

# Control no lineal de un convertidor *buck* que alimenta una carga de potencia constante

## Non linear control of a buck converter which feeds a constant power load

Kevin O. Pavez, Francisco D. Esteban, Fernando A. Mezzano y Federico M. Serra

Laboratorio de Control Automático (LCA), Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias, Universidad Nacional de San Luis (FICA - UNSL), Villa Mercedes, San Luis, Argentina

Kevinpavez97@gmail.com, festeban@unsl.edu.ar, famezzano@unsl.edu.ar, fmserra@unsl.edu.ar

**CientiFICA N°1**  
Año: 2024  
pp. 158 – 168

### Historial del Artículo

**Recibido:**

19/04/2024

**Enviado revisión:**

20/04/2024

**Aceptado:**

24/04/2024

### Área temática:

Electrónica y sistemas inteligentes

**Resumen:** En este trabajo se desarrolla una estrategia de control no lineal para un convertidor electrónico de potencia DC-DC reductor (convertidor *buck*) que alimenta una carga de potencia constante. Debido a la no linealidad que introduce la carga de potencia constante en el modelo matemático del convertidor, las estrategias de control lineales pueden no ser efectivas a la hora de estabilizar el sistema a lazo cerrado y/o su desempeño puede verse afectado. Por este motivo, la estrategia de control propuesta se diseña utilizando la técnica no lineal de linealización por realimentación entrada-estado. Primeramente, se desarrolla el modelo matemático del convertidor *buck* y se muestra cómo la adición de una carga de potencia constante afecta la dinámica del mismo, volviendo su modelo matemático en no lineal. Luego, se detalla en qué consiste la estrategia de linealización por realimentación entrada-estado y se desarrolla el controlador utilizando dicha estrategia. Finalmente, se verifica el desempeño del controlador mediante resultados de simulación utilizando el software *Simulink* de *Matlab*. Las simulaciones llevadas a cabo muestran que el controlador es capaz de regular la tensión de salida del convertidor en un valor de referencia sin error en estado estable. Además, el mismo es robusto ante variaciones paramétricas y ante cambios de carga y de tensión de entrada del convertidor.

### Palabras Claves:

Convertidor *buck*, carga de potencia constante, linealización por realimentación.

### Keywords:

buck converter, constant power load, feedback linearization

**Abstract:** In this work, a non linear control strategy for a DC-DC buck converter which feeds a constant power load is developed. Due to the non-linearity that the constant power load introduces in the mathematical model of the converter, many linear control strategies might be unable to stabilize the closed loop system or their behavior might be affected. Because of this, a controller designed using the input-state feedback linearization technique is proposed. Firstly, the mathematical model of the buck converter is developed and the effect of the constant power load over it is shown. Later, the input-state feedback linearization technique is explained and the controller is developed using such technique. Finally, the performance of the controller is verified using Simulink. The simulations show that the controller is able to regulate the output voltage of the converter without steady-state error. On top of that, the controller is robust against parametric variations, change of load and input voltage.

## INTRODUCCIÓN

El desarrollo que los dispositivos electrónicos de potencia han sufrido en los últimos años ha ampliado el área de aplicación de los sistemas de conversión de energía hacia sectores tales como: transporte aéreo [1], marítimo [2] y aeroespacial [3]), vehículos eléctricos [4], comunicaciones [5], energías renovables [6], entre otros. Una de las aplicaciones más recientes, en relación con las energías renovables, son las microrredes, en donde los convertidores de potencia son la principal unidad procesadora de energía [2]. Una microrred, tal y como se muestra en la Fig. 1, es una combinación de sistemas generadores de energía, cargas eléctricas de diferentes tipos y elementos almacenadores de energía. Los elementos que componen una microrred están interconectados mediante convertidores de potencia trabajando a lazo cerrado, según se observa en la Fig. 2. Sin embargo, cuando los convertidores de potencia operan a lazo cerrado, pueden llegar a comportarse como una carga de potencia constante (**CPL**, *Constant Power Load*) y exhibir, en su entrada, una impedancia negativa [7], tal como se muestra en la Fig. 3. Esto implica que, cuando la tensión de entrada aumenta, su corriente de entrada disminuye; y, cuando la tensión de entrada disminuye, su corriente de entrada aumenta. Esto puede provocar problemas de estabilidad en los convertidores que se encuentran trabajando como fuente (ver Fig. 2) [2].

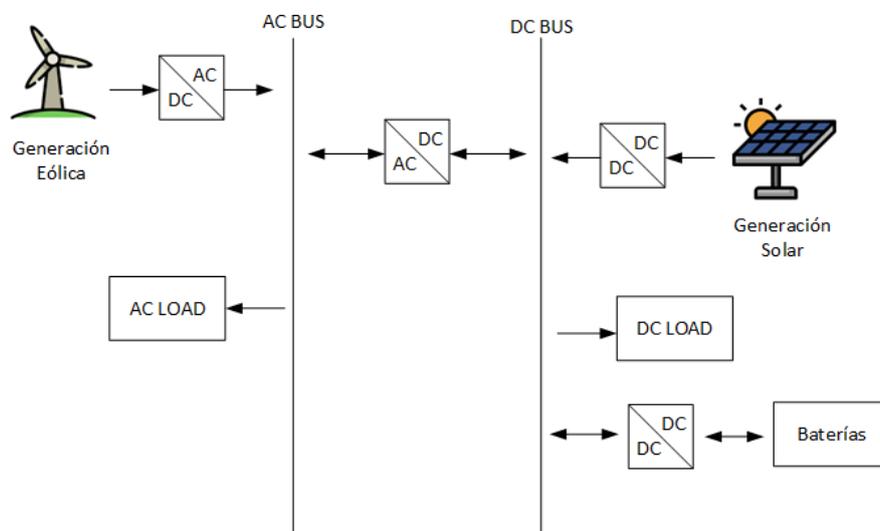


Figura 1. Configuración típica de una microrred.

Cuando se diseñan estrategias de control para convertidores de potencia, se analiza la estabilidad para cada convertidor de manera individual [4]. Sin embargo, cuando varios convertidores trabajan de manera conectada, no hay garantía de que dicho sistema vaya a ser estable [7]. Es por este motivo que, cuando se diseñan estrategias de control para convertidores, resulta útil evaluar el desempeño del controlador para el caso en el que el convertidor alimente a una CPL.

Los métodos de control más utilizados para regular la tensión de salida de convertidores DC-DC (**DC**, *Direct Current*) involucran controladores lineales del tipo proporcional, integral y derivativo (**PID**, *Proportional Integral Derivative*) [10]. El problema con estos tipos de controladores es que solo trabajan de manera satisfactoria alrededor del punto de operación especificado [10]. Además, la adición de una CPL a la salida de un convertidor incrementa el grado de no linealidad del mismo [5]. Por este motivo, resulta recomendable utilizar técnicas de control no lineales.

En [11] se presenta una estrategia de control para un convertidor buck que utiliza dos lazos de control: uno de tensión, diseñado mediante técnicas lineales; y otro de corriente, diseñado mediante la técnica no lineal de control por modos deslizantes (**SMC**, *Sliding Mode Control*). La estrategia propuesta permite regular la tensión de salida del convertidor y es válida incluso ante cambios en la tensión de entrada o en la resistencia de carga, aunque no tiene en cuenta el caso CPL.

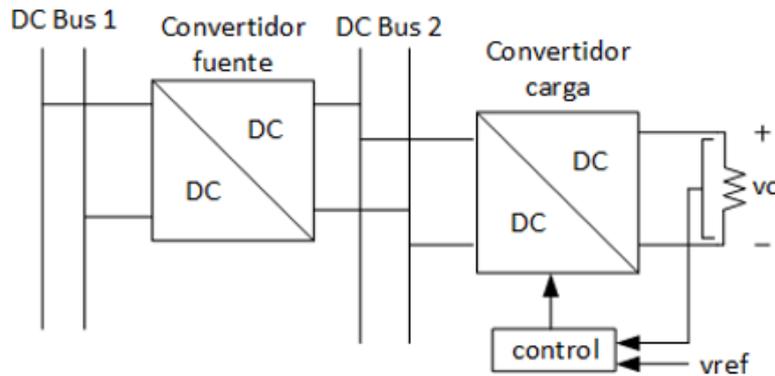


Figura 2. Conexión en cascada de dos convertidores.

En [12] se diseña un control basado en pasividad (**PBC**, *Passivity Based Control*) para un convertidor *buck* que alimenta una CPL. El controlador diseñado logra regular la tensión de salida en el valor de referencia, aunque no se comprobó el desempeño del controlador ante cambios de referencia o de la potencia de la CPL.

En [5] se presenta una estrategia de control para un convertidor *buck* que alimenta una CPL. La estrategia es diseñada mediante la técnica de linealización por realimentación (**FL**, *Feedback Linearization*) y utiliza un observador no lineal de orden reducido para estimar la potencia de la CPL y su primera derivada. La adición del observador logra mejorar el desempeño del controlador ante cambios en la potencia de la CPL, aunque incrementa la complejidad del mismo.

En este trabajo se propone una estrategia de control para un convertidor *buck* que alimenta una CPL. La estrategia de control propuesta permite regular la tensión de salida del convertidor, asegurando la estabilidad del mismo. El controlador diseñado logra un buen desempeño dinámico ante cambios de referencia, de tensión de entrada, de potencia de salida y de parámetros del convertidor. Debido a la no linealidad que introduce la CPL en el sistema, la estrategia de control es diseñada utilizando una técnica de control no lineal basada en FL y el buen desempeño de la misma es validado mediante resultados de simulación.

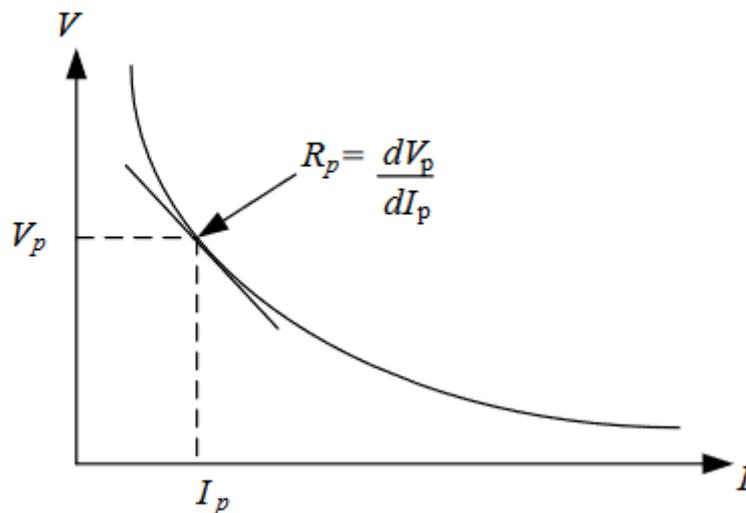


Figura 3. Característica tensión – corriente de una carga de potencia constante.

## DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El esquema eléctrico del convertidor *buck* considerado se muestra en la Fig. 4, en donde la CPL fue reemplazada por una fuente de corriente controlada cuya corriente equivale a  $\frac{P_o}{v_o}$ , siendo  $P_o$  la potencia de la CPL y  $v_o$  la tensión de salida del convertidor. Para diseñar la estrategia de control se emplea el modelo matemático promediado en el espacio de estados del convertidor, el cual equivale a:

$$L \frac{di_L}{dt} = V_i u - v_o, \quad (1)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{P_o}{v_o}, \quad (2)$$

donde:  $V_i$  es la tensión de entrada,  $L$  es la inductancia del inductor de salida,  $C$  es la capacitancia del capacitor de salida,  $i_L$  es el promedio de la corriente en el inductor y  $u$  es la señal de control, que varía de forma continua entre 0 y 1.

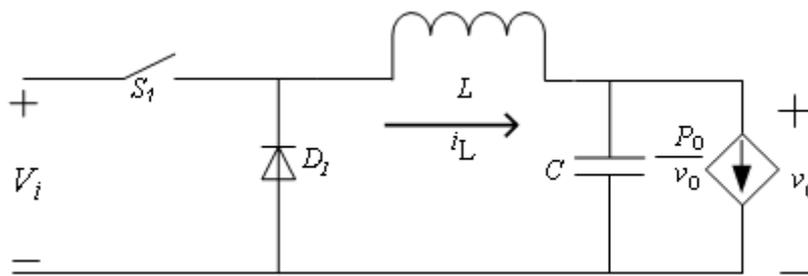


Figura 4. Diagrama eléctrico del convertidor buck.

## ESTRATEGIA DE CONTROL PROPUESTA

### Ley de control no lineal

La estrategia de control es diseñada mediante la técnica de FL. Esta estrategia permite transformar el modelo matemático de un sistema no lineal en uno equivalente lineal y controlable mediante una transformación de coordenadas que cancela las no linealidades del sistema original [6].

Inicialmente, se define la salida del sistema en las nuevas coordenadas:

$$Z_1 = C v_o. \quad (3)$$

Para incluir la dinámica de la salida, derivamos (3) respecto al tiempo.

$$\frac{dZ_1}{dt} = \frac{C dv_o}{dt} = Z_2, \quad (4)$$

reemplazando  $\frac{dv_o}{dt}$  de (2) en (4).

$$\frac{dZ_1}{dt} = i_L - \frac{P_o}{v_o} = Z_2. \quad (5)$$

Como la entrada de control,  $u$ , no aparece en (5), se continúa derivando respecto al tiempo.

$$\frac{dZ_2}{dt} = \frac{di_L}{dt} - \frac{d}{dt} \left( \frac{P_o}{v_o} \right), \quad (6)$$

despejando  $\frac{di_L}{dt}$  de (1),  $\frac{dv_o}{dt}$  de (2) y reemplazando en (6).

$$\frac{dZ_2}{dt} = \frac{uV_i - v_o}{L} + \frac{P_o}{v_o^2} \left( \frac{i_L}{C} - \frac{P_o}{Cv_o} \right) = w, \quad (7)$$

donde  $w$  es la entrada de control del nuevo sistema linealizado. La relación entre la entrada de control del sistema linealizado,  $w$ , y la entrada de control del convertidor,  $u$ , se obtiene a partir de (7) y resulta:

$$u = \frac{1}{V_i} \left( Lw + v_o - \frac{LP_o i_L}{Cv_o^2} + \frac{LP_o^2}{Cv_o^3} \right). \quad (8)$$

Debido a que la entrada de control aparece en la segunda derivada de (3), la salida elegida presenta grado relativo  $r = 2$ , que coincide con el orden del sistema  $n = 2$ ; por lo tanto, no hay presencia de dinámica de los ceros en el sistema a lazo cerrado, evitando de esta manera posibles problemas de estabilidad [13].

El modelo en el espacio de estados del nuevo sistema linealizado resulta:

$$\begin{bmatrix} \frac{dZ_1}{dt} \\ \frac{dZ_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} w. \quad (9)$$

Dado que el sistema (9) es lineal y controlable, se diseña sobre este sistema un control por realimentación de estados más integrador (Fig. 5) con el objetivo de satisfacer los requerimientos de desempeño sobre la tensión de salida del convertidor.

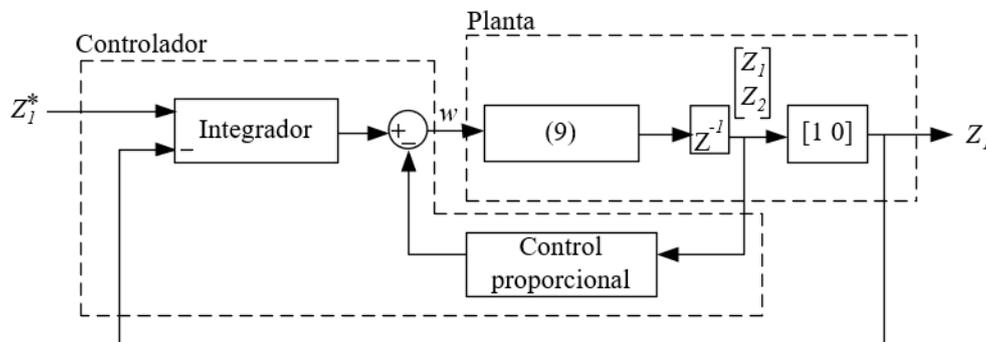


Figura 5. Control por realimentación de estados más integrador para el sistema linealizado.

donde  $Z_1^*$  es el valor de referencia para  $Z_1$  y se escoge, según (3), de la siguiente forma:

$$Z_1^* = Cv_o^*, \quad (10)$$

donde  $v_o^*$  es el valor de referencia para la tensión de salida del convertidor.

Observando la expresión de la ley de control (8), vemos que ésta depende de los parámetros del convertidor ( $L$ ,  $C$  y  $V_i$ ), de las variables de estado del mismo  $v_o$  e  $i_L$  y de la potencia de la CPL,  $P_o$ . En [5] se desarrolla una estrategia de control para un convertidor buck utilizando FL. En dicho trabajo, se diseña e implementa un observador no lineal de orden reducido para estimar  $P_o$ , su primera derivada y realimentar al controlador con ambas variables estimadas. En este trabajo, con el objeto de hacer más simple el diseño del controlador, se opta por considerar constante a  $P_o$  y, por ende, cero a su primera derivada. A pesar de considerar constante a  $P_o$ , los resultados de simulación muestran que el controlador presenta un buen desempeño incluso ante cambios de carga.

## Discretización de la planta

Como esta estrategia de control pretende ser implementada en un controlador de señales digitales (**DSC**, *Digital Signal Controller*), el controlador es diseñado utilizando técnicas discretas. Para ello, se debe discretizar el sistema (9). La discretización se lleva a cabo utilizando una retención de orden cero y una frecuencia de muestreo igual a la frecuencia de conmutación del convertidor (ver Tabla 1). Al discretizar el sistema (9) se obtiene

$$\begin{bmatrix} Z_1(k+1) \\ Z_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1(k) \\ Z_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ T_s \end{bmatrix} w(k), \quad (11)$$

donde  $T_s$  es el tiempo de muestreo y  $k$  es el número de muestra:  $k = 0, 1, 2, \dots$  etc.

Por otra parte, la entrada de control  $u$  dada por (8) es también discretizada, resultando:

$$u(k) = \frac{1}{V_i} \left( Lw(k) + v_o(k) - \frac{LP_o i_L(k)}{Cv_o(k)^2} + \frac{LP_o^2}{Cv_o(k)^3} \right). \quad (12)$$

Para calcular las variables de estado en el dominio discreto del sistema linealizado, se utilizan las siguientes expresiones:

$$Z_1(k) = Cv_o(k), \quad (13)$$

$$\frac{dZ_2(k)}{dt} = C \frac{v_o(k) - v_o(k-1)}{T_s} \quad (14)$$

## Cálculo de ganancias

Las ganancias del controlador de la Fig. 5 se calculan utilizando la técnica detallada en [9, pp. 460-464]. Para lograr un tiempo de asentamiento en la tensión de salida de 1 ms y una respuesta sin sobrepaso ni oscilaciones, los polos del sistema a lazo cerrado se ubicaron en las posiciones  $p = [0,75 \quad 0,755 \quad 0,76]$ . Por lo tanto, los valores para las ganancias proporcional e integral resultan en (15) y (16), respectivamente.

$$K_p = [3,95 \cdot 10^8 \quad 0,0003 \cdot 10^8], \quad (15)$$

$$K_i = 3,675 \cdot 10^7 \quad (16)$$

## Algoritmo de control

El algoritmo de control se resume a continuación:

- Se mide  $v_o$  y se calculan  $Z_1(k)$  y  $Z_2(k)$  utilizando (13) y (14).
- Se introduce al controlador de la Fig. 5  $Z_1$ ,  $Z_2$  y  $Z_1^*$ .
- A partir de la señal de control  $w(k)$  calculada por el controlador, se calcula  $u(k)$  utilizando (12).
- Se aplica una señal modulada por ancho de pulso (**PWM**, *Pulse Width Modulation*) con un ancho de pulso igual a la señal de control calculada.

El algoritmo de control se puede visualizar en la Fig. 6.

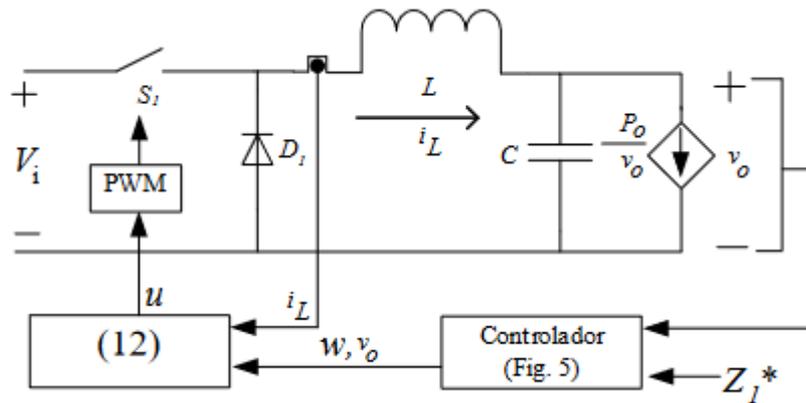


Figura 6. Esquema de control propuesto.

## RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Con el fin de validar la propuesta de control, en este trabajo se propusieron cuatro ensayos de simulación, los mismos fueron llevados a cabo mediante el software *Simulink* de *Matlab*. La llave  $S_1$  y el diodo  $D_1$  de la Fig. 6 fueron reemplazados por dispositivos semiconductores MOSFET's de canal N con una resistencia interna  $R_d = 100m\Omega$ . En la Tabla 1 se muestran los parámetros de funcionamiento del convertidor utilizados en las simulaciones.

Tabla 1: Parámetros del convertidor

Parámetro	$V_i$	$L$	$C$	$P_o$	$f_s$
Valor	60V	1,65mH	4,7 $\mu$ F	50W	50kHz

donde  $f_s$  es la frecuencia de conmutación del convertidor,  $V_i$  es la tensión de entrada y  $P_o$  es la potencia de la CPL.

El primer ensayo tiene una duración de 50ms y consiste en un cambio de referencia de la tensión de salida de 50 V a 30 V en  $t = 50ms$ .

En la Fig. 7 (arriba) se muestra la respuesta obtenida en la tensión de salida. Al producirse el cambio de referencia en  $t = 50ms$ , esta alcanza el nuevo valor de referencia en 0,6ms, y no presenta oscilaciones amortiguadas ni sobrepasos.

La Fig. 7 (centro) muestra la respuesta obtenida en la corriente de salida,  $i_o$ , y en la corriente en el inductor,  $i_L$ , del convertidor. De forma análoga a la tensión de salida, al producirse el cambio de referencia en  $t = 50ms$ , ambas corrientes alcanzan su nuevo valor en 0,6 ms aproximadamente, sin oscilaciones ni sobrepasos. Se observa que, al disminuir la tensión de salida, la corriente de salida aumenta, demostrando de esta manera la impedancia de entrada negativa que presentan las cargas de potencia constante.

Finalmente, la Fig. 7 (abajo) muestra la potencia de salida del convertidor (igual a la potencia de la CPL). Se observa que, durante todo el ensayo, la potencia de salida permanece constante, con un leve incremento del *ripple* luego del cambio de referencia, debido al aumento del *ripple* en la tensión de salida (Fig. 7 arriba) y al ancho de banda finito del controlador.

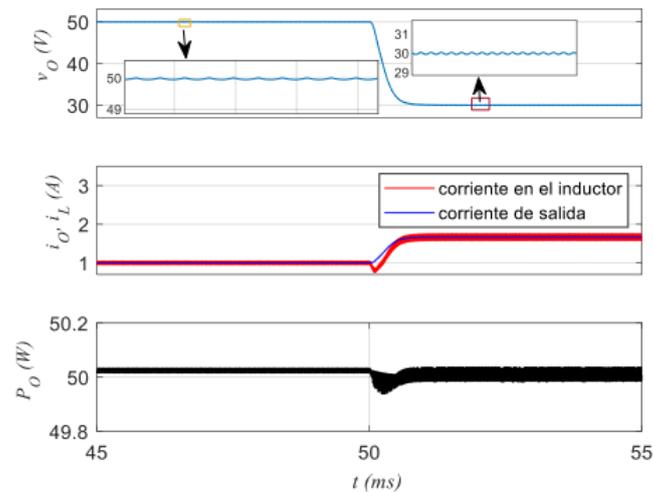


Figura 7. Respuesta del convertidor ante un cambio en la referencia de voltaje de salida. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente de salida y corriente en el inductor. Abajo: potencia de salida.

Seguidamente, con el fin de validar el desempeño de la estrategia de control ante cambios de carga, se realiza un segundo ensayo que consiste en cambiar la potencia de la CPL de 50 a 40 W en  $t = 50\text{ms}$ . En este ensayo, la referencia de voltaje de salida permanece constante en 50V.

La Fig. 8 (arriba) muestra la respuesta de la tensión de salida. Al producirse el cambio en la potencia de salida en  $t = 50\text{ms}$ , la tensión vuelve a su valor de referencia en 0,6 ms, con un sobrepaso de 1,9 V. Al producirse el escalón de potencia en  $t = 50\text{ms}$ , la corriente de salida y en el inductor disminuyen y alcanzan su nuevo valor estable en 0,6 ms aproximadamente (Fig. 8 (centro)). Finalmente, en la Fig. 8 (abajo), se muestra el escalón en la potencia de salida del convertidor

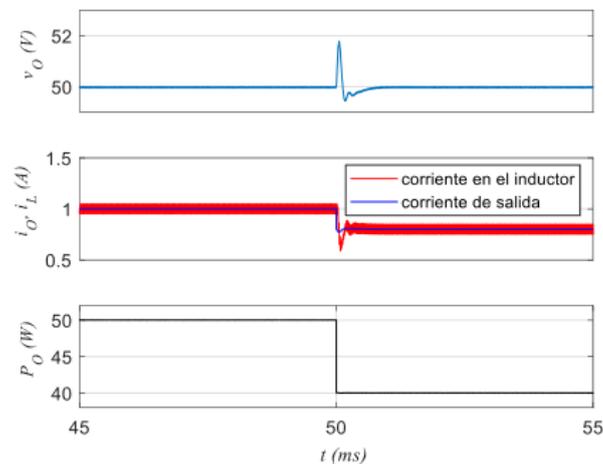


Figura 8. Respuesta del convertidor ante un cambio en la potencia de salida del mismo. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente de salida y en el inductor. Abajo: potencia de salida.

Luego se realiza un tercer ensayo que consiste en cambiar la tensión de entrada del convertidor de 60 a 50V en  $t = 50\text{ms}$ . Durante todo este ensayo, la referencia de voltaje permanece constante en 40V y la potencia de la CPL, en 50 W.

En la Fig. 9 (arriba) se observa que la tensión de salida regresa, luego de aplicar el cambio en la tensión de entrada en  $t = 50\text{ms}$ , a su valor de referencia en 0,6ms aproximadamente. De forma similar, la corriente de salida y en el inductor se estabilizan al cabo de 0,6 ms (ver Fig. 9 (centro)). Por último, en la Fig. 9 (abajo) se muestra la potencia de salida del convertidor durante todo el ensayo. Se observa que la misma permanece

constante, con una leve disminución del *ripple* luego del escalón de voltaje de entrada en  $t = 50ms$ . Esta disminución del *ripple* de potencia se debe a una disminución del ripple del voltaje de salida del convertidor (ver Fig. 9 (arriba)).

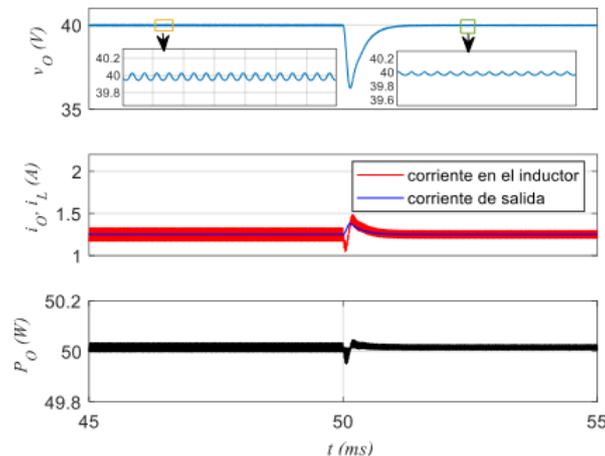


Figura 9. Respuesta del convertidor ante un cambio en la tensión de entrada del mismo. Arriba: tensión de salida. Centro: corriente de salida. Abajo: potencia de salida.

Luego, para validar el desempeño del controlador propuesto, se realiza un cuarto ensayo que consiste en variar los parámetros de  $L$  y  $C$ .

En la Fig. 10 se observan las curvas de  $v_o$ ,  $i_L$  y  $P_o$  para valores nominales de  $L$  y  $C$  (curvas azules), con valores de  $L$  y  $C$  aumentados un 25% (curvas rojas) y con valores de  $L$  y  $C$  reducidos un 25% (curvas negras).

Se observa que en los tres casos el sistema es estable y presenta un buen desempeño dinámico. La única diferencia es un leve aumento del nivel de *ripple* en el caso cuando los valores de  $L$  y  $C$  son un 25% menor respecto a los valores cargados en el controlador.

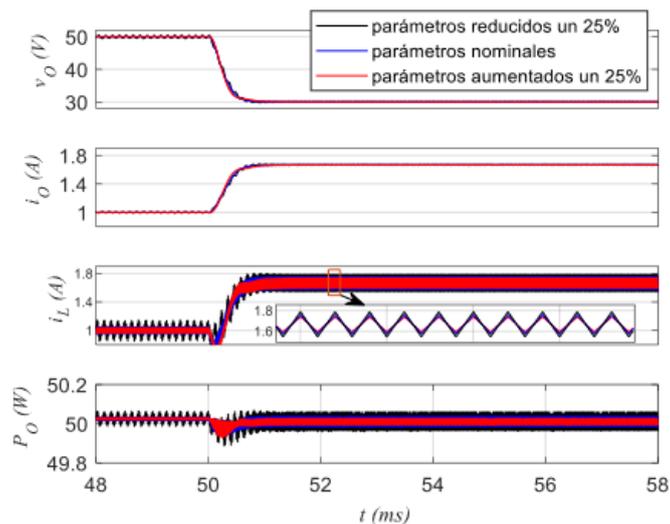


Figura 10. Respuesta del convertidor ante un cambio de referencia para valores nominales de  $L$  y  $C$  (curvas azules), con valores de  $L$  y  $C$  aumentados un 25% (curvas rojas) y con valores de  $L$  y  $C$  reducidos un 25% (curvas negras). Arriba: tensión de salida. Centro arriba: corriente de salida. Centro abajo: corriente en el inductor. Abajo: potencia de salida.

## CONCLUSIONES

En este trabajo se propuso una estrategia de control para un convertidor *buck* que tiene como carga una CPL. Debido a que el modelo matemático del convertidor con una CPL como carga resulta en un modelo no lineal, la estrategia de control fue diseñada mediante la técnica no lineal de linealización por realimentación.

Observando la ecuación de control, se observa que es necesario conocer (además de los parámetros del convertidor y sus variables de estado) la potencia de la CPL. Una forma de conocer  $P_o$  es medir, junto con  $v_o$ ,  $i_o$  y realizar el producto entre ambas. En [5] este problema se soluciona con un observador de estados no lineal de orden reducido que estima el valor instantáneo de  $P_o$ . Con el objetivo de reducir la complejidad del controlador y el número de sensores a utilizar, en este trabajo se considera que la potencia de la CPL es un valor constante y conocido.

Los resultados de simulación obtenidos permiten validar la estrategia propuesta, ya que se obtuvo un controlador que permite estabilizar y regular la tensión de salida del convertidor en su valor de referencia. La respuesta obtenida no presenta error en estado estacionario, posee una respuesta transitoria del tipo sobre amortiguada y un tiempo de asentamiento de 0,6 ms. Además, como muestran las Fig. 8 y 10, el controlador diseñado es válido incluso ante cambios en la tensión de entrada del convertidor y en los parámetros del convertidor.

Adicionalmente, y a pesar de que la potencia de la CPL no se mide ni se estima, el controlador es válido incluso ante cambios de esta, tal como muestra la Fig. 10.

Como trabajo futuro, se propone implementar el controlador diseñado en un DSC, utilizando como carga un convertidor de potencia diseñado específicamente para que se comporte como un. En última instancia, las conclusiones deben resaltar la importancia y la contribución del estudio al cuerpo existente de literatura científica.

## AGRADECIMIENTOS

Los autores agradecen el apoyo brindado por la Universidad Nacional de San Luis (UNSL), el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), y la Red Temática 723RT0150 "Red para la integración a gran escala de energías renovables en sistemas eléctricos (RIBIERSE-CYTED)" financiada por la convocatoria de Redes Temáticas del CYTED (Programa Iberoamericano de Ciencia y Tecnología para el Desarrollo) del año 2022.

## REFERENCIAS

- [1] A. Emadi and M. Ehsani, (2001) "*Multi-converter power electronic systems: definition and applications*," 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230), Vancouver, BC, Canada, 2001, pp. 1230-1236 vol.2, doi: 10.1109/PESC.2001.954287.
- [2] Suresh Singh, Aditya R. Gautam and Deepak Fulwani, (2017) "*Constant power loads and their effects in DC distributed power systems: A review*," Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 72, pp. 407–421.
- [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins (2009) *Electrónica de potencia convertidores, aplicaciones y diseño (3ª edición)*, McGrawHill.
- [4] A. B. Jusoh, (2004) "*The instability effect of constant power loads*," PECon 2004. Proceedings. National Power and Energy Conference, 2004., Kuala Lumpur, Malaysia, 2004, pp. 175-179.
- [5] J. A. Solsona, S. G. Jorge and C. A. Busada, (2010) "*Nonlinear Control of a Buck Converter Which Feeds a Constant Power Load*," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 12, pp. 7193-7201, Dec. 2010.
- [6] M. Kh. AL-Nussairi, R. Bayindir, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa and P. Siano, (2017) "*Constant Power Loads (CPL) with Microgrids: Problem Definition, Stability Analysis and Compensation Techniques*," Energies, vol. 10, no. 10, p. 1656, Oct. 2017.

- 
- [7] A. M. Rahimi, A. Khaligh and A. Emadi, (2006) "*Design and Implementation of an Analog Constant Power Load for Studying Cascaded Converters*," IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, France, pp. 1709-1714.
- [8] F. D. Esteban, F. M. Serra, C. De Angelo and O. D. Montoya, (2022) "*Control de un convertidor DC-DC con puentes duales activos para adaptar niveles de tensión en microrredes de DC usando linealización por realimentación*," 2022 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON), San Juan, Argentina.
- [9] Katsuhiko Ogata, (1996) *Sistemas de control en tiempo discreto (2ª edición)*, Prentice Hall.
- [10] Lynser, Ferrarison, Morningstar Sun, Maiarta Sungoh, Nuki Taggu, and Pushpanjalee Konwar, (2023) "*Comparative Analysis of Different Control Schemes for DC-DC Converter: A Review*." ADBU Journal of Electrical and Electronics Engineering (AJEEE) [Online], 2.1 (2018): 8-13. Web. 8 Jul..
- [11] M. Ahmed, M. Kuisma, K. Tolsa and P. Silventoinen, (2003) "*Implementing sliding mode control for buck converter*," IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03., Acapulco, Mexico, 2003, pp. 634-637 vol.2, doi: 10.1109/PESC.2003.1218129.
- [12] A. Kwasinski and P. T. Krein, (2007) "*Passivity-Based Control of Buck Converters with Constant-Power Loads*," 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Orlando, FL, USA, 2007, pp. 259-265, doi: 10.1109/PESC.2007.4341998.
- [13] H. Sira-Ramirez and R. Silva-Ortigoza, (2006) *Control design techniques in power electronics devices*, Springer.