tensión mínima, es posible utilizar el método directo de Lyapunov (Slotine and Li, 1991), para lo cual es necesario que exista un dominio $D \subset \mathbb{R}^2$ que

contenga al origen y una función $V(\varphi)$ que satisfaga:

$$V(0) = 0 \quad \text{y} \quad V(\varphi) > 0 \quad \text{en} \quad D - \{0\}, \quad (22)$$

$$\dot{V}(\varphi) \leq 0 \quad \text{en} \quad D. \quad (23)$$

La función $V(\varphi) = (\varphi_1^2 + \varphi_2^2)/2$ verifica la condición (22) y su derivada temporal cuando $u = u_{\max}$ es igual a:

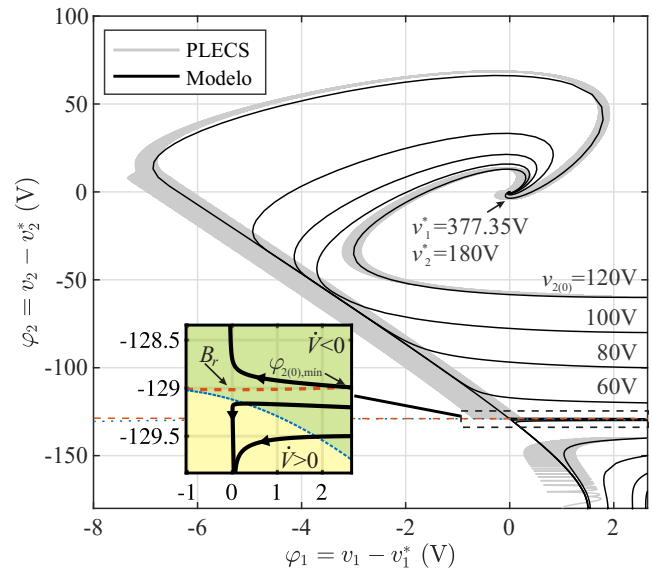


Figura 7: Plano de fase donde se indican las trayectorias del sistema para diferentes condiciones iniciales de la tensión v_2 , para una carga $P_2 = 1$ kW. Se comparan tres trayectorias específicas con los resultados obtenidos a través de la simulación del circuito conmutado.

$$\dot{V}(\varphi) = \frac{\partial V}{\partial \varphi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{\varphi_1}{C_1} \left[\frac{E - (\varphi_1 + v_1^*)}{R_s} - \frac{\varphi_2 + v_2^*}{\omega L \pi} u_{\max} \right] + \frac{\varphi_2}{C_2} \left[\frac{\varphi_1 + v_1^*}{\omega L \pi} u_{\max} - \frac{P_2}{\varphi_2 + v_2^*} \right]. \quad (24)$$

$$\begin{aligned} a &= R_s u_{\max} (C_1 v_1^* + C_1 \varphi_1 - C_2 \varphi_1), b = \omega L \pi (C_2 E \varphi_1 - C_2 v_1^* \varphi_1 - C_1 P_2 R_s - C_2 \varphi_1^2) + R_s u_{\max} v_2^* (C_1 v_1^* + C_1 \varphi_1 - 2C_2 \varphi_1), \\ c &= \omega L \pi C_2 (E v_2^* \varphi_1 - v_2^* \varphi_1^2 - v_1^* v_2^* \varphi_1) - C_2 R_s u_{\max} v_2^* \varphi_1. \end{aligned} \quad (25)$$

En la región ampliada de la Figura 7 se indican las zonas para las cuales $\dot{V}(\varphi) > 0$ y $\dot{V}(\varphi) < 0$. El límite entre estas dos zonas queda definido por $\dot{V}(\varphi) = 0$, y corresponde a una función cuadrática, indicada en la Figura por la línea de trazos discontinuos de color azul. Para esta función se verifica que:

$$\varphi_2 = (-b - \sqrt{b^2 - 4ac}) / (2a), \quad (26)$$

con los coeficientes dados por (25) al inicio de esta página. La distancia ρ desde el origen al vértice de esta función cuadrática se puede evaluar numéricamente y permite definir el conjunto cerrado $B_r = \{\varphi \in \mathbb{R}^2 \mid V(\varphi) \leq \rho/2\} \subset D$, en el cual $\forall \varphi \in B_r, \dot{V}(\varphi) \leq 0$.

El conjunto B_r es un conjunto invariante que permite estimar la región de atracción al origen. A partir del Principio de Invariancia de LaSalle, las condiciones iniciales $\varphi(0) \in B_r$ convergen al origen conforme $t \rightarrow \infty$. Para hallar la tensión inicial mínima en el puerto 2 que asegura la convergencia a la referencia v_2^* , se resuelve (26) con $\varphi_{1(0)} = E - v_1^*$, y de $\varphi_2 = v_2 - v_2^*$ se despeja el valor $v_{2(0),min}$.

4.6. Resultados experimentales

Con el objetivo de validar la estrategia de control propuesta mediante resultados experimentales, se implementó un prototipo del convertidor con una inductancia de dispersión $L = 148 \mu\text{H}$ y capacitancia $C_1 = C_2 = 940 \mu\text{F}$. Se utilizó un transformador de alta frecuencia con una relación de transformación unitaria, junto a un inductor auxiliar que permite alcanzar el valor de la inductancia de dispersión requerida para transferir una potencia máxima $P_{2,max} = 500 \text{ W}$. Para implementar los puentes B_1 y B_2 se utilizaron dispositivos semiconductores MOSFET, modelo IPW65R110CFDA. La resistencia serie equivalente del convertidor es igual a $r_{loss} = 627 \text{ m}\Omega$.

Para alimentar al convertidor se utilizó una fuente de tensión CC con $E = 100 \text{ V}$. La carga CPL se implementó mediante una carga electrónica de CC, modelo *BK Precision* 8515. El control y la modulación del convertidor se implementaron mediante un controlador digital de señales (DSC) de *Texas Instruments*, modelo TMS320F28379D, el cual opera a una frecuencia de 200 MHz con aritmética de punto flotante por hardware (FPU). Los algoritmos se programaron en lenguaje C, utilizando un tiempo de muestreo $T_s = 50 \mu\text{s}$ y una frecuencia de conmutación $f_s = 20 \text{ kHz}$.

Se utilizó un sensor de corriente LEM LA-55P y mediante el DSC se calculó el valor instantáneo de la potencia P_2 . La variable \dot{P}_2 se obtuvo a partir del diseño de un filtro derivativo con la siguiente función de transferencia:

$$G_{diff}(s) = \frac{s}{T_D s + 1} = \frac{s}{1 \times 10^{-4} s + 1}. \quad (27)$$

La implementación en el DSC de la estrategia de control se realizó utilizando el método de discretización basado en la transformación bilineal (Buso and Mattavelli (2015)). Luego de

aplicar esta transformación, se obtienen las siguientes ecuaciones en diferencias:

Controlador por realimentación de estados (18):

$$\lambda[k] = \lambda[k-1] - b_0 e[k] - b_1 e[k-1] - k_2 z_2[k] + k_2 z_1^*[k], \quad (28)$$

siendo $b_0 = k_1 + k_3 T_s / 2$, $b_1 = -k_1 + k_3 T_s / 2$ y $e = z_1 - z_1^*$.

Filtro derivativo (27):

$$\dot{P}_2[k] = a_{f1} \dot{P}_2[k-1] + b_{f0} (P_2[k] - P_2[k-1]), \quad (29)$$

siendo $a_{f1} = (2T_D - T_s) / (2T_D + T_s)$ y $b_{f0} = 2(2T_D + T_s)^{-1}$.

Compensador integral de (16):

$$\Delta v_1^*[k] = \Delta v_1^*[k-1] + b_{c0} (e_{v2}[k] + e_{v2}[k-1]), \quad (30)$$

con $b_{c0} = k_i T_s / 2$ y $e_{v2} = v_2^* - v_2$.

Las expresiones restantes para calcular la ley de control (12) y las referencias no poseen dinámica, requiriéndose únicamente reemplazar cada una de las variables con sus muestras en el instante k , para completar la implementación discreta del control.

Las ganancias calculadas para el modelo continuo se usaron para la implementación discreta sin modificaciones debido a que se verificó mediante simulaciones que para las características del convertidor utilizado, la demora del procesamiento se puede despreciar sin causar un deterioro significativo en el comportamiento dinámico del sistema.

La Figura 8 muestra la evolución temporal de la tensión v_2 , la corriente i_2 y la potencia P_2 , ante un perfil de potencia que conmuta entre dos niveles de 100 W y 300 W cada 300 ms. La tensión de referencia v_2^* se estableció en 90 V durante este ensayo.

Como puede apreciarse en la Figura 8, durante los primeros 1.2 s del ensayo, el compensador integral usado en la generación de la referencia v_1^* se encuentra deshabilitado y la tensión v_2 evoluciona con un error en estado estacionario cuya magnitud se incrementa cuando la carga demanda mayor potencia. Este error se debe a un desajuste en el valor cargado de la tensión E y la resistencia R_s en las ecuaciones de la ley de control y la generación de la referencia v_1^* . A partir del instante $t = 1.2 \text{ s}$, se activa el compensador integral y se puede observar que luego de un transitorio inicial se logra eliminar el error en estado estacionario en la tensión v_2 .

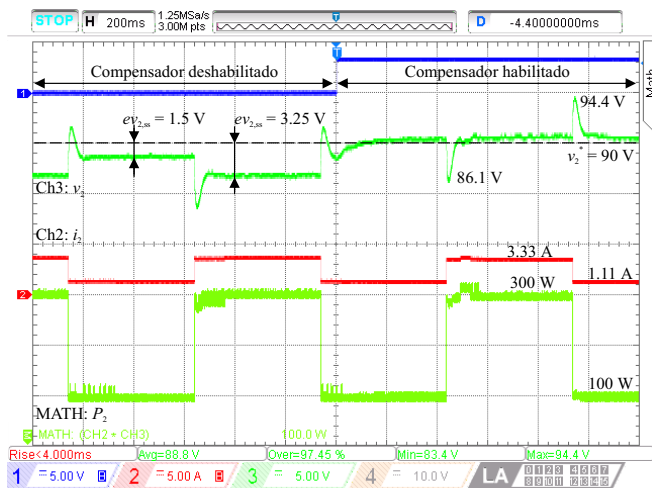


Figura 8: Resultado experimental ante cambios de carga de 100 W a 300 W, con $v_2^* = 90$ V. Escalas: tiempo 200 ms/div, i_2 (CH2), 2 A/div, v_2 (CH3), 5 V/div y -75 V de *offset*, P_2 (MATH), 100 W/div. Se muestra la acción del compensador integral encargado de eliminar el error en estado estacionario de la tensión v_2 en una implementación real.

5. 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 una carga de potencia constante. La propuesta permite controlar en forma indirecta la tensión en el puerto del convertidor que alimenta a la carga, a partir de definir la salida del sistema como la suma de las energías en los capacitores de los puertos del CPDA.

El funcionamiento del control se validó mediante simulaciones del circuito conmutado del convertidor y pruebas experimentales. La respuesta del sistema tanto en régimen transitorio como permanente, resultó ser satisfactoria ante variaciones significativas en la potencia transferida e incertidumbre paramétrica en el valor de los capacitores y de la inductancia de dispersión. El tiempo de establecimiento del sistema en lazo cerrado es similar para los distintos puntos de operación del convertidor, sin que sea necesario modificar las ganancias del controlador.

La estabilidad del sistema para diferentes condiciones iniciales se estudió mediante el análisis en el plano de fase y la estimación de la región de atracción al punto de equilibrio utilizando la teoría de Lyapunov. Para una determinada potencia, se verificó que existe una tensión mínima v_2 por encima de la cual todas las trayectorias del sistema convergen al punto de equilibrio.

Agradecimientos

El presente trabajo fue soportado por la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (SeCyT, UNRC), el FONCyT de la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica, la Red MEIHAPER CYTED y la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Misiones (UNaM).

Referencias

- Alhurayyis, I., Elkhateb, A., John Morrow, D., 2021. Isolated and Non-Isolated DC-to-DC Converters for Medium Voltage DC Networks: A Review. *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* 9 (6), 7486–7500. DOI: 10.1109/jestpe.2020.3028057
- Arora, S., Balsara, P., Bhatia, D., 2019. Input–output linearization of a boost converter with mixed load (constant voltage load and constant power load). *IEEE Trans. Power Electron.* 34 (1), 815–825. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2813324
- Bacha, S., Munteanu, I., Bratcu, A. I., 2014. *Power Electronic Converters Modelling and Control*. Springer.
- Bahmani, M. A., Thiringer, T., 2015. Accurate evaluation of leakage inductance in high-frequency transformers using an improved frequency-dependent expression. *IEEE Trans. Power Electron.* 30 (10), 5738–5745. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2371057
- Buso, S., Mattavelli, P., 2015. *Digital control in power electronics*, 2nd edition. Vol. 5.
- Céspedes, M., Xing, L., Sun, J., 2011. Constant-power load system stabilization by passive damping. *IEEE Trans. Power Electron.* 26 (7), 1832–1836. DOI: 10.1109/TPEL.2011.2151880
- Chen, L., Gao, F., Shen, K., Wang, Z., Tarisciotti, L., Wheeler, P., Dragicevic, T., 2020. Predictive Control Based DC Microgrid Stabilization with the Dual Active Bridge Converter. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 67 (10), 8944–8956. DOI: 10.1109/TIE.2020.2965460
- D. Doncker, R., Divan, D. M., Kheraluwala, M. H., 1991. A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 27 (1), 63–73. DOI: 10.1109/28.67533
- De Din, E., Siddique, H. A. B., Cupelli, M., Monti, A., De Doncker, R. W., 2018. Voltage Control of Parallel-Connected Dual-Active Bridge Converters for Shipboard Applications. *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* 6 (2), 664–673. DOI: 10.1109/JESTPE.2017.2786350
- EIMenshaway, M., Massoud, A., 2020. Modular isolated dc-dc converters for ultra-fast ev chargers: A generalized modeling and control approach. *Energies* 13 (10). DOI: 10.3390/en13102540
- Emadi, A., Khaligh, A., Rivetta, C. H., Williamson, G. A., 2006. 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.* 55 (4), 1112–1125. DOI: 10.1109/TVT.2006.877483
- Gammeter, C., Krümer, F., Kolar, J. W., 2016. 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.* 4 (2), 638–656. DOI: 10.1109/JESTPE.2015.2459378
- Gomez Jorge, S., Solsona, J., Busada, C. A., 2022. Nonlinear Control of a Two-Stage Single Phase DC/AC Converter. *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, 1–1. DOI: 10.1109/jestie.2022.3151003
- Guan, Y., Xie, Y., Wang, Y., Liang, Y., Wang, X., 2021. An Active Damping Strategy for Input Impedance of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter: Modelling, Shaping, Design and Experiment. *IEEE Trans. Ind. Electron.* 68 (2), 1263–1274. DOI: 10.1109/tie.2020.2969126
- Hossain, E., Perez, R., Nasiri, A., Padmanaban, S., 2018. A Comprehensive Review on Constant Power Loads Compensation Techniques. *IEEE Access* 6 (c), 33285–33305. DOI: 10.1109/ACCESS.2018.2849065
- Isidori, A., 1995. *Nonlinear Control Systems*, 3rd Edition. Springer.
- Li, Y., Jia, P., Zheng, T. Q., 2015. Active damping method to reduce the output impedance of the DC – DC converters. *IET Power Electron.* 8 (1), 88–95. DOI: 10.1049/iet-pe1.2013.0911
- Lucas, K. E., Pagano, D. J., Plaza, D. A., Vaca-Benavides, D. A., Ríos, S. J., 2020. Robust feedback linearization control for DAB converter feeding a CPL. *IFAC-PapersOnLine* 53 (2), 13402–13409. DOI: 10.1016/j.ifacol.2020.12.178
- Mueller, J. A., Kimball, J. W., 2018. An Improved Generalized Average Model of DC-DC Dual Active Bridge Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 33 (11), 9975–9988. DOI: 10.1109/TPEL.2018.2797966
- Oggier, G., García, G. O., Oliva, A. R., 2011. Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole

- operating range. *IEEE Trans. Power Electron.* 26 (4), 1228–1236.
DOI: 10.1109/TPEL.2010.2072966
- Oggier, G. G., Ordonez, M., Galvez, J. M., Luchino, F., 2014. Fast transient boundary control and steady-state operation of the dual active bridge converter using the natural switching surface. *IEEE Trans. Power Electron.* 29 (2), 946–957.
DOI: 10.1109/TPEL.2013.2256150
- Qin, H., Kimball, J. W., 2014. Closed-loop control of DC-DC dual-active-bridge converters driving single-phase inverters. *IEEE Trans. Power Electron.* 29 (2), 1006–1017.
DOI: 10.1109/TPEL.2013.2257859
- Riccobono, A., Cupelli, M., Monti, A., Santi, E., Roinila, T., Abdollahi, H., Arrua, S., Dougal, R. A., 2017. Stability of shipboard dc power distribution. *IEEE Electrific. Mag.* 5 (3), 55–67.
DOI: 10.1109/MELE.2017.2718858
- Rodríguez, F., Garrido, D., Núñez, R., Oggier, G., García, G., 2021. Modelado dinámico y de estado estacionario para la conexión modular entrada serie - salida serie de convertidores con puentes duales activos. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial* 0 (0).
DOI: 10.4995/riai.2021.14866
- Ríos, S. J., Pagano, D. J., Lucas, K. E., 2021. Bidirectional power sharing for dc microgrid enabled by dual active bridge dc-dc converter. *Energies* 14 (2).
DOI: 10.3390/en14020404
- Severns, R., Bloom, G., 1985. *Modern DC-to-DC switchmode power converter circuits*. Van Nostrand Reinhold electrical/computer science and engineering series. Van Nostrand Reinhold Co.
- Siddique, H. A. B., De Doncker, R. W., 2018. Evaluation of DC Collector-Grid Configurations for Large Photovoltaic Parks. *IEEE Trans. Power Deliv.* 33 (1), 311–320.
DOI: 10.1109/TPWRD.2017.2702018
- Slotine, J., Li, W., 1991. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall.
- Solsona, J. A., Gomez-Jorge, S., Busada, C. A., 2015. Nonlinear Control of a Buck Converter Which Feeds a Constant Power Load. *IEEE Trans. Power Electron.* 30 (12), 7193–7201.
DOI: 10.1109/TPEL.2015.2392371
- Song, W., Hou, N., Wu, M., 2018. Virtual Direct Power Control Scheme of Dual Active Bridge DC-DC Converters for Fast Dynamic Response. *IEEE Trans. Power Electron.* 33 (2), 1750–1759.
DOI: 10.1109/TPEL.2017.2682982
- Sun, Y., Zhu, J., Fu, C., Chen, Z., 2021. Decoupling Control of Cascaded Power Electronic Transformer based on Feedback Exact Linearization. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 6777 (c).
DOI: 10.1109/JESTPE.2021.3069208
- Xu, Q., Vafamand, N., Chen, L., Dragicevic, T., Xie, L., Blaabjerg, F., 2021. Review on Advanced Control Technologies for Bidirectional DC/DC Converters in DC Microgrids. *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* 9 (2), 1205–1221.
DOI: 10.1109/jestpe.2020.2978064
- Yang, S., Wang, P., Tang, Y., 2018. Feedback Linearization-Based Current Control Strategy for Modular Multilevel Converters. *IEEE Trans. Power Electron.* 33 (1), 161–174.
DOI: 10.1109/TPEL.2017.2662062
- Zhang, J., Ouyang, Z., Duffy, M. C., Andersen, M. A. E., Hurley, W. G., 2014. Leakage inductance calculation for planar transformers with a magnetic shunt. *IEEE Transactions on Industry Applications* 50 (6), 4107–4112.
DOI: 10.1109/TIA.2014.2322140
- Zhang, K., Chen, W., Cao, X., Pan, P., Azeem, S. W., Qiao, G., Deng, F., 2020. Accurate calculation and sensitivity analysis of leakage inductance of high-frequency transformer with litz wire winding. *IEEE Trans. Power Electron.* 35 (4), 3951–3962.
DOI: 10.1109/TPEL.2019.2936523
- Zhang, K., Shan, Z., Jatskevich, J., 2017. Large- and Small-Signal Average-Value Modeling of Dual-Active-Bridge DC-DC Converter Considering Power Losses. *IEEE Trans. Power Electron.* 32 (3), 1964–1974.
DOI: 10.1109/TPEL.2016.2555929
- Zhou, H., Khambadkone, A. M., 2009. Hybrid modulation for dual-active-bridge bidirectional converter with extended power range for ultracapacitor application. *IEEE Trans. Ind. Appl.* 45 (4), 1434–1442.
DOI: 10.1109/TIA.2009.2023493