

Nonlinear Control of a Buck Converter Feeding a Constant Power Load

J. Solsona, S. G. Jorge and C. Busada

Abstract— In this paper a nonlinear control strategy for controlling a dc/dc Buck converter feeding a constant power load is proposed. A feedback controller is combined with a feedforward strategy. A nonlinear reduced order observer is used for estimating the value of the power load and its time derivative. These estimated values are fed forward to the nonlinear feedback controller whose design is based on feedback linearization method. The proposed controller is tested via simulations and also, experimental results are presented.

Keywords— CPL, nonlinear control, feedforward compensation.

I. INTRODUCCIÓN

HOY en día se asiste a un cambio de paradigma en lo que se refiere a la forma de consumo de la energía eléctrica, tan necesaria para mantener la calidad de vida. Mientras que durante el siglo XX fue dominado por el diseño de sistemas de generación, transmisión y distribución de corriente alterna, preferentemente con grandes centrales de generación, alejadas de los centros de consumo, y con largas líneas de transmisión, es claro que en las últimas dos décadas la generación distribuida empieza a cobrar significativa importancia. La misma comienza a formar parte importante de la cantidad de energía generada para el consumo, en diferentes lugares. Este “nuevo” modelo recibe continuamente incentivos en los países industrializados y existen nuevas tecnologías que se están desarrollando con el propósito de mejorarlo [1].

El modelo de transmisión y distribución, preponderante, consistía en usar tensión alterna de forma de onda sinusoidal, donde los transformadores eran utilizados para cambiar los niveles de tensión. Sin embargo, en el nuevo escenario de distribución, no solamente es y será necesario modificar los niveles de tensión, sino también, la forma de la onda de la misma. Además, algunas de las tecnologías emergentes para la generación, tales como las celdas fotovoltaicas y las celdas de combustibles, son generadores de tensión continua. Esto da y dará lugar a la proliferación de convertidores electrónicos de tensión que permiten cumplir la función de conversión (ver [2] y referencias en ese trabajo).

También la forma de alimentación en los vehículos usados para el transporte está cambiando, principalmente por el advenimiento de los vehículos eléctricos [3].

Es por los motivos antes citados, que se ha incrementado notoriamente la cantidad de convertidores de tensión de cc que se diseñan para diferentes aplicaciones. En varias de estas

aplicaciones los convertidores actúan transfiriendo potencia a cargas de potencia constante. Esto sucede, por ejemplo, en aplicaciones de transporte [4]-[6], en sistemas de integración de generadores eólicos y solares [7][8] y en nanoredes de edificios y centros de datos [9].

Cuando los convertidores actúan sobre cargas de potencia constante, se presenta una característica de resistencia negativa que complica la situación desde el punto de vista de control. Los convertidores son sistemas inherentemente no lineales, pero podría decirse que una carga de potencia constante “aumenta” el grado de no linealidad [10].

En los últimos años, diferentes investigadores se han abocado a tratar este problema y han propuesto diversas técnicas de control con el objetivo de lograr un alto desempeño en los sistemas que incluyen convertidores cc alimentando cargas de potencia constante. Es posible encontrar en la literatura, diferentes estrategias no lineales para el diseño de controladores de realimentación, por ejemplo, la pseudolinealización [11], interconexión con asignación de amortiguamiento [12], control por modo deslizante [13][14], control difuso con Gain-Scheduling [15], amortiguamiento activo [16] y planitud [17].

Sin embargo, en este tipo de aplicaciones es posible mejorar el desempeño si se combina el controlador de realimentación con una estrategia de control feedforward que incluya en la señal de comando la información de los cambios que se suceden en la carga. Esto ha sido utilizado, por ejemplo, empleando la medición de la corriente de carga [18], pero en este caso es necesario contar con un medidor más en el esquema de control.

Una manera de evitar la medición de la corriente de carga, es reemplazar el valor de la misma por un valor estimado que se obtiene partir de las otras variables medidas. Por ejemplo, la estimación puede ser eficientemente calculada a través del empleo de observadores [19][20].

En este trabajo se propone una estrategia para controlar convertidores cc/cc que actúan sobre cargas de potencia constante. La estrategia permite obtener un buen desempeño en presencia de una carga de potencia constante desconocida. La ley se obtiene a partir de la linealización por realimentación, donde la transformación no lineal es función de la potencia de carga desconocida y su derivada. Por este motivo, se emplea un observador no lineal de orden reducido para estimarlas y emplearlas como una compensación feedforward en la ley de control. Esta compensación permite mejorar el desempeño frente a estrategias que solamente utilizan controladores por realimentación.

El trabajo está organizado de la siguiente manera: en la sección II se describe el sistema a controlar, en la sección III se presenta el controlador propuesto, suponiendo conocida la potencia de la carga. Luego, en la sección IV se desarrolla el observador que permite estimar la potencia de carga. La

J. Solsona, Universidad Nacional del Sur (UNS), Av. Alem 1253, (8000) Bahía Blanca, Argentina, jsolsona@uns.edu.ar

S. G. Jorge, Universidad Nacional del Sur (UNS), Av. Alem 1253, (8000) Bahía Blanca, Argentina, sebastian.gomezjorge@uns.edu.ar

C. Busada, Universidad Nacional del Sur (UNS), Av. Alem 1253, (8000) Bahía Blanca, Argentina, cbusada@uns.edu.ar

sección V resume el algoritmo de estimación y control, mientras que en la sección VI se presentan los resultados de simulación y experimentales. Por último, en la sección VII, se presentan las conclusiones.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

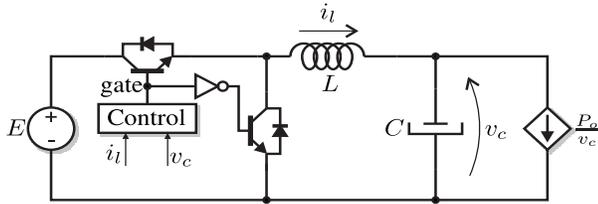


Figura 1. Esquema del sistema a controlar.

La Fig. 1 muestra el esquema del sistema a controlar. El mismo está compuesto por un convertidor Buck y un controlador, representado por el bloque "Control". El convertidor alimenta a una carga de potencia constante P_o , que es representada en la figura mediante una fuente de corriente controlada. El controlador requiere las mediciones de la tensión v_c y la corriente i_l . Se supondrá que la tensión de entrada E tiene baja impedancia, y por lo tanto, no se ve afectada por la demanda de la carga. Se supondrá además para el desarrollo de la estrategia de control, que el convertidor trabaja en modo de conducción continua.

El modelo de estados promediados del convertidor Buck, en modo de conducción continua, está dado por [6]:

$$L\dot{i}_l = Ed - v_c, \quad (1)$$

$$C\dot{v}_c = i_l - \frac{P_o}{v_c}, \quad (2)$$

donde d es el ciclo de trabajo del mismo. Para mejorar el rechazo a perturbaciones del controlador durante los transitorios de potencia de la carga, se supondrá que la potencia de la misma puede variar en forma lineal. Luego, la potencia de la carga puede modelarse mediante:

$$\dot{P}_o = m, \quad (3)$$

$$\dot{m} = 0. \quad (4)$$

A continuación se presenta el controlador propuesto para este sistema.

III. CONTROLADOR PROPUESTO

Se supondrá inicialmente que la potencia P_o de la carga y su derivada m son conocidas. Esta suposición será descartada luego. El control del convertidor se implementará mediante linealización por realimentación (feedback linearization) [21]. Para esto se definen las siguientes variables de estado:

$$z_1 = \frac{1}{2}Cv_c^2, \quad (5)$$

$$z_2 = i_l v_c - P_o. \quad (6)$$

Derivando estas ecuaciones y reemplazando con (1)-(4), el modelo del convertidor resulta:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_A \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}}_B w, \quad (7)$$

donde

$$w = \frac{1}{L} \left[Ev_c d + \frac{L}{c} \left(i_l^2 - \frac{i_l}{v_c P_o} \right) - v_c^2 \right] - m, \quad (8)$$

Para linealizar el modelo (7)-(9), se deben cancelar los términos no lineales en (8), eligiendo adecuadamente el ciclo de trabajo d . Esto puede lograrse definiendo la linealización por realimentación como

$$d = \frac{1}{Ev_c} \left[L(d_1 + m) + \frac{L}{c} \left(\frac{i_l}{v_c} P_o - i_l^2 \right) + v_c^2 \right], \quad (9)$$

donde d_1 es la entrada del sistema linealizado. Aplicando (9) en (7)-(8), el modelo linealizado del convertidor resulta

$$\dot{\bar{z}} = A\bar{z} + Bd_1. \quad (10)$$

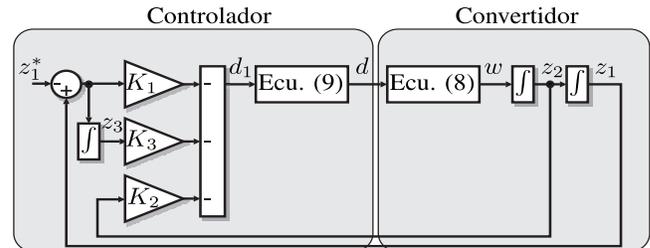


Figura 2. Realimentación completa de estados del convertidor linealizado.

Ahora pueden aplicarse técnicas de control clásico. En este artículo el control se realiza mediante una realimentación completa de estados, como se muestra en la Fig. 2. En esta figura, la señal z_1^* es la referencia de control, que se construye mediante

$$z_1^* = \frac{1}{2}Cv_c^{*2}, \quad (11)$$

donde v_c^* es la referencia de tensión deseada en el capacitor C . Además, se agregó un integrador al controlador, representado por el estado z_3 , para lograr error de estado estacionario nulo ante una referencia de cc. Con este estado adicional, a partir de (7), el sistema a lazo abierto está descrito por:

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} d_1. \quad (12)$$

De acuerdo a la Fig. 2, la realimentación está dada por:

$$d_1 = - \underbrace{[K_1 \quad K_2 \quad K_3]}_K \begin{bmatrix} z_1 - z_1^* \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Reemplazando (13) en (12), la dinámica de lazo cerrado del sistema queda determinada por los autovalores de

$$A_{cl} = A_1 - B_1 K = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -K_1 & -K_2 & -K_3 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\det(A_{cl} - \lambda I) = -(\lambda^3 + K_2 \lambda^2 + K_1 \lambda + K_3), \quad (15)$$

donde I es la matriz identidad de 3×3 . Para elegir las ganancias se igualará la dinámica de este sistema a la del sistema de segundo orden de la teoría de control clásico [22]. Para esto se elige un par de polos complejos conjugados dominantes y el polo real restante se hace igual a 10 veces la parte real de los polos complejos. Para el sistema de segundo orden, el amortiguamiento ζ , la frecuencia natural de resonancia ω_n y el tiempo de establecimiento aproximado al 2% del valor final t_{set} se relacionan mediante:

$$t_{set} = \frac{3.91}{\zeta \omega_n}. \quad (16)$$

Elijiendo ζ y t_{set} , los polos del controlador deberán ser:

$$p_{1,2} = \omega_n(-\zeta \pm \sqrt{1 - \zeta^2}), \quad (17)$$

$$p_3 = -10\omega_n\zeta. \quad (18)$$

Luego, obtenidos estos polos, las ganancias K del controlador pueden encontrarse utilizando A_{cl} y B_1 mediante el método de Ackerman.

IV. ESTIMACIÓN DE LA POTENCIA DE CARGA

El controlador descrito en la sección anterior requiere conocer la potencia de la carga y su derivada para poder computar (9). En esta sección se utilizará un observador de orden reducido para estimar estas variables. Se propone el siguiente observador:

$$\dot{z}_1 = v_c i_l - \hat{P}_o, \quad (19)$$

$$\dot{\hat{P}} = \hat{m} - g_1(z_1 - \hat{z}_1), \quad (20)$$

$$\dot{\hat{m}} = -g_2(z_1 - \hat{z}_1), \quad (21)$$

donde g_1 y g_2 son ganancias a definir. Este observador requiere la derivada de z_1 , sin embargo, mediante un cambio adecuado de variables, esta derivada será evitada más adelante.

A. Elección de las ganancias

De (3)-(7) y (19)-(21), la dinámica del error de este observador está dada por:

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_p \\ \dot{e}_m \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -g_1 & 1 \\ -g_2 & 0 \end{bmatrix}}_{\Phi} \begin{bmatrix} e_p \\ e_m \end{bmatrix}, \quad (22)$$

donde $e_p = P_o - \hat{P}_o$ y $e_m = m - \hat{m}$. La dinámica del error queda determinada por los autovalores de la matriz Φ , que se obtienen de las raíces del polinomio $\det(\Phi - \lambda I) = \lambda^2 + g_1\lambda + g_2$.

Aplicando nuevamente teoría de control clásico, el amortiguamiento ζ_o , la frecuencia natural de resonancia ω_{no} y el tiempo de establecimiento aproximado al 2% del valor final t_{seto} están relacionados mediante:

$$g_1 = 2\zeta_o\omega_{no}, \quad (24)$$

$$g_2 = \omega_{no}^2, \quad (25)$$

$$t_{seto} = \frac{3.91}{\zeta_o\omega_{no}}. \quad (26)$$

Luego, eligiendo ζ_o y t_{seto} pueden encontrarse las ganancias del observador. Nótese que para lograr un desacople de las dinámicas del controlador y del observador es recomendable que $t_{seto} < t_{set}$.

B. Implementación

La implementación del observador (19)-(21) requiere conocer la derivada de z_1 . Para evitar el cómputo de esta derivada se propone el siguiente cambio de variables:

$$\dot{\varepsilon}_1 = \dot{\hat{P}}_o + g_1 z_1 = \hat{m} + g_1(v_c i_l - \hat{P}_o), \quad (27)$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = \dot{\hat{m}} + g_2 z_1 = g_2(v_c i_l - \hat{P}_o), \quad (28)$$

donde se han pasado a izquierda los términos de (20) y (21) que contienen \dot{z}_1 y se ha reemplazado (19) en las ecuaciones resultantes. Integrando los segundos términos de estas ecuaciones, y despejando, resulta que:

$$\hat{P}_o = \varepsilon_1 - g_1 z_1, \quad (29)$$

$$\hat{m} = \varepsilon_2 - g_2 z_1. \quad (30)$$

Luego, reemplazando (29) y (30) en (27) y (28), el observador propuesto puede computarse mediante:

$$\dot{\varepsilon}_1 = \varepsilon_2 - g_2 z_1 + g_1(v_c i_l - \varepsilon_1 + g_1 z_1), \quad (31)$$

$$\dot{\varepsilon}_2 = g_2(v_c i_l - \varepsilon_1 + g_1 z_1). \quad (32)$$

Las señales de interés, \hat{P}_o y \hat{m} se recuperan luego mediante (29) y (30).

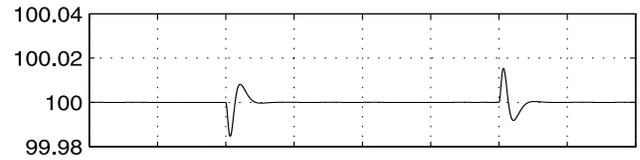
V. RESUMEN DEL ALGORITMO DE CONTROL

A continuación se resume el algoritmo de control completo:

- A partir de las señales medidas se construye z_1 mediante (5).
- Se resuelven las ecuaciones diferenciales (31)-(32) y se computa \hat{P}_o y \hat{m} mediante (29)-(30).
- Se computa z_2 mediante (6), utilizando \hat{P}_o en lugar de P_o .
- Se computa z_1^* mediante (11).
- Se computa d_1 mediante (13).
- Se computa el ciclo de trabajo d mediante (9), utilizando \hat{P}_o en lugar de P_o y \hat{m} en lugar de m .

VI. RESULTADOS DE SIMULACIÓN Y EXPERIMENTALES

(a)



(b)

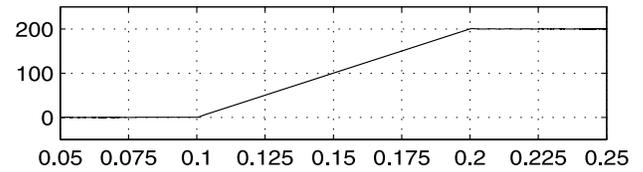


Figura 3. Resultados de simulación ante cambio de potencia de carga. (a) Tensión v_c en el capacitor de salida (Escala x: s, escala y: V). (b) Potencia estimada P_o de la carga (escala x: s, escala y: W).

Se simuló el sistema (1)-(4) con $L = 10mH$, $C = 470\mu F$ y $E = 200V$. Para la carga se simuló

$$m = \begin{cases} 2000 \text{ W/s} & \text{si } 0.1s < t < 0.2s \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases}$$

Para el controlador se eligió un tiempo de establecimiento $t_{set} = 10ms$. De acuerdo a (16)-(18), las ganancias para lograr este t_{set} resultan: $K_1 = 3369622$, $K_2 = 4692$ y $K_3 = 1219927979$. Para el observador se eligió un tiempo de establecimiento $t_{seto} = 4ms$. De acuerdo a (24)-(26), las ganancias para lograr este t_{seto} resultan: $g_1 = 1955$ y $g_2 = 1950012$. La referencia de tensión a seguir se eligió $v_c^* = 100V$.

La Fig. 3 muestra los resultados de simulación ante el cambio de potencia de carga simulado. Como puede verse en la Fig. 3a, la tensión v_c converge dentro de los 10ms al valor de referencia, en concordancia con el tiempo de establecimiento elegido. La Fig. 4b muestra la potencia estimada \hat{P}_o . Como puede verse, el observador converge rápidamente a la potencia real. Esta simulación valida el funcionamiento del controlador propuesto ante una carga de potencia constante.

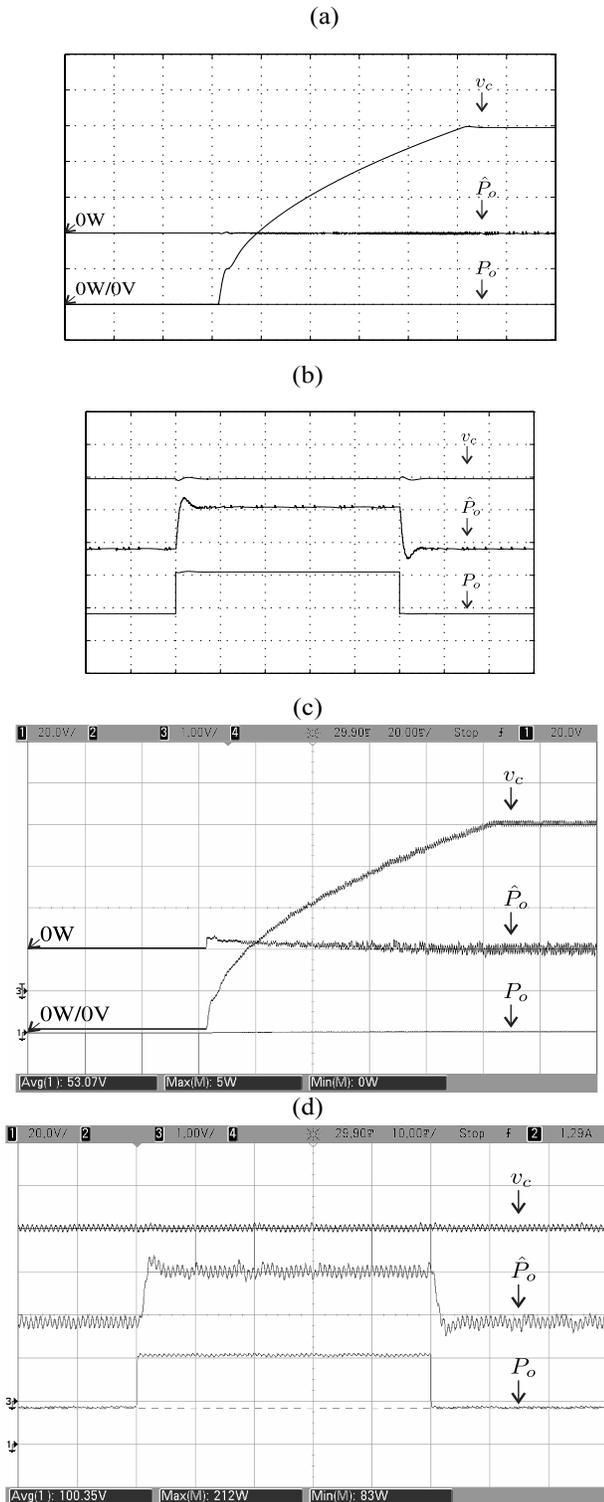


Figura 4. Resultados de simulación y experimentales. a) Simulación: Arranque a potencia cero. Escalas: tiempo 20ms/div, v_c 20V/div, P_o/\hat{P}_o 100W/div. b) Simulación: Salto de carga de 83W a 212W. Escalas: tiempo 10ms/div, v_c 20V/div, P_o/\hat{P}_o 100W/div. c) Experimental: Arranque a potencia cero. Escalas: idem a. d) Experimental: Salto de carga de 83W a 212W. Escalas: idem b.

Para contrastar los resultados de simulación con los experimentales, y aproximar mejor los resultados de simulación a los que pueden lograrse experimentalmente, se modeló en profundidad la configuración experimental. El convertidor fue implementado utilizando IGBTs IRG4PH50UD, y se utilizó un inductor y un capacitor de los valores previamente simulados. El controlador fue implementado en un procesador digital de señales (DSP) de punto fijo (TMS320F2812) trabajando con una frecuencia de reloj de 150MHz. El período de muestreo utilizado para la implementación discreta del controlador fue $T_s = 100\mu s$. La discretización del controlador se realizó integrando las ecuaciones diferenciales mediante el *forward Euler integrator*. Las señales medidas v_c e i_l fueron filtradas mediante un filtro anti alias RC con frecuencia de corte 2340Hz. Como fuente primaria se utilizó una fuente de cc de potencia configurada para $E = 200V$, y como carga, una fuente de corriente controlada. En la simulación también se tuvo en cuenta el efecto de la cuantización de las mediciones debido a los conversores analógico a digital de 12 bits del DSP. La cuantización en v_c fue de 74mV/bit y en i_l de 11.3mA/bit. Se simuló además el retardo de procesamiento, que fue de una muestra (T_s).

Para el controlador y el observador se utilizaron las mismas ganancias previamente simuladas. La Fig. 4 muestra los resultados del controlador discreto simulado, donde la planta real se modeló en detalle, junto con los resultados experimentales obtenidos. En las Fig. 4a se muestra la tensión de salida v_c , la potencia estimada \hat{P}_o y la potencia real P_o durante el arranque del convertidor. Ante condiciones iniciales nulas debe tenerse especial cuidado en el cómputo de (9), ya que se debe dividir por v_c . La solución de este problema en la implementación es saturar la división al valor máximo positivo que se pueda representar en punto fijo para la posición del punto decimal elegida. Esto es suficiente para que el convertidor salga rápidamente de la zona en la que (9) está indeterminada. Para disminuir el pico de corriente en el inductor L , la referencia de tensión de salida v_c^* se llevó de 0V a 100V en 100ms mediante una rampa. Como puede verse en la figura, el controlador es capaz de mantener la salida a la tensión de referencia aún ante carga de potencia cero. La Fig. 4b muestra las mismas señales. En este caso se realiza un salto de potencia en la carga (de 83W a 212W) para observar la respuesta dinámica del controlador ante un cambio brusco de carga. Como puede verse, la potencia observada converge rápidamente (dentro de los 4ms) al valor de la potencia de salida.

En las figuras 4c y 4d se muestran los resultados experimentales de equivalentes a las simulaciones previas. En el canal 1 se capturó la tensión de salida, en el canal 2 (no mostrado) la corriente de salida, y en el canal 3 la potencia instantánea de salida, se realizó el producto entre la tensión de salida medida y la corriente de salida medida en el osciloscopio. Como puede verse, el controlador se comporta como se esperaba.

VII. CONCLUSIONES

Se ha presentado un controlador para convertidores Buck que alimentan cargas de potencia constante. Se ha brindado un marco teórico que sustenta el algoritmo propuesto, así como también una metodología para elegir sus parámetros. Para validar la propuesta se han presentado resultados de simulación y experimentales. De estos resultados se puede concluir que el controlador propuesto permite mantener la tensión de salida para cargas de potencia constante, aún ante un transitorio de carga tipo rampa. La estrategia planteada puede emplearse en otro tipo de convertidores, por ejemplo Boost, que alimentan cargas de potencia constante.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue parcialmente financiado por la Universidad Nacional del Sur, el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), Argentina.

REFERENCIAS

- [1] D. G. for Research Sustainable Energy Systems, "European technology platform smartgrids vision and strategy for europe's electricity networks of the future," *RTD Info*, 2006.
- [2] D. Boroyevich, I. Cvetkovic, R. Burgos, and D. Dong, "Intergrid: A future electronic energy network?" *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 127–138, Sep. 2013.
- [3] M. Yilmaz and P. Krein, "Review of the impact of vehicle-to-grid technologies on distribution systems and utilities interfaces," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 12, pp. 5673–5689, Dec. 2013.
- [4] S. C. Smithson and S. S. Williamson, "Constant power loads in more electric vehicles—an overview," *Proceedings IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2012, pp. 2914–2922.
- [5] A. M. Rahimi and A. Emadi, "An analytical investigation of dc/dc power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 6, pp. 2689–2702, Jul. 2009.
- [6] C. H. Rivetta, A. Emadi, G. A. Williamson, R. Jayabalan, and B. Fahimi, "Analysis and control of a buck dc-dc converter operating with constant power load in sea and undersea vehicles," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 2, pp. 559–572, Mar/Apr. 2006.
- [7] E. A. Kai Strunz and D. N. Huu, "Dc microgrid for wind and solar power integration," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 2, no. 1, pp. 115–126, Mar. 2014.
- [8] A. Kwasinski and C. N. Onwuchekwa, "Dynamic behavior and stabilization of dc microgrids with instantaneous constant-power loads," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 3, pp. 822–834, Mar. 2011.
- [9] D. J. Becker and B. Sonnenberg, "Dc microgrids in buildings and data centers," *Proceedings 2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, 2011.
- [10] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, and G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1112–1125, Jul. 2006.
- [11] J. G. Ciezki and R. W. Ashton, "The design of stabilizing controls for shipboard dc-to-dc buck choppers using feedback linearization techniques," *Proceedings 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1998. PESC 98 Record, 1998, pp. 335–341.
- [12] J. Zeng, Z. Zhang, and W. Qiao, "An interconnection and damping assignment passivity-based controller for a dc-dc boost converter with a constant power load," *IEEE Transactions on Industry Applications*, DOI: 10.1109/TIA.2013.2290872. 2013.
- [13] Y. Zhao, W. Qiao, and D. Ha, "A sliding-mode duty-ratio controller for dc/dc buck converters with constant power loads," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1448–1458, 2014.
- [14] A. P. N. Tahim, D. J. Pagano, and E. Ponce, "Nonlinear control of dc-dc bidirectional converters in stand-alone dc microgrids," *Proceedings of the 51st IEEE Conference on Decision and Control*, Hawaii, USA, Dec. 2012, pp. 3068–3073.
- [15] H. Kakigano, Y. Miura, and T. Ise, "Distribution voltage control for dc microgrids using fuzzy control and gain-scheduling technique," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2246–2258, May 2013.
- [16] A. M. Rahimi and A. Emadi, "Active damping in dc/dc power electronic converters: A novel method to overcome the problems of constant power loads," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1428–1439, May 2009.
- [17] A. Gensior, O. Woywode, J. Rudolph, and Guldner, "On differential flatness, trajectory planning, observers, and stabilization for dc-dc converters," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 53, no. 9, pp. 2000–2010, Sep. 2006.
- [18] Y. Li, K. R. Vannorsdel, A. J. Zirger, M. Norris, and D. Maksimovic, "Current mode control for boost converters with constant power loads," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, vol. 59, no. 1, pp. 198–206, Jan. 2012.
- [19] A. E. León, J. A. Solsona, C. Busada, H. Chiacchiarini, and M. I. Valla, "High-performance control of a three-phase voltage-source converter including feedforward compensation of the estimated load current," *Energy Conversion and Management*, vol. 50, pp. 2000–2008, Aug. 2009.
- [20] A. E. León, J. A. Solsona, and M. I. Valla, "Exponentially convergent estimator to improve performance of voltage source converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 5, pp. 668–680, Sep. 2010.
- [21] H. K. Khalil, *Nonlinear Systems* (3rd Edition). Prentice Hall, 2002.
- [22] G. F. Franklin, J. D. Powell, and A. Emami-Naeini, *Feedback Control of Dynamic Systems*. Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1993.



Jorge A. Solsona (SM'04) received the Electronics Engineer and Dr. degrees from the Universidad Nacional de La Plata, La Plata, Argentina, in 1986 and 1995, respectively. He is currently with the Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras, Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo C. Desages," Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca, Argentina, where he is a Professor, and with CONICET, Buenos Aires, Argentina. He is involved in teaching and research on control theory and its applications to electromechanical systems.



Sebastián Gómez Jorge received the Electronics Engineer, M.S., and Dr. degrees from the Universidad Nacional del Sur, Bahía Blanca, Argentina, in 2006, 2009, and 2011, respectively. He is currently with the Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras, Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo C. Desages," Universidad Nacional del Sur, where he is a graduate Teaching Assistant, and with CONICET, Buenos Aires, Argentina.



Claudio A. Busada was born in Bahía Blanca, Argentina, on March 13, 1962. He received the degree in electrical engineering and the Dr. Degree in control systems from the Universidad Nacional del Sur (UNS), Bahía Blanca, in 1989 and 2004, respectively. From 1988 to 2004, he was with the Mechanic and Electrical Department, City of Bahía Blanca. Since 1989, he has been with the Departamento de Ingeniería Eléctrica y de Computadoras, UNS, where he is a Professor. He is a Researcher of the the Instituto de Investigaciones en Ingeniería Eléctrica "Alfredo C. Desages" (UNS–CONICET). His research interests include power electronics, rotating machinery, active filters, automatic control, and integration of distributed energy systems.