

Control de Seguimiento Suave de Voltage Basado en Pasividad y Estimación Algebraica en línea del Parámetro de Carga de Salida del Convertidor Elevador Intercalado

C.G. Perez-Ibarra* J. Linares-Flores**
G. Curiel-Olivares*** A. Hernandez-Mendez****
R.O. Garcia-Valladares†

* Universidad Tecnológica de la Mixteca, Oaxaca, 69000 México

(e-mail: cesarperez662@gmail.com)

** (e-mail: jlinares@mixteco.com.mx.)

*** (e-mail: gonzcuriel@gmail.com)

**** (e-mail: arturohm555@gmail.com)

† (e-mail: ruben.0702@hotmail.com)

Abstract: En este artículo se propone un control por retroalimentación de la salida pasiva del error exacto para un convertidor cd-cd tipo elevador intercalado, el valor de la resistencia de carga se calcula a través de un estimador algebraico en línea, el cual se adapta a las variables de referencia deseadas para cumplir con la tarea de regulación de voltaje a la salida del convertidor. Los resultados experimentales muestran el desempeño en la regulación de voltaje del controlador propuesto en lazo cerrado, así como la robustez ante cambios súbitos de la resistencia de carga. La implementación experimental del controlador se realizó en un procesador digital de señales TMS320F28335 de la firma Texas Instruments.

1. INTRODUCCIÓN

El nivel de voltaje de salida de la mayoría de las fuentes de energía eléctrica renovables es relativamente bajo, por lo que es conveniente siempre elevar este nivel, para ello se utilizan convertidores CD/CD tipo elevador Devi et al. (2014). Este convertidor debe ser eficiente con respecto a la conversión de energía entrada-salida, debe manejar medianas y altas potencias, así como un índice de conversión alto Thyagarajan et al. (2014). Los convertidores CD/CD tipo elevador, su uso es muy común en aplicaciones donde se utilizan como interfaz entre el voltaje de salida de un sistema PV y un bus de CD para alimentar inversores trifásicos fuentes de voltaje Parveen and Rupesh (2016). Sin embargo, actualmente se utilizan los convertidores elevadores del tipo intercalado (CEI), esto por su enorme potencial para mejorar el rendimiento del convertidor tipo elevador en términos de eficiencia, tamaño, emisión electromagnética y respuesta transitoria Newlin et al. (2013). Un tipo de CEI consiste en la conexión de n líneas de entrada del convertidor. Donde, la corriente de entrada se reparte entre el número de inductores, n , manteniendo la potencia para el sistema completo Xue et al. (2016); Apablaza and Munoz (2016). Las señales de conmutación en el CEI se desfasan en función del número de líneas de entrada del convertidor. Si se tienen n líneas

de entrada en el convertidor, el desfase de cada señal es de $\frac{2\pi}{n}$ Apablaza and Munoz (2016). Este desfase en las señales de conmutación reduce el rizo de corriente en el inductor y el rizo de voltaje en el capacitor de salida, con respecto a un convertidor tipo elevador convencional. Esto también reduce las pérdidas en las etapas de filtrado, así como las pérdidas de conmutación Newlin et al. (2013).

Entre las diferentes aplicaciones y técnicas de control que se utilizan en los CEI, los autores del trabajo El Fadil et al. (2011) diseñan un controlador de voltaje para la salida del convertidor CEI, este controlador es no-líneal del tipo adaptable basado en la técnica Backstepping. También en este mismo trabajo, se estiman las variaciones de la carga, las cuales a su vez se retroalimentan para minimizar los efectos en el voltaje de salida del convertidor CEI. Por otra parte, Giral et al. (2000) operan un CEI utilizando un control por modos deslizantes. Donde, la topología presentada del circuito intercalado, muestra una nueva estructura escalonada, cuya dinámica del circuito en lazo cerrado es asintóticamente estable con un buen arranque y una excelente regulación de carga cuando, se aplica un control por modos deslizantes del tipo auto-estabilizador al convertidor. De igual modo, Chen et al. (2017) y Somkun et al. (2015), implementan controladores del tipo PI y PID para regular el voltaje de salida del

CEI. Por otra parte, en implementaciones para sistemas PV que utilizan convertidores intercalados, Xue et al. (2016), Mathew and David (2017) y Parveen and Rupesh (2016), ellos realizan el seguimiento del máximo punto de potencia (MPPT) por medio de este tipo de convertidores, con excelentes resultados.

1.1 Contribuciones

En este trabajo se presenta un esquema de control de tipo adaptable de fácil diseño e implementación para regular el voltaje de salida de un Convertidor CD-CD tipo Elevador Intercalado (CEI). Dicho esquema de control se basa en la técnica de control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica de seguimiento del error exacto (ETEDPOFC: por sus siglas en inglés *Exact Tracking Error Dynamics Passive Output Feedback Control*). Muchas aplicaciones de esta técnica de control para la regulación de voltaje y corriente en convertidores electrónicos de potencia se desarrollan en Linares-Flores et al. (2010), Flores et al. (2011) y Sira-Ramirez and Silva-Ortigoza (2006). Por otro lado, para disminuir el error de regulación del voltaje de salida en el convertidor CEI, bajo variaciones en el valor nominal de la carga de salida, se diseña un estimador algebraico en línea para estimar el valor de este parámetro, el cual se adapta a las variables de referencia deseadas del controlador. Esto, con la firme intención de disminuir los efectos de esas variaciones de la carga de salida del convertidor (CEI). La metodología para el diseño de los estimadores algebraicos se presenta en los trabajos publicados por: Linares-Flores et al. (2012), Linares-Flores et al. (2013) y Abad et al. (2018). De ahí, el objetivo principal del artículo es el desarrollo de un control de seguimiento suave de voltaje por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto del Convertidor CD-CD tipo Elevador Intercalado, el cual elevará el voltaje de entrada de 150V a 190V de forma suave y manejará una carga de salida de una potencia nominal de 250W, la cual tendrá cambios súbitos de su valor nominal hasta del 40%.

Este artículo está organizado como sigue: la sección II describe el modelo dinámico promedio del convertidor CD-CD tipo elevador intercalado. La sección III trata el diseño del estimador algebraico utilizado para minimizar los efectos de los cambios súbitos en la carga de salida del convertidor. La sección IV está dedicada a describir el diseño del controlador por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica de seguimiento del error exacto, así como la demostración formal de estabilidad del sistema controlador-convertidor. La descripción de la plataforma experimental, así como los resultados experimentales obtenidos se presentan en la sección V. Finalmente algunas conclusiones y posibles desarrollos futuros se proporcionan en la sección VI.

2. MODELO DINÁMICO DEL CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO

Dado el circuito eléctrico mostrado en la Fig. 2, y a través de las leyes de voltaje y corriente de Kirchhoff se obtiene el modelo dinámico en forma promedio del sistema convertidor CD-CD tipo elevador intercalado:

$$\begin{aligned} L_1 \frac{di_1}{dt} &= -(1 - u_{1av})v_c + E \\ L_2 \frac{di_2}{dt} &= -(1 - u_{2av})v_c + E \\ C \frac{dv_c}{dt} &= (1 - u_{1av})i_1 + (1 - u_{2av})i_2 - \frac{1}{\hat{R}}v_c \\ y &= v_c \end{aligned} \quad (1)$$

donde i_1 y i_2 son las corrientes que circulan por los inductores L_1 y L_2 respectivamente, E es el voltaje de alimentación del convertidor, C es el capacitor de salida, v_c es el voltaje de salida del convertidor, u_{1av} y u_{2av} representan las entradas de control promedio acotadas en el intervalo cerrado $[0, 1]$. \hat{R} es la resistencia de la carga de salida, la cual será estimada, sin embargo ésta tiene un valor inicial en el diseño para que el convertidor trabaje en el modo de conducción continuo.

Usando la notación matricial del sistema no lineal (1), éste se representa como un sistema *pasivo - disipativo*, Sira-Ramirez and Silva-Ortigoza (2006), de la siguiente forma:

$$A\dot{x} = J(u_{av})x - \eta x + \varepsilon \quad (2)$$

La matriz $J(u_{av})$ para toda u_{av} tiene la siguiente forma:

$$J(u_{av}) = J_o + \sum_{i=1}^m J_i u_{iav} \quad (3)$$

Las matrices J_i con $i = 1, 2, \dots, m \in R^{3 \times 3}$, es la matriz no disipativa, o más bien matriz conservativa, la cual es antisimétrica dependiente de las entradas de control promedio u_{iav} , η es una matriz disipativa que cumple con ser simétrica constante semi-definida positiva, $A = \text{diag}(L_1, L_2, C)$ es una matriz simétrica constante definida positiva, $x = (i_1, i_2, v_c) \in R^3$ es el vector de estados del sistema, y ε es un vector constante que contiene a la fuente de alimentación principal del convertidor. La matriz conservativa, la matriz disipativa y el vector ε , para el caso del modelo presentado en (1), estas son:

$$\begin{aligned} J(u_{av}) &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & -(1 - u_{1av}) \\ 0 & 0 & -(1 - u_{2av}) \\ (1 - u_{1av}) & (1 - u_{2av}) & 0 \end{pmatrix}, \\ \eta &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{\hat{R}} \end{pmatrix}, \quad \varepsilon = \begin{pmatrix} E \\ E \\ 0 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

Mediante la energía promedio almacenada en el circuito, se verifica que el sistema sea *pasivo - disipativo*,

$$H(x) = \frac{1}{2}x^T Ax = \frac{1}{2}[L_1 i_1^2 + L_2 i_2^2 + C v_c^2] \quad (5)$$

Donde la derivada de la energía total almacenada, está dada por:

$$\frac{dH(x)}{dt} = L_1 \frac{di_1}{dt} i_1 + L_2 \frac{di_2}{dt} i_2 + C \frac{dv_c}{dt} v_c \quad (6)$$

sustituyendo la dinámica del sistema (1) dentro de (6), se obtiene la siguiente ecuación

$$\frac{dH(x)}{dt} = E(i_1 + i_2) - \frac{v_c^2}{R} \leq E(i_1 + i_2) = uy \quad (7)$$

Donde u y y representan la entrada y salida del sistema, respectivamente. De ahí, por la definición 2.2 dada en van der Schaft and Van Der Schaft (2000), se verifica que el sistema (1) sea *pasivo – disipativo*.

2.1 Generación de las trayectorias de referencias deseadas

La dinámica de referencia deseada se calcula a partir del modelo promedio en su forma pasiva dada en (2), por lo tanto se tiene que:

$$A\dot{\bar{x}} = J(\bar{u}_{av})\bar{x} - \eta\bar{x} + b\bar{u}_{av} + \bar{\varepsilon} \quad (8)$$

de la ecuación (8), \bar{u}_{av} representa el valor nominal deseado de la entrada de control correspondiente al vector de estado de referencia $\bar{x}(t) = (\bar{i}_1, \bar{i}_2, \bar{v}_c)^T$, Las referencias deseadas son calculadas del sistema dado en (1) en términos de \hat{R} :

$$\bar{v}_c = v_d, \quad \bar{i}_{1,2} = \frac{v_d^2}{2E\hat{R}}, \quad \bar{u}_{1,2av} = 1 - \frac{E}{v_d} \quad (9)$$

Los valores nominales de cada una de las variables del convertidor junto con el valor nominal de las entradas de control, se usan para planear las trayectorias de referencia deseadas de las corrientes y voltaje de salida. El cálculo las trayectorias se realiza de la misma forma al trabajo publicado por Linares-Flores et al. (2010).

3. ESTIMADOR ALGEBRAICO EN LÍNEA DE LA RESISTENCIA DE CARGA DE SALIDA DEL CONVERTIDOR ELEVADOR INTERCALADO

Los valores deseados de corriente (\bar{i}_1, \bar{i}_2) de (9) dependen del valor de la resistencia de carga. Tal y como se muestra en Linares-Flores et al. (2018), dicho valor de resistencia puede tener variaciones en su valor nominal, ya sea por efecto de la temperatura o simplemente por si el convertidor está acoplado a una carga dinámica, como lo es un motor de CD. Con tal de brindar la robustez necesaria al controlador, se realiza la estimación de la resistencia del convertidor, la cual se adapta en línea a las trayectorias de referencia deseadas de las corrientes del controlador de seguimiento suave de voltaje.

La estimación de parámetros algebraicos en sistemas no lineales se basa en el álgebra diferencial, por Diop and Fliess (1991), Fliess and Sira-Ramírez (2003) se conoce que, un sistema no lineal es observable si y solo si, para cualquier variable de estado del sistema, esta queda en función de la entrada de control y de la salida de interés a regular. Para el caso del sistema convertidor elevador intercalado, se hace la retroalimentación de las variables de estado (i_1, i_2, v_c) , lo cual nos permite realizar la estimación de la resistencia parámetro \hat{R} . Para el

cálculo en línea del parámetro \hat{R} , se emplea la ecuación dinámica de voltaje del convertidor, y de ahí se tiene:

$$C \frac{dv_c}{dt} = (1 - u_{1av})i_1 + (1 - u_{2av})i_2 - \frac{1}{R}v_c \quad (10)$$

se hace la multiplicación de la ecuación (10), por $(-t)^n$, donde t es la variable de tiempo y n es el grado de la derivada de más alto orden:

$$-Ct \frac{dv_c}{dt} = -t(1 - u_{1av})i_1 - t(1 - u_{2av})i_2 + t \frac{1}{R}v_c \quad (11)$$

a continuación, se integran ambos lados de la ecuación respecto a t y se despeja el valor constante, \hat{R} , de (11) se obtiene lo siguiente:

$$\hat{R} = \frac{z_1}{z_2 + z_3 - z_4} \quad (12)$$

donde :

$$\begin{aligned} z_1 &= \int_{t_0}^{t_1} tv_c(t)dt, \quad z_2 = \int_{t_0}^{t_1} t(1 - u_1(t))i_1(t)dt \\ z_3 &= \int_{t_0}^{t_1} t(1 - u_2(t))i_2(t)dt, \\ z_4 &= C \left[tv_c(t) - \int_{t_0}^{t_1} v_c(t)dt \right] \end{aligned} \quad (13)$$

Se observa las ecuaciones (12) y (13) de que la estimación del valor nominal de la resistencia del convertidor desconocida (\hat{R}), se expresa en términos de las variables de estado i_1, i_2, v_c medidas.

4. CONTROL PROMEDIO POR RETROALIMENTACIÓN DE LA SALIDA PASIVA DEL ERROR EXACTO

Se define la dinámica del error de seguimiento como $e = (x - \bar{x})$, de manera que $Ae = A(x - \bar{x})$ y $A\dot{e} = A(\dot{x} - \dot{\bar{x}})$, ahora con la ecuación (2) y (8) obtenemos:

$$\begin{aligned} A(\dot{e}) &= J(u_{av})x - \eta x + \varepsilon - J(\bar{u}_{av})\bar{x} + \eta\bar{x} - \bar{\varepsilon} \\ &= J(u_{av})x - J(\bar{u}_{av})\bar{x} - \eta e + e_\varepsilon \\ &= (J(u_{av}) - \eta)e + (J(u_{av}) - J(\bar{u}_{av}))\bar{x} + \varepsilon e \end{aligned} \quad (14)$$

se realiza una aproximación lineal por series de Taylor al término $J(u_{av}) - J(\bar{u}_{av})$, con respecto a la entrada de control promedio u_{av} y se sustituye en (14), de manera que se obtiene la dinámica del error como sigue:

$$A\dot{e} = (J(u_{av}) - \eta)e + \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} e_u + \varepsilon e \quad (15)$$

considerando la dinámica del error en (15), se propone la ley de control e_u de la siguiente forma:

$$e_u = -\gamma \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right]^T e - \varepsilon e \quad (16)$$

donde $\gamma > 0$. Para el análisis de la estabilidad asintótica, se propone la función candidata de Lyapunov como sigue:

$$V(e) = \frac{1}{2} e^T A e > 0, -\{0\} \quad (17)$$

cuya derivada temporal a lo largo de (15) es dada por:

$$\begin{aligned}\dot{V}(e) &= e^T A \dot{e} \leq 0 \\ &= e^T \left[J(u_{av})e + \frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} e_u \bar{x} - \eta e + e_\varepsilon \right] \leq 0\end{aligned}\quad (18)$$

aplicando a la ecuación (18), la ley de control propuesta en (16) obtenemos la dinámica en lazo cerrado como sigue:

$$\begin{aligned}\dot{V}(e) &= e^T J(u_{av})e \\ &\quad - e^T \underbrace{\left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right] \gamma \left[\frac{\partial J(u_{av})}{\partial u_{av}} \bar{x} \right]^T}_{:=\eta d} e \\ &\quad - e^T \eta e \\ \dot{V}(e) &= e^T J(u_{av})e - e^T \underbrace{[\eta + \eta d]}_{:=\tilde{\eta}} e \leq 0\end{aligned}\quad (19)$$

$$\dot{V}(e) = -e^T \tilde{\eta} e \leq 0, \quad \forall e \neq 0$$

Donde de (19) la matriz $\tilde{\eta}$ es dada por:

$$\tilde{\eta} = \begin{pmatrix} \gamma \bar{v}_d^2 & \gamma \bar{v}_d^2 & -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} \\ \gamma \bar{v}_d^2 & \gamma \bar{v}_d^2 & -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} \\ -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} & -\gamma \frac{v_d^3}{E \hat{R}} & \gamma \frac{v_d^4}{E^2 \hat{R}^3} \end{pmatrix}\quad (20)$$

Cuando la matriz, $\tilde{\eta}$, de (20), es definida positiva, decimos que se satisface la condición de acoplamiento de disipación. Por otra parte, si el término de la matriz $\tilde{\eta}$, es semi-definida positiva, decimos que la condición de acoplamiento de disipación se cumple, siempre que la única solución sea el origen, esto invocando el teorema de invarianza de LaSalle. Por tanto, se dice que el error de seguimiento suave de voltaje en lazo cerrado tiene un punto de equilibrio único, y éste es asintóticamente estable, el cual es el origen del espacio de error.

Aplicando la ecuación (16) al sistema (1), se obtiene las siguientes leyes de control para el seguimiento suave de voltaje de salida del convertidor elevador intercalado.

$$\begin{aligned}u_{1av} &= \bar{u}_{1av} - \gamma \bar{v}_c (i_1 - \bar{i}_1) + \gamma \bar{i}_1 (v_c - \bar{v}_c) \\ u_{2av} &= \bar{u}_{2av} - \gamma \bar{v}_c (i_2 - \bar{i}_2) + \gamma \bar{i}_2 (v_c - \bar{v}_c)\end{aligned}\quad (21)$$

5. PLATAFORMA EXPERIMENTAL Y RESULTADOS EXPERIMENTALES

Para probar el desempeño del control se llevaron a cabo las pruebas experimentales en la plataforma mostrada en la Fig. 1. Dicha plataforma se compone por los siguientes módulos: 1) auto-transformador y rectificador trifásico; 2) convertidor elevador intercalado, sensores de corriente HX 20-P y sensor de voltaje ISO124P; 3) dos resistencias de carga conectadas en paralelo, de las cuales una se mantiene conectada durante toda la prueba, mientras que la segunda se utiliza para producir un cambio súbito de carga durante un periodo de tiempo de aproximadamente 10 segundos; 4) procesador digital de señales (DSP) C2000 Delfino™ TMS320F28335 de la firma Texas Instruments. La Fig. 2 muestra el diagrama a bloques de la

implementación del algoritmo de control y el estimador algebraico en línea basado en DSP. El convertidor tipo elevador intercalado se diseñó para operar en modo de conducción continuo a una frecuencia de conmutación de 50KHz, con un voltaje de entrada E de 90V, para regular a un voltaje de salida de 200V y una corriente nominal de 3A. Los parámetros nominales del convertidor son: $L_1 = L_2 = 560\mu H$, $C = 470\mu F$ y $R = 210\Omega$

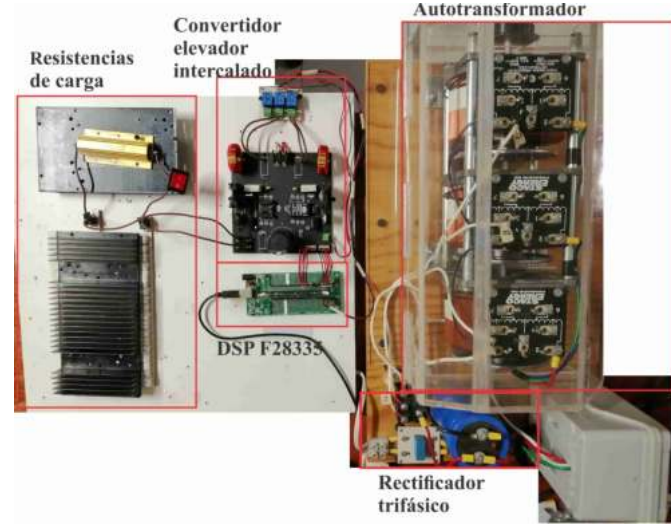


Fig. 1. Plataforma experimental.

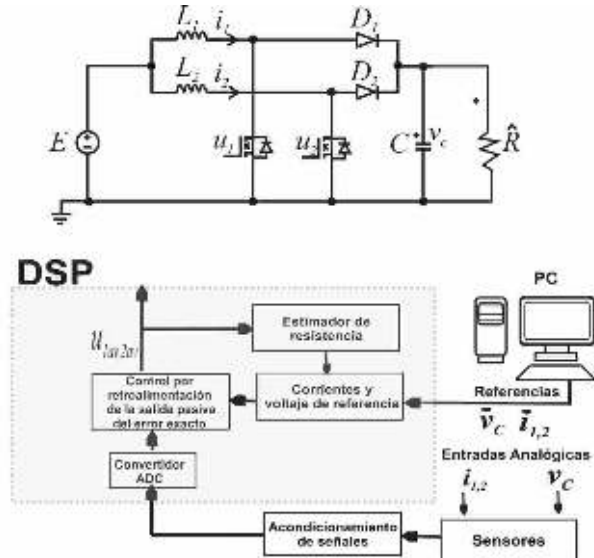


Fig. 2. Diagrama esquemático de la plataforma experimental: convertidor elevador intercalado-controlador por retroalimentación de la salida pasiva.

La Fig. 3 muestra la respuesta del voltaje de salida v_c , así como también el voltaje de referencia deseado denotado por v_d . El voltaje de referencia v_d se programó para seguir un polinomio bezier con un valor inicial de 150V a un valor final de 190V en el intervalo cerrado de tiempo $[10s, 25s]$. Esta prueba se realizó con la finalidad

de observar el desempeño del controlador de seguimiento de voltaje y del estimador algebraico en línea de la resistencia del convertidor CEI, bajo cambios súbitos de la resistencia de carga. La Fig. 3, muestra pequeños cambios de nivel del voltaje de salida, v_c cuando el valor de la resistencia de salida cambia súbitamente su valor. Gracias a la adaptación en línea del valor de la carga estimada \hat{R} , el control propuesto presenta un magnifico desempeño bajo cambios súbitos en la carga, manteniendo el voltaje v_c a un valor fijo deseado programado en la trayectoria de referencia.

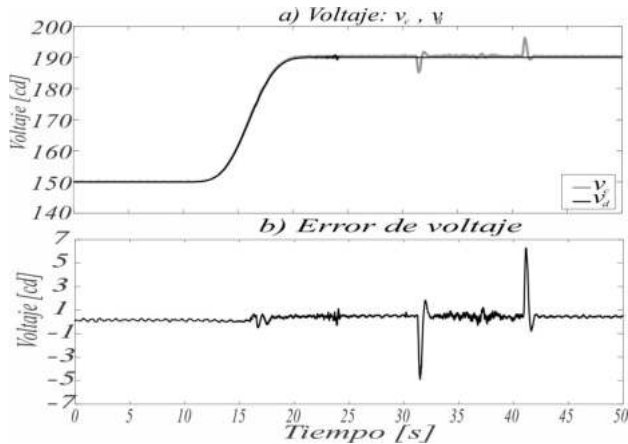


Fig. 3. a) Respuesta del voltaje de salida v_c y voltaje de referencia v_d , b) Error de voltaje

La Fig. 4 muestra el valor obtenido del estimador algebraico de \hat{R} , se observa que el valor de la carga nominal del convertidor disminuye su valor a un 40% durante el intervalo de tiempo [31s, 41s]. El valor de este parámetro variante en el tiempo se adapta en línea a las variables de referencia dadas en (9), con esto se consigue que el voltaje de salida continúe con el valor deseado como se muestra en la Fig. 3. A consecuencia del cambio súbito del valor nominal de la carga, y que el valor nominal del voltaje de salida permanezca sin cambio, los valores nominales de las corrientes cambian de forma dinámica siempre que el valor estimado de la resistencia de salida cambie.

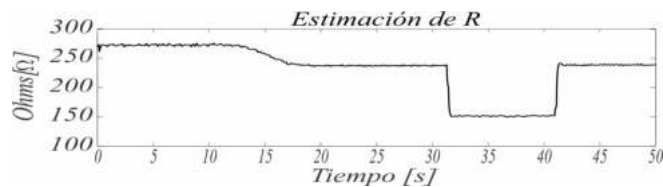


Fig. 4. Respuesta en el tiempo valor de la estimación de la carga \hat{R} del convertidor.

La Fig. 5 muestra las respuestas de las corrientes i_1 , i_2 en los inductores L_1 , L_2 , así como también la variable de referencia deseada i_d . Al inicio de la prueba ambas corrientes mantienen un valor promedio de 0.48A, en el intervalo de tiempo [10s, 25s], también se observa que

ambas corrientes presentan un incremento de aproximadamente de 0.88A en la parte final de la trayectoria de referencia deseada. Por otra parte, en el intervalo de tiempo [31s, 41s], se produce un cambio súbito de carga, y las respuestas de corriente sufren un incremento de aproximadamente 1.45A, ya que la variable de referencia i_d , tiene una dependencia del parámetro estimado \hat{R} . Cabe señalar que el reparto de corriente en ambos inductores se hace de manera equitativa, y se mantiene un valor muy cercano al de referencia deseado, además, se tienen un rizo de corriente menor a 0.1A.

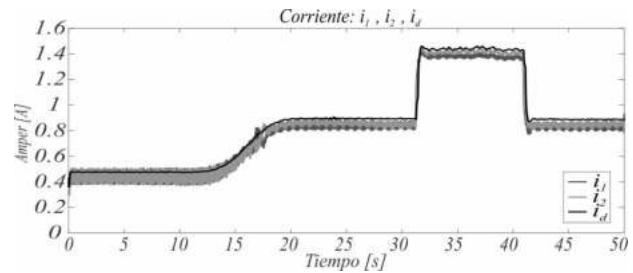


Fig. 5. Respuesta en el tiempo de las corrientes en los inductores: i_1 , i_2 , y valor de referencia i_d .

La Fig. 6 muestra las respuestas de las entradas de control u_1, u_2 , ambas con una ganancia de aproximadamente $\gamma = 0.005$, con la que se asegura que el voltaje v_c alcance la referencia deseada de manera suave y mantenga su referencia deseada, aún cuando se presenta un cambio súbito en el valor nominal de la resistencia de carga del convertidor CEI.

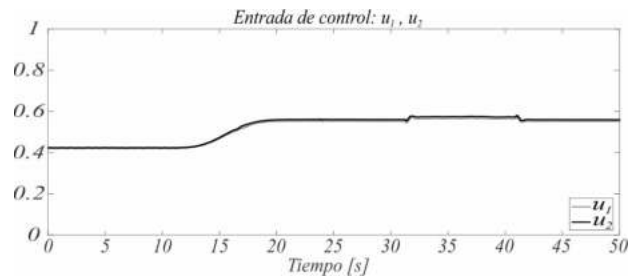


Fig. 6. Respuesta en el tiempo de las variables de control: u_1 y u_2 .

6. CONCLUSIONES

En este trabajo se corrobora el magnifico desempeño del control por retroalimentación de la salida pasiva de la dinámica del error exacto, para seguir de manera suave el voltaje de salida del convertidor elevador intercalado. El seguimiento de voltaje del controlador en lazo cerrado, evita sobre tiros de corriente y de voltaje no deseados, ya que éstos pueden pasar los niveles permitidos de los dispositivos de conmutación y producir daños a los mismos. Por otra parte, la velocidad del estimador algebraico en línea para estimar el valor de la resistencia

de carga \hat{R} , y adaptarla rápidamente a las variables de referencia, consigue darle robustez necesaria al controlador para encarar los cambios súbitos de la carga de salida del CEI. De manera que, al ocurrir el cambio en la carga, el controlador incrementa el valor nominal de la corriente del sistema, con la finalidad de mantener el voltaje de salida a su valor de referencia. De ahí, nosotros notamos que el controlador logra repartir de manera equitativa los niveles de corriente entre ambos inductores, cumpliendo con el objetivo de utilizar convertidores intercalados para el reparto de potencia en sus dispositivos pasivos.

Como desarrollo futuro, se propone utilizar el CEI con el mismo esquema de control para aplicaciones fotovoltaicas, de manera que, el convertidor sirva como la interfaz entre el arreglo fotovoltaico e inversores fuente de voltaje para accionar motores eléctricos.

REFERENCIAS

- Abad, J.A.J.J., Sandoval-García, A.P., Linares-Flores, J., Guerrero-Castellanos, J.F., Banuelos-Sanchez, P., and Contreras-Ordaz, M.A. (2018). Fpga implementation of passivity based control and output load algebraic estimation for transformerless multilevel active rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 1–1. doi: 10.1109/TII.2018.2865445.
- Apablaza, D. and Muñoz, J. (2016). Laboratory implementation of a boost interleaved converter for pv applications. *IEEE Latin America Transactions*, 14(6), 2738–2743. doi:10.1109/TLA.2016.7555247.
- Chen, H.C., Lu, C.Y., and Rout, U.S. (2017). Decoupled master-slave current balancing control for three-phase interleaved boost converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5), 3683–3687.
- Devi, M.A., Valarmathi, K., and Mahendran, R. (2014). Ripple current reduction in interleaved boost converter by using advanced pwm techniques. In *2014 IEEE International Conference on Advanced Communications, Control and Computing Technologies*, 115–119. IEEE.
- Diop, S. and Fliess, M. (1991). Nonlinear observability, identifiability, and persistent trajectories. In *[1991] Proceedings of the 30th IEEE Conference on Decision and Control*, 714–719 vol.1. doi: 10.1109/CDC.1991.261405.
- El Fadil, H., Giri, F., Guerrero, J., Haloua, M., and Abouloifa, A. (2011). Advanced control of interleaved boost converter for fuel cell energy generation system. *IFAC Proceedings Volumes*, 44(1), 2803–2808.
- Fliess, M. and Sira-Ramírez, H. (2003). An algebraic framework for linear identification. *ESAIM: Control, Optimisation and Calculus of Variations*, 9, 151–168.
- Flores, J.L., Avalos, J.L.B., and Espinosa, C.A.B. (2011). Passivity-based controller and online algebraic estimation of the load parameter of the dc-to-dc power converter cuk type. *IEEE Latin America Transactions*, 9(1), 784–791.
- Giral, R., Martínez-Salamero, L., Leyva, R., and Maixe, J. (2000). Sliding-mode control of interleaved boost converters. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 47(9), 1330–1339.
- Linares-Flores, J., Sira-Ramírez, H., Yescas-Mendoza, E., and Vásquez-Sanjuan, J. (2012). A comparison between the algebraic and the reduced order observer approaches for on-line load torque estimation in a unit power factor rectifier-dc motor system. *Asian Journal of Control*, 14(1), 45–57.
- Linares-Flores, J., Guerrero-Castellanos, J., Lescas-Hernández, R., Hernández-Méndez, A., and Vázquez-Perales, R. (2018). Angular speed control of an induction motor via a solar powered boost converter-voltage source inverter combination. *Energy*, 166, 326–334.
- Linares-Flores, J., Méndez, A.H., García-Rodríguez, C., and Sira-Ramírez, H. (2013). Robust nonlinear adaptive control of a “boost” converter via algebraic parameter identification. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(8), 4105–4114.
- Linares-Flores, J., Reger, J., and Sira-Ramírez, H. (2010). Load torque estimation and passivity-based control of a boost-converter/dc-motor combination. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 18(6), 1398–1405.
- Mathew, D. and David, D. (2017). An interleaved converter with maximum power point tracking. In *2017 International Conference on Intelligent Computing, Instrumentation and Control Technologies (ICICT)*, 268–274. IEEE.
- Newlin, D.J.S., Ramalakshmi, R., and Rajasekaran, S. (2013). A performance comparison of interleaved boost converter and conventional boost converter for renewable energy application. In *2013 International Conference on Green High Performance Computing (ICGHPC)*, 1–6. IEEE.
- Parveen, N. and Rupesh, K. (2016). Design and simulation of interleaved dc-dc boost converter for three-phase loads using solar panel. In *2016 International Conference on Computation of Power, Energy Information and Communication (ICCPEIC)*, 514–519. IEEE.
- Sira-Ramírez, H.J. and Silva-Ortigoza, R. (2006). *Control design techniques in power electronics devices*. Springer Science & Business Media.
- Somkun, S., Sirisamphanwong, C., and Sukchai, S. (2015). A dsp-based interleaved boost dc-dc converter for fuel cell applications. *international journal of hydrogen energy*, 40(19), 6391–6404.
- Thiyagarajan, A., Kumar, S.P., and Nandini, A. (2014). Analysis and comparison of conventional and interleaved dc/dc boost converter. In *Second International Conference on Current Trends In Engineering and Technology-ICCTET 2014*, 198–205. IEEE.
- van der Schaft, A.J. and Van Der Schaft, A. (2000). *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*, volume 2. Springer.
- Xue, T., Minxin, Z., and Songtao, Y. (2016). Maximum power point tracking for photovoltaic power based on the improved interleaved boost converter. In *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2215–2218. IEEE.