

# Control de un convertidor cc-cc tipo elevador empleando cancelación no lineal por realimentación

**Dr. Solsona, Jorge**<sup>1</sup>

IIIE(UNS-CONICET) y Dpto. Ing. Eléctrica y de Comp., Universidad Nacional del Sur, Argentina.  
<https://www.orcid.org/0000-0001-6453-2012>  
*jsolsona@uns.edu.ar*

**Dr. Gomez Jorge, Sebastian**<sup>2</sup>

IIIE(UNS-CONICET) y Dpto. Ing. Eléctrica y de Comp., Universidad Nacional del Sur, Argentina.  
<https://www.orcid.org/0000-0002-9438-2016>  
*sebastian.gomezjorge@uns.edu.ar*

**Gonzalez, Juan Manuel**<sup>3</sup>

IIIE(UNS-CONICET) y Facultad Regional Neuquén, Universidad Tecnológica Nacional, Argentina.  
<https://www.orcid.org/0000-0001-9193-0921>  
*gonzalezjuanmanuelutn@gmail.com*

**Dr. Busada, Claudio**<sup>4</sup>

IIIE(UNS-CONICET) y Dpto. Ing. Eléctrica y de Comp., Universidad Nacional del Sur, Argentina.  
<https://www.orcid.org/0000-0003-4726-8621>  
*cbusada@uns.edu.ar*

## Resumen

Este trabajo propone controlar los convertidores electrónicos de cc-cc de tipo elevador cuando alimentan una carga combinada, empleando una estrategia que se basa en la cancelación no lineal de dinámica. La elección de la salida plana evita la aparición de dinámica de ceros, cosa que sucede cuando la variable realimentada es función lineal de los estados. Además, para mejorar el comportamiento transitorio de la respuesta en presencia de variaciones de carga, se combina la ley de realimentación con una compensación feedforward de una estima de la carga. La estima de la carga se obtiene con un observador no lineal con dinámica lineal del error, de modo que las ganancias del término de corrección se pueden fijar asignando el valor del tiempo de convergencia del error de estimación. Se presentan resultados de simulación para ilustrar el desempeño de la estrategia

<sup>1</sup> Profesor, DIEC, UNS e Investigador, IIIE(UNS-CONICET), Argentina.

<sup>2</sup> Ayudante A, DIEC, UNS y Profesional Principal, IIIE(UNS-CONICET), Argentina.

<sup>3</sup> Ayudante de 1ra, Fac. Regional Neuquén, UTN y Becario, IIIE(UNS-CONICET), Argentina.

<sup>4</sup> Profesor, DIEC, UNS e Investigador, IIIE(UNS-CONICET), Argentina.

propuesta.

**Palabras clave:** Convertidores cc-cc; Control no lineal; Redes y microrredes eléctricas.

## Control of a step-up dc-dc converter via feedback linearization

### Abstract

This paper proposes a controller for dc-dc step-up converters feeding a combined load. Control strategy is based on nonlinear feedback linearization. A flat output is selected for avoiding the appearance of zero dynamics. In addition, transient response is improved in presence of load variations. To this end, the feedback law is combined with a feedforward compensation of the estimated load value. The estimate is obtained by using a nonlinear observer with linear error dynamics. In this way, correction term gains calculated via eigenvalues location. Simulation results are introduced for showing the performance of the proposed control strategy.

**Keywords:** Dc-dc converters; Nonlinear control; Electrical grids and microgrids.

## Controle de um conversor dc-dc do tipo Boost usando cancelamento de feedback não linear

### Resumo

Este trabalho se propõe a controlar conversores CC-CC eletrônicos do tipo elevador quando diferentes tipos de carga são alimentados, usando uma estratégia baseada em cancelamento de dinâmica não linear. A escolha da saída plana evita o aparecimento de dinâmica de zeros, que ocorre quando a variável de feedback é uma função linear dos estados. Além disso, para melhorar o comportamento transitório da resposta na presença de variações de carga, a lei de feedback é combinada com uma compensação feedforward de uma estimativa da carga. A estimativa da carga é obtida com um observador não linear com dinâmica linear do erro, de forma que os ganhos do termo de correção podem ser fixados atribuindo o valor do tempo de convergência do erro de estimativa. Os resultados da simulação são apresentados para ilustrar o desempenho da estratégia proposta.

**Palavras-chave:** Dc-dc converters; Nonlinear control; Electrical grids and microgrids.

## 1 Introducción

Los convertidores electrónicos de cc-cc han sido usados durante mucho tiempo en diferentes tipos de aplicaciones. Sin embargo, se debe destacar que en las dos últimas décadas ha crecido enormemente la cantidad de este tipo de convertidores utilizados para cambiar los niveles de tensión continua en equipos eléctricos y electrónicos. El motivo de este incremento es debido a diversas razones, pero entre ellas se destaca la aparición de nuevas tecnologías que son empleadas en diferentes áreas del quehacer cotidiano. Entre otras, se puede mencionar la integración a grandes redes y pequeñas

## Revista REDIUNP

Revista Electrónica de divulgación de Metodologías Emergentes  
en el Desarrollo de STEM  
Aprobada en Consejo Directivo de la Facultad RCDFI-419-2018  
ISSN:2683-8648  
Vol. 3 N° 1(2021)



Solsona, J., Gomez Jorge, S., Gonzalez J., Busada, C.  
*Control de un convertidor cc-cc tipo elevador empleando cancelación no lineal por realimentación.*

redes eléctricas de energía renovable no convencional, fundamentalmente eólica y fotovoltaica, la electrificación del transporte, donde los trenes de tracción para automóviles eléctricos o híbridos están siendo desarrollados por las grandes automotrices, y el uso en el desarrollo de la electrificación del siglo XXI, cuyo paradigma se conoce con el nombre de “smart grid” (redes eléctricas inteligentes) (Kumaravel et al., 2019; Callegaro et al., 2019; Rezayi et al., 2019; Xu et al., 2020; Sayed, 2019) y varias referencias en estos trabajos.

Dependiendo de la aplicación, estos convertidores son utilizados para alimentar diferentes tipos de cargas. Cargas lineales, cargas tipo fuente de corriente o como viene sucediendo actualmente, debido a la interconexión de sistemas de transmisión, distribución y cargas activas, Cargas de Potencia Contante (CPC).

Un hecho a destacar es que el convertidor de tipo elevador es una planta no lineal y que para mejorar el desempeño en presencia de grandes excursiones de las cambios de referencia y perturbaciones, lo que implica grandes excursiones en los estados, se han propuesto el uso de diferentes estrategias de control no lineal, a pesar de que todavía subsisten varios diseños que utilizan técnicas de linealización de Taylor. Más allá de este aspecto, otra cosa a considerar es que, producto de la escasa difusión que presentan las técnicas de control no lineal en comparación con estrategias lineales de control, la función (salida) a realimentar se suele construir con funciones lineales de los estados. Pero lo que debe destacarse es que cuando se selecciona una salida función lineal de los estados, el sistema se comporta como si fuese un sistema de fase no mínima, o sea con un cero en el semiplano derecho o un concepto similar definido para sistemas no lineales (se destaca esto, pues al hablar de sistemas no lineales, debe asociarse el concepto de fase no mínima a un concepto no lineal equivalente, pues no es posible definir una función de transferencia).

Diferentes estrategias no lineales han sido propuestas por algunos autores. En (Zeng et al., 2013) la estrategia se basa en la idea de pasivación de un sistema y considera el empleo de la salida pasiva, aunque se inyectan términos que permiten modificar la dinámica interna. Otra técnica que utiliza la idea de pasividad se encuentra en (Arora et al., 2019b). En (Andres-Martinez et al., 2020) los autores proponen usar control predictivo basado en modelo (técnica más conocida por sus siglas en inglés MPC, que provienen del nombre *Model Predictive Control*). También proponen un controlador

que se fundamenta en MPC los autores de (Mahmoudi et al., 2016).

Puede encontrarse una formulación basada en control por modos deslizantes en el trabajo (Singh et al., 2015). Sin embargo, al seleccionar una superficie cuyo grado relativo es igual a uno, el sistema de lazo cerrado presenta dinámica de ceros. Para evitar los efectos de la dinámicas de ceros es posible usar linealización exacta por realimentación, técnica empleada para un convertidor cc-cc de tipo reductor en (Solsona et al., 2015). Un controlador cuyo diseño se basa en separación de la dinámica en lenta y rápida fue presentado en (Xu et al., 2017), pero esta separación resulta en un controlador aproximado que puede presentar inconvenientes si se desea seguir rápidamente una referencia o rechazar rápidamente una perturbación, pues puede que en tal caso no se satisfagan las condiciones de separación.

Diferentes análisis de estabilidad pueden encontrarse en (Hossain, Perez, Nasiri, & Bayindir, 2018), (Herrera et al., 2017) y (Su et al., 2018). Algunos autores han analizado la estabilidad en el caso que el convertidor alimente una CPC (ver (Rivetta et al., 2005) y (Emadi et al., 2006)). En (Roshan & Moallem, 2013) se redefine la salida para regular la corriente del convertidor. Realimentación para cancelar la no linealidad en forma parcial cuando el controlador alimenta una CPC fue propuesta en (Martinez-Treviño et al., 2019). Mientras que un par de revisiones recientes, presentando diferentes estrategias de control, en aplicaciones donde el convertidor está cargado con una CPC (Hossain, Perez, Nasiri, & Padmanaban, 2018) y (Singh et al., 2017).

Además de las configuraciones mencionadas anteriormente, se debe destacar que muchas veces un mismo convertidor debe alimentar diferentes tipos de carga que usualmente se conectan en formato tensión común. Así es que pueden aparecer CPCs, pero también cargas lineales (típicamente resistencias) y fuentes de corriente. Esta interconexión necesita ser representada por modelos dinámicos altamente no lineales, si es que se desea diseñar controladores que permitan una excelente prestación para el seguimiento de referencias que varían rápidamente y el rechazo de perturbaciones de gran amplitud. Este tipo de problema ha sido formulado en (Arora et al., 2019a), donde se propone una topología que consiste de un convertidor cc-cc elevador que alimenta una combinación de dos tipos de carga, una CPC y una resistencia. En este trabajo se propuso solucionar el problema empleando cancelación no lineal parcial, producto de la elección de una salida -la tensión en el capacitor- que

## Revista REDIUNP

Revista Electrónica de divulgación de Metodologías Emergentes  
en el Desarrollo de STEM  
Aprobada en Consejo Directivo de la Facultad RCDFI-419-2018  
ISSN:2683-8648  
Vol. 3 N° 1(2021)



Solsona, J., Gomez Jorge, S., Gonzalez J., Busada, C.  
*Control de un convertidor cc-cc tipo elevador empleando cancelación no lineal por realimentación.*

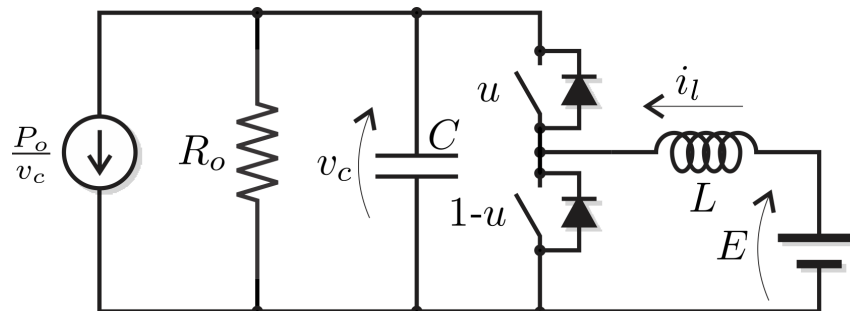
presenta grado relativo uno. Es posible demostrar que esta salida es de fase no mínima (definida en términos de sistemas dinámicos no lineales), entonces la velocidad de respuesta del sistema es limitada, ya que la ganancia no puede elevarse demasiado sin inestabilizar el mismo, debido a la presencia de dinámica de ceros inestable. Por esta razón resulta un problema interesante, cuyo foco es el centro de este trabajo, el proponer una estrategia que logre una linealización completa de forma de eliminar la presencia de dinámica de ceros. Como la dinámica de ceros depende de la salida elegida, es necesario realimentar una salida que no sea una función lineal de las variables de estado.

Este trabajo propone un controlador que emplea una salida (salida plana) que es función no lineal de los estados, que permite lograr la cancelación completa de la dinámica no lineal y de este modo evitar la presencia de dinámica de ceros. Esta salida está dada por la suma de la energía en la inductancia y la energía en la capacitancia de salida, y se demostrará que la misma tiene grado relativo dos, igualando el orden del sistema, y evita la aparición de dinámica de ceros. Para mejorar la respuesta dinámica a amplias variaciones de la carga, se propone la extensión dinámica del sistema y se alimenta la estima de la carga y su derivada, las que se obtienen usando un observador no lineal. El cálculo de las ganancias en el término de corrección de este observador no lineal, puede realizarse empleando técnicas de sistemas lineales, ya que una ventaja de la formulación, la que implica un transformación no lineal de la medición, es que la dinámica del error de estimación resulta lineal (Krener & Respondek, 1985).

Las ventajas principales de la propuesta son:

- El controlador propuesto se construye realimentando una salida plana. Como consecuencia directa, no existe dinámica de ceros y se evita el comportamiento de fase no mínima que resulta de elegir como salida la realimentación de la tensión en el capacitor, cosa que ocurre en muchas de las publicaciones que se encuentran en la literatura.
- El controlador propuesto permite obtener un excelente desempeño, aún en presencia de CPCs combinadas con cargas lineales, dando solución al problema que aparece por la característica de resistencia negativa incremental de las CPCs.

Figura 1: Convertidor cc-cc con carga combinada.



Fuente: Elaboración propia.

- El controlador propuesto mejora la respuesta transitoria en presencia de grandes variaciones de carga, debido a la presencia de un compensador feedforward de las estimas de la carga y su derivada, acercando a cero el error de seguimiento a una referencia, en comparación con aquellos controladores que no proponen esta compensación.

El resto del trabajo ha sido organizado de la siguiente manera. La sección 2 describe el modelo del sistema, un convertidor cc-cc de tipo elevador alimentando una carga combinada (CPC y una resistencia). La sección 3 muestra un esquema de control que permite cancelar la dinámica no lineal del sistema. En la sección 4, para evitar la medición de la carga, se presenta un observador no lineal con dinámica lineal del error. El comportamiento de todo el sistema, incluyendo el controlador propuesto, se ilustra a través de simulaciones que se muestran en la sección 5. Finalmente, las conclusiones del trabajo se detallan en la sección 6.

## 2 Modelo del convertidor cc-cc con carga combinada

La figura 1 muestra un diagrama esquemático de la topología del convertidor alimentando una carga combinada (una configuración tensión común de un resistor y una CPC). En esta figura, las variables  $v_c$  e  $i_l$  representan la tensión en el capacitor de salida y la corriente en el inductor, respectivamente.

Si se supone conducción continua, el modelo promediado para representar el sistema es:

$$L\dot{i}_l = -u^*v_c + E, \quad (1)$$

$$C\dot{v}_c = u^*i_l - \underbrace{\frac{1}{v_c} \left( P_o + \frac{v_c^2}{R_o} \right)}_{P(t)}. \quad (2)$$

En este modelo promediado,  $u^*$  es la acción de control y es una señal continua y derivable que puede tomar valores entre 0 y 1. Esta señal representa el valor promedio, en un ciclo de conmutación, de la señal de comando  $u$  de la Fig. 1. Note que la carga combinada puede ser agrupada en un única carga, a la que se denominará  $P(t)$  y cuyo valor, obviamente es  $P_o + \frac{v_c^2}{R_o}$ .

### 3 Linealización exacta entrada-salida por realimentación no lineal

#### 3.1 Dinámica de ceros en sistemas lineales

El convertidor formulado es un sistema de segundo orden. Por ese motivo, se introducirá el concepto de dinámica de ceros a partir de un sencillo sistema de segundo orden lineal. Considérese el sistema

$$\dot{x}_1 = x_2, \quad (3)$$

$$\dot{x}_2 = u, \quad (4)$$

donde  $x_1$  y  $x_2$  son los estados y  $u$  es la entrada. Es claro, que dado que es un sistema lineal, es posible hallar una función de transferencia, una vez que se haya definido una salida (Ogata & Yang, 2002). Si se toma la salida  $y_a = x_1$ , entonces la función de transferencia entre la entrada y la salida resulta:

$$\frac{Y_a(S)}{U(S)} = \frac{1}{S^2}. \quad (5)$$

Puede verse que la función de transferencia no tiene ceros finitos y que la diferencia entre el grado del polinomio denominador y el grado del polinomio numerador de la función de transferencia (5) es 2, que es igual al orden del sistema (3)-(4). Ahora, considérense que el sistema está representado por las mismas ecuaciones de estado, pero se cambia la salida. Se decide analizar las salidas  $y_b = x_2 - x_1$  e  $y_c = x_1 + x_2$ . Entonces, si se calculan las funciones de transferencia entrada-salida en estos casos, se obtiene:

$$\frac{Y_b(S)}{U(S)} = \frac{(S - 1)}{S^2} \quad (6)$$

$$\frac{Y_c(S)}{U(S)} = \frac{(S + 1)}{S^2} \quad (7)$$

En estos casos, se observa que aparece un cero finito y que en un caso, el mismo se encuentra en el semiplano derecho y en el otro caso en el semiplano izquierdo del plano complejo. Además, la diferencia entre el grado del polinomio denominador y el grado del polinomio numerador ha cambiado y es igual a uno en ambos casos e igual al número de polos finitos, dos, menos el número de ceros finitos uno. A la diferencia entre el número de polos finitos menos el número de ceros finitos de una función de transferencia se la denomina grado relativo y se indicará, en este trabajo, con la variable  $gr$ . Si se analiza el sistema lineal invariante en el tiempo, pero descrito en la forma de variables de estado, definida una ecuación de salida se puede asegurar que el valor de  $gr$  coincidirá con el número de veces que se debe derivar la salida respecto del tiempo, para que la variable de entrada aparezca explícitamente. Por ejemplo, para los sencillos casos que han sido presentados, note que si la salida es  $y_a$  la entrada aparece explícitamente, después de derivar dos veces  $\ddot{y}_a = u$ . Sin embargo, si la salida se define como  $y_b$  o  $y_c$ , el control aparece explícitamente al derivar, respecto del tiempo, la salida, una sola vez  $\dot{y}_b = u - x_2$  e  $\dot{y}_c = x_2 + u$ . **Es importante notar que en el caso que el sistema sea no lineal y esté representado en la forma de variables de estado, no se puede definir una función de transferencia en el sentido que se conoce de aplicación de la transformada de Laplace, pero es posible extender el concepto de grado relativo**



empleando la idea de que es el número de veces que hay que derivar la salida para que la entrada aparezca explícitamente. También existe el grado relativo vectorial, que se asocia a sistemas múltiple entrada-múltiple salida, pero se omitirán estos conceptos en este trabajo, pues la aplicación que se abordará es un convertidor cc-cc de tipo elevador de una entrada y una salida.

### 3.2 Linealización de Taylor del convertidor con carga resistiva

Con una adecuada normalización es posible escribir el modelo del convertidor, cargado solamente con una resistencia, de la siguiente forma:

$$\frac{dx_1}{d\tau} = 1 - ux_2, \quad (8)$$

$$\frac{dx_2}{d\tau} = ux_1 - gx_2, \quad (9)$$

con  $x_1 = \frac{1}{E} \sqrt{\frac{L}{C}} i$ ,  $x_2 = \frac{v_c}{E}$ ,  $g = \frac{1}{R_0} \sqrt{\frac{L}{C}}$  y  $t = \frac{\tau}{\sqrt{LC}}$ . Empleando linealización de Taylor en un punto  $x_1^0$ ,  $x_2^0$  y  $u^0$ , el sistema linealizado resulta

$$\frac{d\psi_1}{d\tau} = -u^0\psi_2 - x_2^0\tilde{u}, \quad (10)$$

$$\frac{d\psi_2}{d\tau} = u^0\psi_1 - g\psi_2 + x_1^0\tilde{u}, \quad (11)$$

donde  $\psi_1 = x_1 - x_1^0$ ,  $\psi_2 = x_2 - x_2^0$  y  $\tilde{u} = u - u^0$ . La función de transferencia para el sistema linealizado por Taylor, representado por (10)-(11) con salida  $\psi_2$ , resulta:

$$\frac{\Psi_2(S)}{\tilde{U}(S)} = \frac{b_2S - ab_1}{S^2 + gS + a^2}, \quad (12)$$

donde  $b_1 = x_2^0$ ,  $b_2 = x_1^0$  y  $a = u^0$ . Si estos valores y el de  $g$  son positivos, la función de transferencia presenta **un cero de fase no mínima**. Este cero de fase no mínima aparece debido a la salida elegida.



### 3.3 Cancelación no lineal por realimentación y salida plana

Como queda claramente establecido, por la inclusión de términos que representan el producto de estados por entradas, el modelo del sistema es no lineal, bilineal en este caso particular. En este trabajo lo que se busca es elegir una salida que presente  $gr=2$ , ya que cuando se realimenta esta salida, se evita la aparición de dinámica de ceros y es posible diseñar un controlador por cancelación, asegurándose que no se ha cancelado ninguna dinámica de cero inestable. Esta salida recibe el nombre de salida plana. Es claro, del modelo del sistema, que esta salida no puede ser la tensión en el capacitor, pues ésta presenta  $gr=1$ , ya que al derivarla una vez respecto del tiempo aparece el control explícitamente. Una salida con  $gr=2$ , que permite que la acción de control  $u^*$  aparezca después de derivarla dos veces respecto del tiempo (Khalil, 2002) es:

$$y = \frac{1}{2}Li_l^2 + \frac{1}{2}Cv_c^2 = \xi_1. \quad (13)$$

Es sencillo demostrar que (13) es una salida plana, alcanza con calcular las derivadas con respecto al tiempo. La derivada primera viene dada por (14) y es claro que en esta expresión no aparece explícitamente el comando  $u^*$ .

$$\dot{y} = Ei_l - P(t) = \xi_2, \quad (14)$$

La derivada segunda de la salida respecto del tiempo resulta:

$$\ddot{y} = \underbrace{-\frac{v_c E}{L}}_{\alpha_o} u^* + \underbrace{\frac{E^2}{L} - \dot{P}(t)}_{\beta_o} = w, \quad (15)$$

En este caso aparece el control explícitamente y, además, se ha definido una señal auxiliar de comando, que se denomina  $w$ . El grado relativo es 2 e iguala al orden del sistema, como puede verse en las ecuaciones de estado. Considerando la señal de control auxiliar, queda definido un sistema lineal que relaciona la misma con la salida plana seleccionada. Este sistema está representado por

las siguientes ecuaciones:

$$\dot{\xi}_1 = \dot{y} = \xi_2, \quad (16)$$

$$\dot{\xi}_2 = \dot{y} = w, \quad (17)$$

$$y = \xi_1. \quad (18)$$

Ya que existe una representación lineal del sistema, es posible emplear técnicas de diseño de control lineal para controlar la salida plana. Además, se debe notar que la representación lineal es controlable. En este trabajo se propone utilizar seguimiento de trayectoria, de manera que el control auxiliar  $w$  se iguale a la ley de realimentación que se muestra en (19)-(20).

$$w = -k_1(\xi_1 - \xi_1^*) - k_2(\xi_2 - \xi_2^*) - k_3\epsilon, \quad (19)$$

$$\dot{\epsilon} = (\xi_1 - \xi_1^*), \quad (20)$$

donde las señales  $\xi_1^*$  y  $\xi_2^*$  son las referencias que se desea que sigan los estados del sistema lineal.  $k_1, k_2$  y  $k_3$  son constantes que deben ser elegidas para que el sistema con representación lineal presente una respuesta transitoria establecida por el diseñador.

### 3.4 Criterio para la elección de las ganancias

El sistema lineal descrito por las ecuaciones (16)-(17), incluyendo el integrador (20) se puede expresar en forma matricial, resultando las siguientes ecuaciones:

$$\dot{\xi} = A\xi + Bw, \quad (21)$$



donde  $\xi = [\xi_1 \ \xi_2 \ \epsilon]^T$  y:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Usando esta descripción, es posible usar el método de asignación de polos, para obtener una respuesta que presente un tiempo de establecimiento preestablecido. Dado que hay tres polos, pues al agregar la integral del error, el sistema es de orden tres; se puede seleccionar una estrategia que fije dos polos dominantes y colocar el tercer polo sobre el eje real, existiendo los grados de libertad para esta asignación. Por ejemplo, se puede elegir que el tercer polo se ubique sobre el eje real y que sea 5 veces más rápido que los polos de segundo orden. Para lograr esto, se fija el tiempo de establecimiento  $T_{set}$  y el amortiguamiento  $\zeta$  de los polos de segundo orden y los polos se ubican en:

$$p_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}, \quad (23)$$

$$p_3 = -5\zeta\omega_n, \quad (24)$$

donde  $\omega_n = 4,6/(\zeta T_{set})$ . Entonces, mediante el empleo de la fórmula de Ackermann, para  $A$  y  $B$  dados, es posible calcular los valores de las ganancias  $k_1$ ,  $k_2$  y  $k_3$  que ubican los tres polos  $p_{1,2}$  y  $p_3$ , para obtener la respuesta temporal preestablecida.

### 3.5 Elección de la referencias

En este trabajo, las referencias son definidas a través de las siguientes ecuaciones:

$$\xi_1^* = \frac{1}{2}Cv_c^{*2} + \underbrace{\frac{1}{2}L\left(\frac{P(t)}{E}\right)^2}_{i_i^{*2}}, \quad (25)$$

$$\xi_2^* = 0, \quad (26)$$

donde  $v_c^*$  es el valor que se desea presente la tensión en el capacitor,  $i_l^*$  es la corriente de referencia, que se calcula a partir de (14), suponiendo que en el estado estacionario  $\dot{y} = 0$ , y aceptada esta condición  $\xi_2^*$  es ajustada a cero.

### 3.6 Acción no lineal de control

Establecido el control auxiliar  $w$ , la acción de control  $u^*$  se calcula con ayuda de (15). Esta acción de control resulta:

$$u^* = \frac{1}{\alpha_o}(w - \beta_o), \quad (27)$$

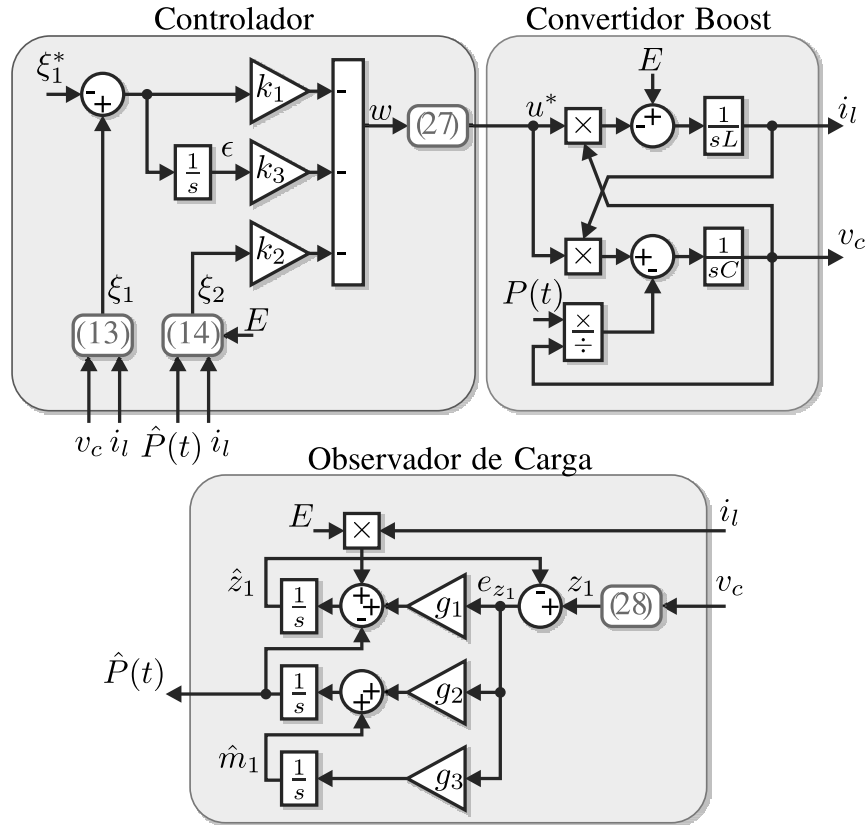
donde  $\alpha_o$  y  $\beta_o$  están definidas en (15). En este punto se debe mencionar que las señales  $P(t)$  y  $\dot{P}(t)$  están incluidas en la acción de control propuesta [ver (14), (15) y (25)]. Para evitar la medición de las mismas, en la próxima sección se propone un estimador, basado en un observador con dinámica lineal del error.

## 4 Estimación de la carga

Se supondrá que se desea estimar la carga, considerando que  $P(t)$  presenta una segunda derivada con respecto al tiempo que es igual a cero. Para este caso, el modelo de la carga queda descrito por el siguiente sistema dinámico [ $\dot{P}(t) = m_1, \dot{m}_1 = 0$ ]. Si se considera la señal que se obtiene con la medición de la tensión en el capacitor de salida, pero que representa la energía en el mismo,

$$z_1 = \frac{1}{2}Cv_c^2, \quad (28)$$

Figura 2: Diagrama en bloques del controlador basado en observador propuesto.



Fuente: Elaboración propia.

es posible utilizar el observador dado por (29)-(31)

$$\dot{\hat{z}}_1 = E i_l - \hat{P}(t) + g_1 e_{z_1}, \quad (29)$$

$$\dot{\hat{P}}(t) = \hat{m}_1 + g_2 e_{z_1}, \quad (30)$$

$$\dot{\hat{m}}_1 = g_3 e_{z_1}, \quad (31)$$

para obtener estimas de la potencia de carga y sus derivadas. La figura 2 muestra el diagrama en bloques del controlador propuesto junto al observador de carga, donde los números en los bloques representan las ecuaciones algebraicas que muestran la operación a realizar por cada bloque.

#### 4.1 Criterio para la selección de las ganancias del observador

Como en todo observador, las ganancias del término de corrección pueden ser calculadas para establecer una dinámica del error convergente a cero. La principal ventaja del observador propuesto, es que la dinámica del error resulta lineal, tal como puede verse en:

$$\dot{e}_{z_1} = -e_p - g_1 e_{z_1}, \quad (32)$$

$$\dot{e}_p = e_{m_1} - g_2 e_{z_1}, \quad (33)$$

$$\dot{e}_{m_1} = -g_3 e_{z_1}, \quad (34)$$

donde  $e_p = P - \hat{P}$ ,  $e_{m_1} = m_1 - \hat{m}_1$  y  $e_{z_1} = z_1 - \hat{z}_1$ .

Del mismo modo que se hizo en el caso del controlador, es posible elegir las ganancias del término de corrección para una asignación arbitraria de los polos. Por ejemplo, los polos pueden asignarse en las siguientes posiciones del plano complejo:

$$p_{1,2}^o = -\zeta^o \omega_n^o \pm j \omega_n^o \sqrt{1 - \zeta^{o2}}, \quad (35)$$

$$p_3^o = -5\zeta^o \omega_n^o, \quad (36)$$

donde  $\omega_n^o = 4,6 / (\zeta^o T_{set}^o)$ , siendo  $T_{set}^o$  el tiempo de establecimiento y  $\zeta^o$  el amortiguamiento deseados para el observador, respectivamente. Para calcular las ganancias, que ubican los polos en estas ubicaciones, se reescribe la dinámica del error en forma matricial. Esto resulta:

$$\dot{e} = A_o e, \quad (37)$$

con  $e = [e_{z_1} \ e_p \ e_{m_1}]^T$  y

$$A_o = \begin{bmatrix} -g_1 & -1 & 0 \\ -g_2 & 0 & 1 \\ -g_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (38)$$

Es sabido que transponer una matriz no modifica sus autovalores. Entonces, los autovalores de  $A_o$  coinciden con los de  $A_o^T$ . Si se transpone, resulta:

$$A_o^T = \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}}_{A_1} - \underbrace{\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 \end{bmatrix}, \quad (39)$$

donde  $A_1$  y  $B_1$  son las matrices de transición de estado y el vector de entrada de un sistema representado por  $\dot{x} = A_1x + B_1u_1$  y  $A_o^T$  es la matriz de transición del sistema de lazo cerrado, suponiendo una señal de comando  $u_1 = -[g_1 \ g_2 \ g_3]x$ . La fórmula de Ackermann, conocidas  $A_1$  and  $B_1$ , como lo son, permite encontrar los valores de ganancias  $g_1$ ,  $g_2$  y  $g_3$  que asignan los polos en  $p_{1,2}^o$  y  $p_3^o$ .

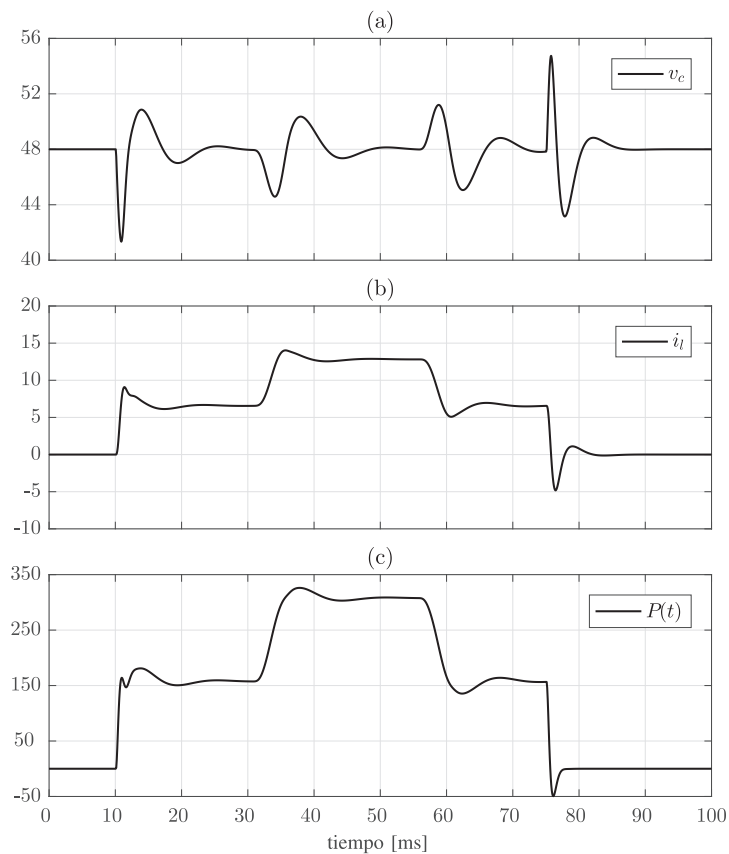
## 5 Resultados de simulación

El desempeño del convertidor, controlado con la estrategia propuesta, ha sido simulado. Los valores de inductancia y capacitancia utilizados fueron:  $L = 800\mu\text{H}$  y  $C = 220\mu\text{F}$ , respectivamente. Las ganancias fueron seleccionadas tal que el lazo de control de energía presentase un tiempo de establecimiento de 9ms y el del observador fue fijado en 2,5ms. Las simulaciones se realizaron empleando el modelo promediado del convertidor (1)-(2). El voltaje de batería fue  $E = 24\text{V}$  y la referencia para la tensión en el capacitor se fijó en 48V. Los resultados de simulación para este caso, se muestran en la Fig. 3. En la Fig. 3a se muestra la evolución temporal de la tensión en el capacitor, mientras en Fig. 3b se puede observar la corriente en el inductor. La Fig. 3c muestra la potencia estimada. La simulación comenzó con el convertidor sin carga. En  $t = 10\text{ms}$  se conectó una carga resistiva de  $14.6\Omega$ . Superado el transitorio de aproximadamente 10ms, el voltaje en el capacitor es reestablecido a su valor de referencia. Se observa que el valor estimado de potencia converge a 157W, que es el valor de la potencia en la carga. En  $t = 31\text{ms}$  se conecta una CPC. Esta carga varía de 0 a 150W en 5ms. El transitorio de convergencia, dura aproximadamente 10ms. La potencia estimada alcanza el



valor de 307W en su estado estacionario (la suma de 157W y 150W), mostrando que el observador ha estimado el valor correcto de potencia en estado estacionario. Después se desconectó la CPC y finalmente la carga resistiva. Es claro que la ley de control logra que el convertidor responda de manera adecuada y tal cual es lo que se esperaba en función del diseño establecido.

Figura 3: (a) Tensión en el capacitor  $v_c$  [V]. (b) Corriente en el inductor  $i_l$  [A]. (c) Estima de la potencia de carga  $\hat{P}(t)$  [W].



Fuente: Elaboración propia.

## 6 Conclusión

En este trabajo se ha presentado una estrategia de control para un convertidor cc-cc de tipo elevador. La estrategia se basa en la cancelación por realimentación de la dinámica no lineal y el seguimiento de trayectoria de la salida plana. Al seleccionar la salida plana se evita una representación que presente dinámica de ceros, de modo que es posible conseguir elevadas velocidades de seguimiento y un rápido rechazo de las perturbaciones pues se puede realimentar con ganancias elevadas, ya que no hay dinámica de ceros que pueda inestabilizar el sistema de lazo cerrado en presencia de altas ganancias. Además, para mejorar todavía más el comportamiento transitorio en presencia de variaciones de carga, se construye un observador con dinámica lineal del error para obtener estimas de la carga y su derivada, las que son incluidas en forma de compensación feedforward en la señal de comando, permitiendo reducir los apartamientos de la variable controlada respecto del valor de referencia.

Para mostrar el desempeño del sistema cuando se utiliza la estrategia propuesta, se presentan resultados de simulación.

Se debe notar que el uso de la estrategia de control propuesta en este trabajo puede ser, fácilmente, extendida a otro tipo de convertidores de potencia, ya sean de conversión cc-cc, ca-cc, cc-ca o ca-ca. La idea principal es encontrar, en cada caso, una salida plana cuyo grado relativo iguale el orden del sistema. También es posible emplear la estrategia en el caso de convertidores, múltiple entrada - múltiple salida, por ejemplo, el convertidor fuente de tensión o fuente de corriente multifásico. En este caso el número de salidas seleccionadas debe igualar al número de entradas, formando un vector de un dado orden y el grado relativo vectorial, que se obtiene a partir de este vector de salida, debe igualar al orden del sistema (Isidori, 1995). También, es posible emplear la estrategia propuesta en convertidores multi-nivel y convertidores multi-etapas.

## Agradecimiento

Este trabajo fue parcialmente financiado por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y la Universidad Nacional del Sur (UNS) de Argentina.



## Referencias

- Andres-Martinez, O., Flores-Tlacuahuac, A., Ruiz-Martinez, O., & Mayo-Maldonado, J. (2020). Nonlinear model predictive stabilization of dc-dc boost converters with constant power loads. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*.
- Arora, S., Balsara, P., & Bhatia, D. (2019a). Input-output linearization of a boost converter with mixed load (constant voltage load and constant power load). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(1), 815–825.
- Arora, S., Balsara, P. T., & Bhatia, D. K. (2019b). Pbc for direct voltage regulation for the boost dc-dc converter. *IET Power Electronics*, 12(8), 1942–1951.
- Callegaro, L., Ciobotaru, M., Pagano, D. J., & Fletcher, J. E. (2019). Feedback linearization control in photovoltaic module integrated converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(7), 6876–6889.
- 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 Transactions on vehicular technology*, 55(4), 1112–1125.
- Herrera, L., Zhang, W., & Wang, J. (2017). Stability analysis and controller design of dc microgrids with constant power loads. *IEEE Trans. Smart Grid*, 8(2), 881–888.
- Hossain, E., Perez, R., Nasiri, A., & Bayindir, R. (2018). Stability improvement of microgrids in the presence of constant power loads. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 96, 442–456.
- Hossain, E., Perez, R., Nasiri, A., & Padmanaban, S. (2018). A comprehensive review on constant power loads compensation techniques. *IEEE access*, 6, 33285–33305.
- Isidori, A. (1995). Nonlinear control systems.
- Khalil, H. (2002). *Nonlinear systems*. Prentice hall Upper Saddle River, NJ.
- Krener, A. J., & Respondek, W. (1985). Nonlinear observers with linearizable error dynamics. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 23(2), 197–216.
- Kumaravel, S., Achathuparambil Narayanankutty, R., Rao, V. S., & Sankar, A. (2019). Dual input-dual output dc-dc converter for solar pv/battery/ultra-capacitor powered electric vehicle application. *IET Power Electronics*, 12(13), 3351–3358.
- Mahmoudi, H., Aleenejad, M., & Ahmadi, R. (2016). A new modulated model predictive control method for mitigation of effects of constant power loads. In *2016 IEEE power and energy conference at illinois (peci)* (pp. 1–5).
- Martinez-Treviño, B. A., El Aroudi, A., Cid-Pastor, A., & Martinez-Salamero, L. (2019). Nonlinear control for output voltage regulation of a boost converter with a constant power load. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(11), 10381–10385.

## Revista REDIUNP

Revista Electrónica de divulgación de Metodologías Emergentes  
en el Desarrollo de STEM  
Aprobada en Consejo Directivo de la Facultad RCDFI-419-2018  
ISSN:2683-8648  
Vol. 3 N° 1(2021)



Solsona, J., Gomez Jorge, S., Gonzalez J., Busada, C.  
*Control de un convertidor cc-cc tipo elevador empleando cancelación no lineal por realimentación.*

- Ogata, K., & Yang, Y. (2002). *Modern control engineering* (Vol. 4). Prentice hall India.
- Rezayi, S., Iman-Eini, H., Hamzeh, M., Bacha, S., & Farzamkia, S. (2019). Dual-output dc/dc boost converter for bipolar dc microgrids. *IET Renewable Power Generation*, 13(8), 1402-1410.
- Rivetta, C., Williamson, G. A., & Emadi, A. (2005). Constant power loads and negative impedance instability in sea and undersea vehicles: statement of the problem and comprehensive large-signal solution. In *Ieee electric ship technologies symposium, 2005*. (pp. 313–320).
- Roshan, Y. M., & Moallem, M. (2013). Control of nonminimum phase load current in a boost converter using output redefinition. *IEEE transactions on power electronics*, 29(9), 5054–5062.
- Sayed, K. (2019). Zero-voltage soft-switching dc-dc converter-based charger for lv battery in hybrid electric vehicles. *IET Power Electronics*, 12(13), 3389-3396.
- Singh, S., Fulwani, D., & Kumar, V. (2015). Robust sliding-mode control of dc/dc boost converter feeding a constant power load. *IET Power Electronics*, 8(7), 1230–1237.
- Singh, S., Gautam, A. R., & Fulwani, D. (2017). Constant power loads and their effects in dc distributed power systems: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 72, 407–421.
- Solsona, J. A., Jorge, S. G., & Busada, C. A. (2015). Nonlinear control of a buck converter which feeds a constant power load. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7193–7201.
- Su, M., Liu, Z., Sun, Y., Han, H., & Hou, X. (2018). Stability analysis and stabilization methods of dc microgrid with multiple parallel-connected dc-dc converters loaded by cpls. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(1), 132-142.
- Xu, Q., Vafamand, N., Chen, L., Dragicevic, T., Xie, L., & Blaabjerg, F. (2020). Review on advanced control technologies for bidirectional dc/dc converters in dc microgrids. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 1-1.
- Xu, Q., Zhang, C., Wen, C., & Wang, P. (2017). A novel composite nonlinear controller for stabilization of constant power load in dc microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(1), 752–761.
- Zeng, J., Zhang, Z., & Qiao, W. (2013). An interconnection and damping assignment passivity-based controller for a dc-dc boost converter with a constant power load. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(4), 2314–2322.