

Control no lineal para un convertidor bidireccional en una microrred de CC usando linealización por realimentación

Nonlinear control for a bidirectional converter in a DC microgrid using feedback linearization

Fernando A. Mezzano¹, Francisco D. Esteban², Federico M. Serra³, Maximiliano E. Asensio⁴, Guillermo L. Magaldi⁵, y Luis R. Torres⁶

^{1,2,3,4,5,6}Laboratorio de Control Automático, Universidad Nacional de San Luis, Villa Mercedes, San Luis, Argentina

famezzano@unsl.edu.ar, festeban@unsl.edu.ar, fmserra@unsl.edu.ar, emasensio@unsl.edu.ar, glmagaldi@unsl.edu.ar, ltorres@unsl.edu.ar

CientIFICA N°1

Año: 2024

pp. 139 – 148

Historial del Artículo

Recibido:

19/04/2024

Enviado revisión:

20/04/2024

Aceptado:

29/04/2024

Área temática:

Electrónica y Sistemas inteligentes

Resumen: En este trabajo se presenta una estrategia de control no lineal para un convertidor DC-DC bidireccional que interconecta un banco de baterías a una barra de DC en una microrred. La estrategia de control permite regular la tensión de salida del convertidor en un valor de referencia deseado, con el fin de mantener el equilibrio de potencias al regular la tensión en la barra de DC y al efectuar la carga del sistema de almacenamiento. Esto se garantiza incluso ante grandes excursiones de la carga conectada a la microrred, cargas de gran demanda como lo son las de potencia constante, y variaciones en los parámetros del convertidor. El controlador es diseñado a partir del modelo promediado en espacio de estados del convertidor mediante una estrategia de control no lineal basada en linealización por realimentación, que permite transformar el modelo no lineal del convertidor en uno equivalente, lineal y controlable, mediante un cambio de coordenadas y la realimentación de una acción de control no lineal, que cancela las no linealidades del sistema original, permitiendo de esta manera el uso de un controlador lineal para satisfacer los requisitos de control. Para asegurar la estabilidad en lazo cerrado se selecciona como salida a la energía del sistema, compuesta por la suma de la energía almacenada en el capacitor y en el inductor del convertidor, evitando la presencia de dinámica cero dado que el grado relativo es igual al orden del sistema. Se muestran resultados de simulación que validan el desempeño de la estrategia de control propuesta.

Palabras Claves:

Microrred, sistemas de almacenamiento de energía, convertidores de potencia, linealización por realimentación.

Keywords:

Microgrid, energy storage systems, power converters, feedback linearization.

Abstract: In this paper a nonlinear control strategy for a bidirectional DC-DC converter that interconnects a battery bank with a DC bus in a microgrid is presented. The control strategy allows the output voltage regulation of the bidirectional converter at a desired reference value, in order to maintain the power balance when regulating the DC bus voltage and when the storage system is being charged. This is guaranteed even in the presence of great changes of the load connected to the microgrid, highly demanding loads such as constant power loads, and variations in the converter parameters. The controller is designed from the state space averaged model of the converter by means of a nonlinear control strategy based on feedback linearization, which allows to transform the nonlinear model of the converter into a linear and controllable equivalent one by means of a change of coordinates and the feedback of a nonlinear control signal, which cancels out the nonlinearities of the original system, thus allowing the use of a linear controller to meet control requirements. To ensure closed loop stability, the system energy is selected as the output, made up of the sum of the stored energy in the capacitor and the inductor of the converter, avoiding the presence of zero dynamics given that the relative order is equal to the order of the system. Simulation results that validate the performance of the proposed control strategy are shown.

INTRODUCCIÓN

El incremento en la demanda de energía eléctrica que se ha producido en los últimos años y los problemas de contaminación ambiental han impulsado la evolución del sistema eléctrico de potencia [1]. Esto ha dado lugar a la implementación de microrredes (MG, *Microgrids*), las cuales son pequeñas porciones del sistema eléctrico que combinan sistemas de generación distribuida (DG, *Distributed Generators*) basados en energías renovables y sistemas de almacenamiento de energía (ESS, *Energy Storage Systems*) con el objetivo de alimentar cargas de forma local [2, 3]. Las microrredes pueden clasificarse en distintos tipos según su modo de operación (aisladas, integradas al sistema eléctrico de potencia) [4, 5], según si operan con corriente continua (DC, *Direct Current*) o corriente alterna (AC, *Alternating Current*), entre otras [6].

Si bien los DG, tales como turbinas eólicas y paneles fotovoltaicos, son elementos de gran interés en las MG porque constituyen fuentes de energía renovable y no producen contaminación, recientemente la atención también ha sido dirigida hacia los ESS [7]. Estos sistemas desempeñan un papel fundamental para maximizar el aprovechamiento de recursos distribuidos en las MG, ya que permiten compensar las fluctuaciones de energía que puedan generarse, garantizando un suministro energético más estable y confiable [8].

La interconexión de los sistemas de almacenamiento a una MG se realiza mediante convertidores electrónicos de potencia, utilizando los mismos para realizar el balance de potencia entre los generadores y cargas conectadas. En las MG de DC resultan de gran utilidad los convertidores DC-DC bidireccionales, ya que mejoran la eficiencia del sistema respecto al uso de dos convertidores individuales para el flujo de energía directo e inverso de los sistemas de almacenamiento [9]. Estos convertidores pueden ser aislados y no aislados, siendo preferentes estos últimos a la hora de reducir las pérdidas de potencia, simplificar el sistema y minimizar costos, entre otros factores [10]. Una de las topologías más utilizadas se observa en la Fig. 1 [11], la cual se utiliza para conectar un banco de baterías, representado por una fuente de tensión ideal V_b y una resistencia interna en serie R_b , con una carga de potencia constante (CPL, *Constant Power Load*) que extrae una corriente i_o . Dicho convertidor se compone por dos transistores de potencia S_1 y S_2 , el inductor L_b y el banco de capacitores de filtro C_{dc} del bus de DC.

Para lograr una integración eficiente de los ESS en la MG, es necesario controlar los convertidores de potencia con el fin de ajustar el valor de la tensión de salida dentro del rango requerido, de acuerdo a las referencias impuestas por el sistema de gestión de la MG. Para ello, se pueden utilizar controladores lineales que, si bien ofrecen resultados aceptables, no garantizan el desempeño y la estabilidad en todo el rango de operación, ya que se basan en una aproximación lineal del sistema [12, 13]. Por lo antes expuesto, suele ser preferible el uso de estrategias de control no lineales, con el objetivo de asegurar la estabilidad y obtener un mejor desempeño del convertidor, tales como control basado en pasividad (PBC, *Passivity Based Control*) mediante asignación de interconexión y amortiguamiento (IDA, *Interconnection and Damping Assignment*), que permite obtener un controlador con estabilidad global [14]; control por modos deslizantes (SMC, *Sliding Mode Control*), que presenta robustez frente a variaciones paramétricas, perturbaciones y dinámicas no modeladas [15]; y control por linealización por realimentación (FL, *Feedback Linearization*), que permite obtener las ventajas del uso de controladores lineales sin necesidad de aplicar linealización clásica en el modelo dinámico del sistema [16]; entre otras [17].

Al aplicar un control por FL al convertidor de la Fig. 1, seleccionando como salida la tensión en el capacitor, se obtiene una dinámica cero inestable [18]. Para resolver este inconveniente es posible emplear un enfoque de control indirecto que consiste en un lazo de control interno (controlador de corriente) y un lazo de control externo (controlador de tensión) con un controlador proporcional integral (PI, *Proportional Integral*) [19], aunque presenta limitaciones cuando se requieren tiempos de convergencia bajos, ya que el lazo de control externo debe ser más lento que el lazo interno. Una posible solución a este problema es buscar una salida cuyo grado relativo sea igual al orden del sistema para evitar tener dinámica cero y controlar de forma directa a la tensión de salida, evitando así la limitación en los tiempos de convergencia del enfoque indirecto, como se realiza en [20] donde se conecta una carga resistiva a la salida.

En este trabajo se propone una ley de control basada en FL para un convertidor DC-DC bidireccional que se utiliza para interconectar un sistema de almacenamiento con un bus de DC en una MG de DC, con el fin de regular la tensión de salida según un valor de referencia. Para ello, se selecciona como salida a la suma de la energía almacenada en el capacitor y en el inductor del convertidor, con el fin de asegurar buen desempeño y estabilidad frente a cambios de referencia, grandes excursiones de carga, e incluso al conectar cargas que pueden provocar problemas de estabilidad en el sistema, como lo son las CPLs.

MODELO EN ESPACIO DE ESTADOS DEL CONVERTIDOR

El convertidor mostrado en la Fig. 1 posee dos modos de funcionamiento, que dependen del sentido del flujo de energía. Para entregar energía hacia el bus de DC, el convertidor opera en modo *boost* o *elevador*. Mientras que, cuando la batería absorbe energía, el flujo de energía es opuesto con respecto al caso anterior, por lo tanto, el convertidor opera en modo *buck* o *reductor*. Esto requiere que las señales de conmutación mediante modulación por ancho de pulso (PWM, *Pulse Width Modulation*) u_1 y \bar{u}_1 sean complementarias. Con el fin de comprobar el funcionamiento del convertidor en ambos modos de operación, se emplea una fuente de corriente controlada que suministra una corriente i_s :

$$i_s = \frac{P_s}{v_{dc}} \quad (1)$$

Donde:

P_s representa la potencia suministrada por una fuente de energía renovable (ej.: sistema fotovoltaico), v_{dc} es la tensión en el bus de DC.

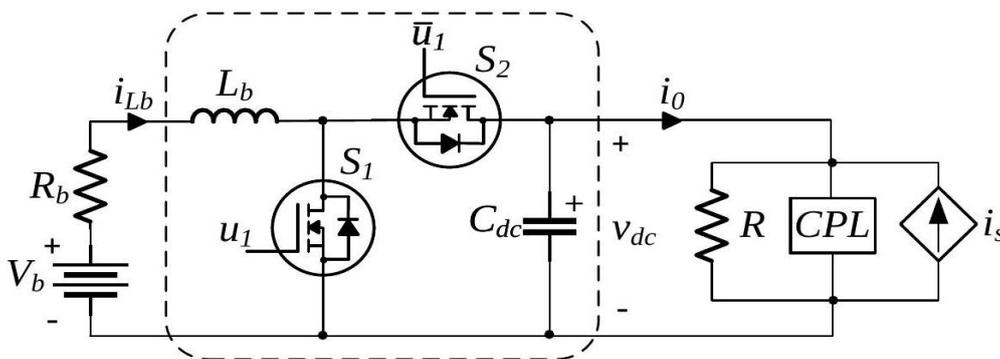


Figura 1. Esquema del convertidor DC-DC no aislado.

Para obtener el modelo promediado en espacio de estados del convertidor se desprecia la dinámica de la tensión de entrada debido a que, en este caso, la tensión de la batería no varía significativamente, resultando en,

$$\begin{cases} L_b \dot{x}_1 = -R_b x_1 - (1-u)x_2 + V_b, \\ C_{dc} \dot{x}_2 = (1-u)x_1 - i_o. \end{cases} \quad (2)$$

Donde:

$x_1 = i_{Lb}$ es la corriente de la batería,

V_b es la tensión en la batería,

$x_2 = v_{dc}$ es la tensión en el bus de DC,

u es el ciclo de trabajo de la señal de conmutación u_1 , que puede tomar valores en el conjunto $\mathcal{U} \in \{0; 1\}$,

i_o es la corriente suministrada a la carga:

$$i_o = \frac{P_{CPL}}{v_{dc}} + \frac{v_{dc}}{R} - i_s \quad (3)$$

Donde:

P_{CPL} es la potencia consumida por la CPL,

R es el valor de la resistencia de carga.

ESTRATEGIA DE CONTROL

A la hora de diseñar la estrategia de control para el convertidor propuesto, se considera a la corriente i_s inyectada al sistema como una perturbación. Además, se contempla el caso más desfavorable en términos de estabilidad del sistema, presentándose cuando la carga en DC es CPL pura ($R \rightarrow \infty$), lo cual disminuye el amortiguamiento del sistema [21].

Con el objetivo de regular la tensión de salida del convertidor en un valor de referencia deseado, se emplea una técnica de control no lineal basada en FL. La misma permite transformar el modelo no lineal del convertidor en uno equivalente lineal y controlable mediante un cambio de coordenadas y la realimentación de una acción de control no lineal, que anula las no linealidades del sistema original, permitiendo de esta manera el uso de un controlador lineal para satisfacer los requisitos de control [22]. Para el diseño del controlador se selecciona como salida la energía del sistema, compuesta por la suma de la energía en los elementos pasivos:

$$y = \varphi_1 = \frac{1}{2}L_b x_1^2 + \frac{1}{2}C_{dc} x_2^2. \quad (4)$$

Al derivar (4) con respecto al tiempo se obtiene,

$$\dot{y} = \dot{\varphi}_1 = \varphi_2 = V_b x_1 - R_b x_1^2 - i_o x_2, \quad (5)$$

que representa la suma de la potencia en los elementos pasivos, según la diferencia entre la potencia de entrada y la de salida. Como la entrada u no aparece de forma explícita en (5), se continúa derivando con respecto al tiempo,

$$\dot{\varphi}_2 = \frac{R_b x_1(2x_2 - 3V_b + 2R_b x_1) + V_b(V_b - x_2)}{L_b} + u \left[\frac{x_2(V_b - 2R_b x_1)}{L_b} \right]. \quad (6)$$

En este caso, la entrada u aparece de forma explícita, por lo que la salida elegida tiene grado relativo $r = 2$, igual al orden del sistema n . De esta manera, se evita la presencia de dinámica cero y se asegura la estabilidad del sistema a lazo cerrado.

Mediante (5) y (6), el sistema descrito en las nuevas coordenadas resulta,

$$\begin{cases} \dot{\varphi}_1 = \varphi_2, \\ \dot{\varphi}_2 = \alpha(x_1, x_2) + \beta(x_1, x_2)u = w. \end{cases} \quad (7)$$

Donde:

$$\alpha = \frac{R_b x_1(2x_2 - 3V_b + 2R_b x_1) + V_b(V_b - x_2)}{L_b},$$

$$\beta = \frac{x_2(V_b - 2R_b x_1)}{L_b},$$

w corresponde a una entrada de control auxiliar que debe diseñarse para obtener la respuesta deseada.

Al despejar la entrada de control u de (7) se obtiene,

$$u = \frac{wL_b - R_b x_1(2x_2 - 3V_b + 2R_b x_1) - V_b(V_b - x_2)}{x_2(V_b - 2R_b x_1)}. \quad (8)$$

La expresión (8) corresponde a la entrada de control que permite obtener el índice de modulación que debe aplicarse al convertidor para cumplir con los objetivos de desempeño deseados. La misma resulta en una ley de control no lineal que permite desacoplar las no linealidades del sistema para que el controlador w pueda ser diseñado a través de herramientas de control clásico, ya que resulta en un controlador lineal.

Para diseñar la entrada de control auxiliar w , se define el error entre la salida elegida y su valor de referencia como $e = \varphi_1 - \varphi_1^*$. Luego de derivar el error dos veces con respecto al tiempo se obtiene,

$$\ddot{e} = \ddot{\varphi}_1 - \ddot{\varphi}_1^* = \ddot{w} - \ddot{\varphi}_1^* \quad (9)$$

Por otro lado, la dinámica del error resulta,

$$\ddot{e} + k_{p1}\dot{e} + k_{p2}e = 0. \quad (10)$$

Luego de reemplazar (9) en (10), se obtiene la entrada de control auxiliar,

$$w = -k_{p1}(\varphi_2 - \dot{\varphi}_1^*) - k_{p2}(\varphi_1 - \varphi_1^*) + \ddot{\varphi}_1^* - k_i \int (x_2 - x_2^*) dt. \quad (11)$$

Donde:

k_{p1}, k_{p2} son las ganancias proporcionales del controlador,

k_i es una ganancia integral que se añade para eliminar el error de tensión de salida en estado estacionario,

Los polos del controlador fueron localizados en pares complejos conjugados con el fin de obtener un tiempo de asentamiento de 2,5 ms, mientras que la ganancia integral se ajustó para eliminar el error en estado estable. Con esto y, aplicando el método de asignación de polos [23] para la dinámica del error (10), resultan las siguientes ganancias, $k_{p1} = 9,6 \times 10^3$, $k_{p2} = 2,05 \times 10^9$ y $k_i = 2,1 \times 10^8$.

Para obtener las referencias en (11), se debe analizar el comportamiento del convertidor en estado estacionario. Entonces, evaluando las ecuaciones de estado en (2) y despreciando el efecto de la resistencia interna en serie del banco de baterías, una vez que el sistema se encuentra en estado estacionario se tiene,

$$\begin{cases} 0 = -x_2^* + u_e x_2^* + V_b, \\ 0 = x_1^* - u_e x_1^* - I_{oe}. \end{cases} \quad (12)$$

Donde:

x_2^* es la referencia de tensión deseada,

x_1^* es la referencia de corriente,

u_e es la señal de control en el punto de operación considerado,

I_{oe} es la corriente de salida en el punto de operación.

Definiendo una tensión de salida de referencia, de (12) se puede obtener la acción de control en el punto de equilibrio y la corriente de referencia como,

$$u_e = \frac{x_2^* - V_b}{x_2^*}, \quad (13)$$

$$x_1^* = \frac{I_{oe} x_2^*}{V_b}. \quad (14)$$

Teniendo en cuenta (4), (5), (6), (13) y (14), la salida de referencia y sus derivadas respecto al tiempo resultan,

$$\varphi_1^* = \frac{x_2^{*2} (L_b I_{oe}^2 + C_{dc} V_b^2)}{2V_b^2}, \quad (15)$$

$$\dot{\varphi}_1^* = \frac{-R_b I_{oe}^2 x_2^{*2}}{V_b^2}, \quad (16)$$

$$\ddot{\varphi}_1^* = \frac{2R_b I_{oe}^2 x_2^{*2} - R_b I_{oe} V_b^2}{V_b^2 L_b}. \quad (17)$$

Finalmente, en la Fig. 2 se muestra el esquema de control propuesto. Para construir la entrada de control auxiliar (11) que permita obtener la respuesta dinámica deseada, se debe realizar la transformación a las nuevas coordenadas (φ), y medir la tensión de salida para compararla con su valor de referencia. Con la entrada w y las variables de estado originales del convertidor (x_1 y x_2) se construye la ley de control no lineal dada por (8), que permite obtener el índice de modulación para generar la señal PWM. De esta manera, es posible controlar la tensión del bus de DC en forma directa, sin necesidad de diseñar un lazo de control externo.

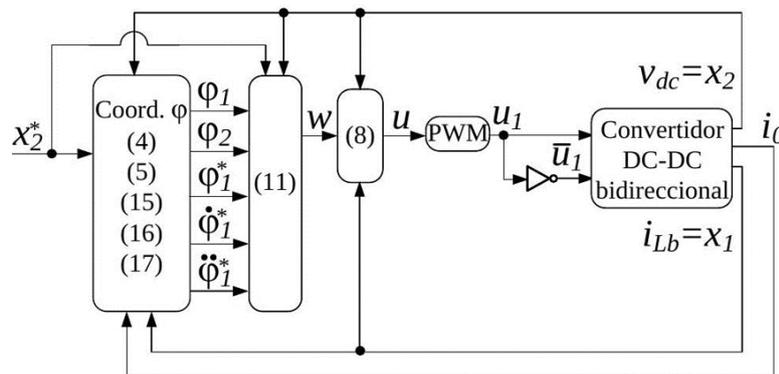


Figura 2. Estructura de control empleando linealización por realimentación.

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Para verificar el desempeño de la estrategia de control descrita en este trabajo, se realizaron ensayos de simulación mediante el uso de la librería SimPowerSystems de Simulink-Matlab®. Los resultados se obtuvieron utilizando paso fijo $T = 0,1\mu s$ mediante el solucionador Ode4 (Runge-Kutta). En la Tabla 1 se muestran los parámetros del convertidor DC-DC bidireccional que fueron utilizados para realizar la simulación.

Para evaluar el desempeño del controlador propuesto se realizó una simulación de 160 ms de duración que consiste en un cambio en la tensión de referencia desde 50 V a 60 V en $t = 20$ ms y desde 60 V a 50 V en $t = 40$ ms, seguido de un cambio de carga lineal de $12,5\Omega$ a $6,25\Omega$ en $t = 60$ ms y de $6,25\Omega$ a $12,5\Omega$ en $t = 80$ ms. Posteriormente, en $t = 100$ ms se desconecta la carga lineal y se conecta una CPL de 200 W. Por último, en $t = 120$ ms la potencia de la CPL se incrementa a 400 W, seguido de una reducción a 200 W en $t = 140$ ms. Es preciso mencionar que la potencia P_s entregada por la fuente de corriente controlada se incrementa de 0 a 300 W transcurridos 100 ms del ensayo, como se muestra en la Fig. 3 (abajo), a fin de comprobar la carga del banco de baterías conectado al convertidor bidireccional.

Tabla 1. Parámetros del convertidor.

Parámetro	Valor
C_{dc}	560 μ F
L_b	1mH
R_b	0,4 Ω
V_{dc}^*	50 V
f_s	20kHz
Transistores	MOSFET
Resistencia interna MOSFET's	1 m Ω
Banco de baterías	36 V, 105Ah
Estado de carga del banco de baterías	80%
Carga resistiva	6,25 – 12,5 Ω
CPL	200 – 400 W
P_s	0 – 300 W

Inicialmente, se compara el desempeño de la estrategia de control presentada en este trabajo, respecto a un control indirecto de tensión empleando controladores PI. Este último fue diseñado para obtener un tiempo de

asentamiento de 2,5 ms para una tensión de referencia de 50 V y una carga resistiva de 200 W, resultando las siguientes ganancias, $k_{pc} = 0,4$, $k_{ic} = 160$, $k_{pv} = 0,82$ y $k_{iv} = 655,17$, para el lazo de corriente y de tensión, respectivamente, siendo la ley de control:

$$x_1^* = k_{pv}(x_2^* - x_2) + k_{iv} \int (x_2^* - x_2)dt, \quad (18)$$

$$u = k_{pc}(x_1^* - x_1) + k_{ic} \int (x_1^* - x_1)dt. \quad (19)$$

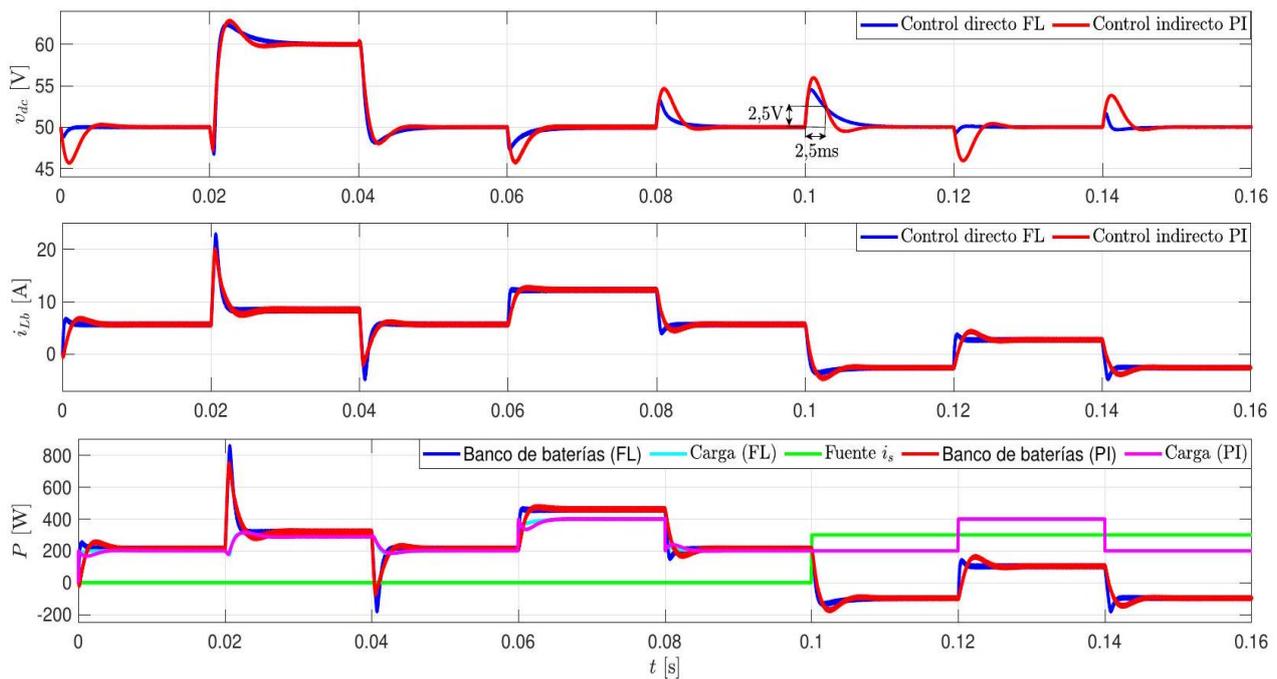


Figura 3. Comparativa de estrategias de control. Respuesta del convertidor ante cambios de referencia y variaciones de carga. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente en el inductor. Abajo: Potencia en los dispositivos pertenecientes a la MG.

La Fig. 3 (arriba) muestra la respuesta obtenida en la tensión de salida. Inicialmente, el control PI presenta una ligera oscilación hasta establecerse en el valor de referencia. Al realizar el cambio de referencia en $t = 20$ ms y en $t = 40$ ms, la tensión se establece en el valor deseado en aproximadamente 2,5 ms para el control PI y 2,5 ms al aplicar el control por FL, presentando un sobrepaso inferior a 2,5 V y permaneciendo dentro de la tolerancia del 5% respecto a la tensión de referencia. Al variar la carga resistiva en $t = 60$ ms y en $t = 80$ ms, la tensión presenta un tiempo de asentamiento de aproximadamente 2,5 ms con el control PI, mientras que, con la estrategia de control propuesta en este trabajo, se logra una respuesta con menor sobrepaso y tiempo de establecimiento. Luego, al desconectar la carga resistiva, suministrar energía con la fuente de corriente, y conectar la CPL en $t = 100$ ms, ambas estrategias logran cumplir con el tiempo de asentamiento deseado, lográndose un sobrepaso inferior con la estrategia propuesta. Finalmente, al variar la potencia demandada por la CPL en $t = 120$ ms y en $t = 140$ ms, la tensión presenta sobrepasos con el control PI antes de establecerse en el valor de referencia, mientras que no se producen cambios significativos con el control por FL.

La Fig. 3 (centro) muestra la corriente en el inductor del convertidor. Para ambas estrategias de control se observa que la corriente logra establecerse en un valor constante, presentando ligeros sobrepasos al aplicar cambios de carga y un sobrepaso más significativo al realizar el cambio de referencia. Se comprueba que, al igual que con el análisis de la tensión de salida, la estrategia de control por FL presenta un mejor desempeño dinámico con respecto a la técnica de control lineal empleando controladores PI.

En la Fig. 3 (abajo) se observa que, desde el inicio del ensayo hasta $t = 100$ ms, el banco de baterías suministra la energía requerida por la carga. Seguidamente, en $t = 100$ ms, la fuente de corriente suministra energía a la carga, y el excedente se emplea para cargar el banco de baterías. Como en $t = 120$ ms, la potencia demandada por la carga supera a la de la fuente, el banco de baterías compensa este déficit. Finalmente, al disminuir la potencia de la carga en $t = 140$ ms, se realiza nuevamente la carga del banco de baterías. De esta manera se comprueba que el convertidor bidireccional se desempeña eficientemente en ambos modos de operación.

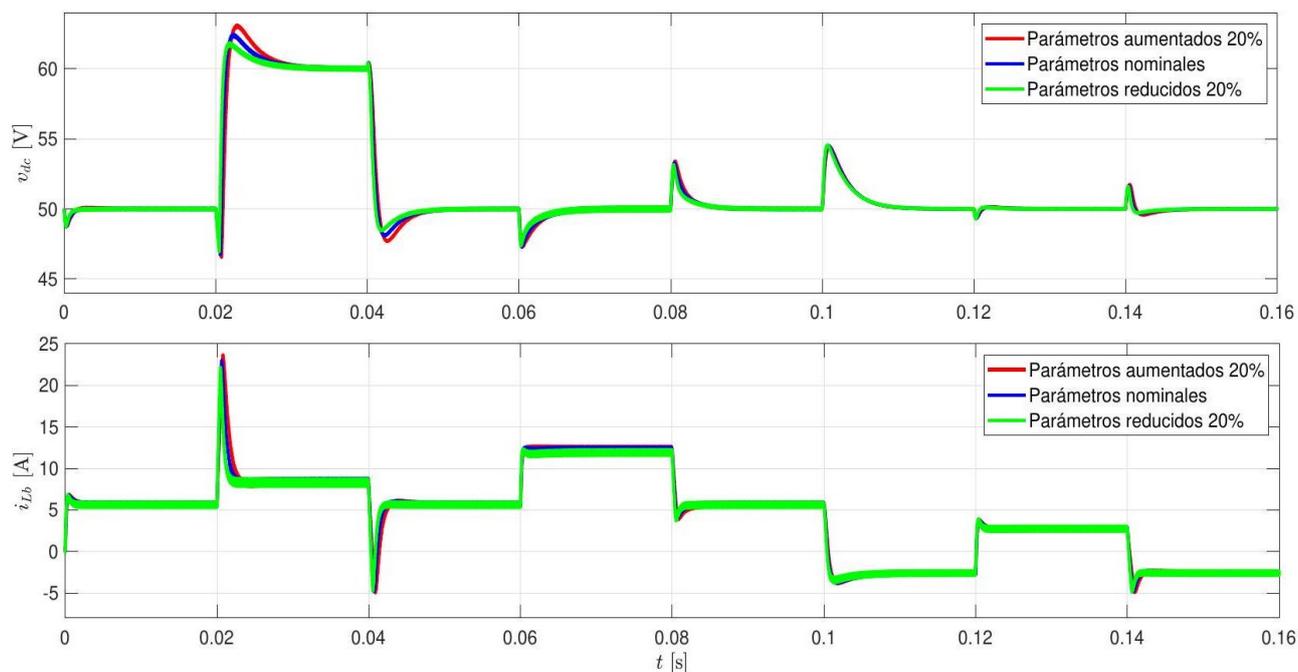


Figura 4. Respuesta del convertidor ante variaciones paramétricas, cambios de referencia y variaciones de carga. Arriba: tensión de salida. Abajo: corriente en el inductor.

Por último, se realizó un segundo ensayo que consiste en comprobar el desempeño de la estrategia de control propuesta ante variaciones paramétricas. Para ello se realiza una variación en el valor nominal del inductor (L_b), en el banco de capacitores de salida (C_{dc}), en la resistencia interna (R_b) y en el estado de carga (SoC, State of Charge) del banco de baterías. La Fig. 4 (arriba) muestra la respuesta obtenida en la tensión de salida. Se observa que frente a las perturbaciones aplicadas (cambios de referencia y de carga), la tensión de salida posee la dinámica deseada, no presenta error en estado estable ni sobrepaso considerable, siendo el más significativo (2,9 V) el obtenido al aplicar el cambio de referencia en $t = 20$ ms. Con lo anterior se comprueba que, a medida que se incrementa el valor de los parámetros del convertidor, el sistema continúa manteniendo su estabilidad, a costa de un ligero incremento en el sobrepaso y el tiempo de asentamiento. La Fig. 4 (abajo) muestra la corriente en el inductor del convertidor. Se observa que, para todos los casos, la corriente logra establecerse en un valor constante, presentando pequeños sobrepasos al aplicar cambios de carga, y un sobrepaso mayor al efectuar el escalón de tensión de referencia. De esta manera, se verifica que la estrategia de control no lineal presenta robustez frente a variaciones paramétricas, permitiendo que la variable a controlar alcance su valor de referencia, a la vez que cumple con las especificaciones de diseño propuestas.

CONCLUSIONES

En este trabajo se diseñó una estrategia de control no lineal basada en FL para un convertidor DC-DC bidireccional que interconecta un banco de baterías que alimenta una barra de corriente continua en una MG de DC. La estrategia de control propuesta regula la tensión de salida en un valor deseado, obteniendo un buen desempeño dinámico, a la vez que asegura la estabilidad del sistema ante perturbaciones tales como

cambios de referencia, variaciones de cargas resistivas, conexión de CPL, e incluso variaciones paramétricas. Los resultados de simulación obtenidos validan el desempeño de la estrategia de control propuesta, ya que muestran que la tensión de salida se establece en su valor de referencia cumpliendo con el tiempo de asentamiento previsto sin presentar error en estado estacionario, a la vez que se comprueba el funcionamiento del convertidor bidireccional en ambos modos de operación, tanto para entregar energía a la carga como para efectuar la carga del banco de baterías. Asimismo, se verifica que la estrategia de control presentada en este trabajo posee un mejor desempeño dinámico para distintos puntos de operación, respecto al obtenido mediante la utilización de un controlador PI. Como oportunidad de mejora se pretende reducir los picos de corriente en el inductor, para preservar la vida útil del banco de baterías. Además, se propone realizar ensayos experimentales que reflejen lo obtenido en los resultados de simulación.

REFERENCIAS

- [1] L. Kristov, (2019) "*The Bottom-Up (R)Evolution of the Electric Power System: The Pathway to the Integrated-Decentralized System*" IEEE Power and Energy Magazine, vol. 17, no. 2, pp. 42-49, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/MPE.2018.2885204>
- [2] M. H. Saeed, W. Fangzong, B. A. Kalwar, and S. Iqbal, (2021) "*A Review on Microgrids' Challenges and Perspectives*" IEEE Access, vol. 9, pp. 166502-166517, 2021. [Online]. Available: <https://ieeexplore.ieee.org/document/9648165/>
- [3] H. Zou, S. Mao, Y. Wang, F. Zhang, X. Chen, and L. Cheng, (2019) "*A Survey of Energy Management in Interconnected Multi-Microgrids*" IEEE Access, vol. 7, pp. 72 158-72 169, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2920008>
- [4] M. Ganjian-Aboukheili, M. Shahabi, Q. Shafiee, and J. M. Guerrero, (2020) "*Seamless Transition of Microgrids Operation From Grid-Connected to Islanded Mode*" IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 11, no. 3, pp. 2106-2114, 2020. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/TSG.2019.2947651>
- [5] N. R. Tummuru, U. Manandhar, A. Ukil, H. B. Gooi, S. K. Kollimalla, and S. Naidu, (2019) "*Control strategy for AC-DC microgrid with hybrid energy storage under different operating modes*" International Journal of Electrical Power and Energy Systems, vol. 104, no. March 2018, pp. 807-816, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.07.063>
- [6] H. Abdelgawad and V. K. Sood, (2019) "*A Comprehensive Review on Microgrid Architectures for Distributed Generation*" in 2019 IEEE Electrical Power and Energy Conference (EPEC), 2019, pp. 1-8. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/EPEC47565.2019.9074800>
- [7] P. S. Kumar, R. P. S. Chandrasena, V. Ramu, G. N. Srinivas, and K. V. S. M. Babu, (2020) "*Energy Management System for Small Scale Hybrid Wind Solar Battery Based Microgrid*" IEEE Access, vol. 8, pp. 8336-8345, 2020. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.2964052>
- [8] X. Li and S. Wang, (2021) "*Energy management and operational control methods for grid battery energy storage systems*" CSEE Journal of Power and Energy Systems, vol. 7, no. 5, pp. 1026-1040, 2021. [Online]. Available: <https://doi.org/10.17775/CSEJEPES.2019.00160>
- [9] S. A. Gorji, H. G. Sahebi, M. Ektesabi, and A. B. Rad, (2019) "*Topologies and Control Schemes of Bidirectional DC-DC Power Converters: An Overview,*" IEEE Access, vol. 7, pp. 117997-118019, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2937239>
- [10] I. Iskender and N. Genc, (2020) "*Power Electronic Converters in DC Microgrid*" in Power Systems. Springer Verlag, 2020, pp. 115-137. [Online]. Available: https://doi.org/10.1007/978-3-030-23723-3_6
- [11] P. Odo, (2020) "*A Comparative Study of Single-phase Non-isolated Bidirectional dc-dc Converters Suitability for Energy Storage Application in a dc Microgrid*" in 2020 IEEE 11th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2020, pp. 391-396. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/PEDG48541.2020.9244351>
- [12] C. Parthasarathy, H. Hafezi, and H. Laaksonen, (2020) "*Lithium-ion BESS Integration for Smart Grid Applications - ECM Modelling Approach*" in 2020 IEEE Power & Energy Society Innovative Smart Grid Technologies Conference (ISGT), 2020, pp. 1-5. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/ISGT45199.2020.9087741>

- [13] S. Hajari and O. Ray, (2020) "*Operation and Control of Integrated Dual-Output Converter interfacing non-linear loads*" in 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), pp. 1-6. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/PEDES49360.2020.9379504>
- [14] F. Serra, G. Magaldi, L. Martin Fernandez, G. Larregay, and C. De Angelo, (2018) "*IDA-PBC controller of a DC-DC boost converter for continuous and discontinuous conduction mode*" IEEE Latin America Transactions, vol. 16, no. 1, pp. 52-58. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/TLA.2018.8291454>
- [15] E. M. Asensio, G. A. Magallán, C. H. De Angelo, and F. M. Serra, (2020) "Energy Management on Battery/Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System based on Adjustable Bandwidth Filter and Sliding-mode Control," Journal of Energy Storage, vol. 30, p. 101569. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1016/j.est.2020.101569>
- [16] R. Mahmud, M. A. Hossain, and H. Pota, (2020) "*Robust Nonlinear Controller Design for Islanded Photovoltaic System with Battery Energy Storage*" in 2020 IEEE International Conference on Power Electronics, Smart Grid and Renewable Energy (PESGRE 2020), pp. 1-6. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/PESGRE45664.2020.9070490>
- [17] Q. Xu, N. Vafamand, L. Chen, T. Dragicevic, L. Xie, and F. Blaabjerg, (2021) "*Review on Advanced Control Technologies for Bidirectional DC/DC Converters in DC Microgrids*" IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 9, no. 2, pp. 1205-1221. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2020.2978064>
- [18] S. Arora, P. Balsara, and D. Bhatia, (2018) "*Input-Output Linearization of a Boost Converter With Mixed Load (Constant Voltage Load and Constant Power Load)*," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 1, pp. 815-825. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2813324>
- [19] A. K. Pati and N. C. Sahoo, (2019) "*A novel power quality enhancement scheme for three-phase differential boost inverter-based grid-connected photovoltaic system with repetitive and feedback linearizing control*" International Transactions on Electrical Energy Systems, vol. 29, no. 5, pp. 1-25, 2019. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1002/2050-7038.2832>
- [20] T. Miao, X. Liu, S. Liu, and L. Wang, (2021) "*A New Control Strategy for Bi-directional DC/DC Converter in DC Microgrid*," E3S Web of Conferences, vol. 233, pp. 6-9. [Online]. Available: <https://doi.org/10.1051/e3sconf/202123301051>
- [21] G. L. Magaldi, F. M. Serra, C. H. de Angelo, O. D. Montoya, and D. A. Giral-Ramírez, (2021) "*Voltage Regulation of an Isolated DC Microgrid with a Constant Power Load: A Passivity-based Control Design*" Electronics, vol. 10, no. 17, pp. 1-12, 2021. [Online]. Available: <https://doi.org/10.3390/electronics10172085>
- [22] F. Alyoussef and I. Kaya, (2019) "*A review on nonlinear control approaches: sliding mode control backstepping control and feedback linearization control.*" in International Engineering and Natural Sciences Conference (IENSC 2019), 2019, pp. 608-619
- [23] K. Ogata, (2010) *Modern Control Engineering*, 5th ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall.