

Control por Modos Deslizantes para un Convertidor CC/CC Boost Interleaved con CPL

Sliding Mode Control for a Boost Interleaved DC/DC Converter with CPL

Matías Nicolás Tello¹, E. Maximiliano Asensio², Juan Astrada³, Federico Serra⁴ y Cristian De Angelo⁵

^{1,2,4}Laboratorio de Control Automático (LCA). UNSL. Facultad de Ingeniería y Ciencias Agropecuarias
^{3,5}Grupo de Electrónica de Aplicada (GEA). Facultad de Ingeniería. UNRC.

matinicotello@gmail.com

Científica N°1

Año: 2024

pp. 149 – 157

Historial del Artículo

Recibido:

19/04/2024

Enviado revisión:

20/04/2024

Aceptado:

30/04/2024

Área temática:

Electrónica y Sistemas
Inteligentes

Palabras Claves:

Interleaved, Carga de
potencia constante,
Control por modos
deslizantes

Keywords:

Interleaved, Constant
Power Load, Sliding
Mode Control

Resumen: En este artículo se presenta una estrategia de control no lineal aplicada a un convertidor CC/CC tipo *Boost Interleaved* con CPL (*Constant Power Load*). En primer lugar, se describe brevemente el funcionamiento del convertidor *Interleaved*, destacando su capacidad para distribuir la corriente entre múltiples ramas y así mejorar la eficiencia y reducir el estrés térmico en las llaves semiconductoras. Posteriormente se analizan las principales características y desafíos asociados a las cargas de potencia constante, conocidas por su comportamiento de impedancia negativa que puede inducir a la inestabilidad del sistema. Para abordar esta problemática, se propone una estrategia de control basada en Modos Deslizantes (MD), la cual se diseña para proporcionar robustez frente a las no linealidades y variaciones dinámicas del convertidor con CPL, obteniendo así N controladores independientes para cada rama del mismo. Para validar la efectividad de la estrategia propuesta, se verifica mediante simulación, con cambios de referencia y de carga. además de una evaluación del sistema en diferentes condiciones operativas.

Abstract: In this article, a nonlinear control strategy applied to a Boost Interleaved DC/DC converter with Constant Power Load (CPL) is presented. First, the operation of the Interleaved converter is briefly described, highlighting its ability to distribute current among multiple branches, thus improving efficiency and reducing thermal stress on the semiconductor switches. Subsequently, the main characteristics and challenges associated with constant power loads, known for their negative impedance behavior that can induce system instability, are analyzed. To address this issue, a Sliding Mode Control (SMC) strategy is proposed, designed to provide robustness against nonlinearities and dynamic variations of the converter with CPL, resulting in N independent controllers for each branch of the converter. To validate the effectiveness of the proposed strategy, simulations are carried out under reference and load changes, along with an evaluation of the system under different operating conditions.

INTRODUCCIÓN

Los sistemas distribuidos de energía, como lo es una microrred de CC, requieren habitualmente de un multiconvertidor para proporcionar al sistema distintas formas de tensión y potencia. Estos sistemas constan de al menos dos convertidores de potencia conectados en cascada, donde, aquellos conectados al bus de CC son los que proveen la energía y se denominan de tipo fuente, mientras que los que proporcionan la potencia necesaria a la carga se denominan de tipo carga, Fig. 1 [1]. El hecho de conectar múltiples convertidores en serie provoca que los mismos se manifiesten como una impedancia negativa dado que se manifiestan con requerimientos constante de potencia [2]. Este efecto se conoce como Carga de Potencia Constante (CPL) y ha sido, durante mucho tiempo, foco de investigación en sistemas de energía aislados. Debido al efecto de inestabilidad de los fenómenos de resistencia incremental negativa de las CPLs, se han investigado varios criterios para garantizar la estabilidad del sistema.

Estos sistemas de varios niveles de tensión tienen características, dinámicas y problemas de estabilidad diferentes a los convencionales, que no se comprenden bien producto de la no linealidad y la dependencia temporal de la operación con CPL. Los métodos de control lineal clásicos presentan limitaciones y no son aplicables para este tipo de sistemas, por lo tanto, se deben aplicar estrategias de control no lineales que garantice la inhibición del efecto desestabilizador de la impedancia negativa de la CPL [3].

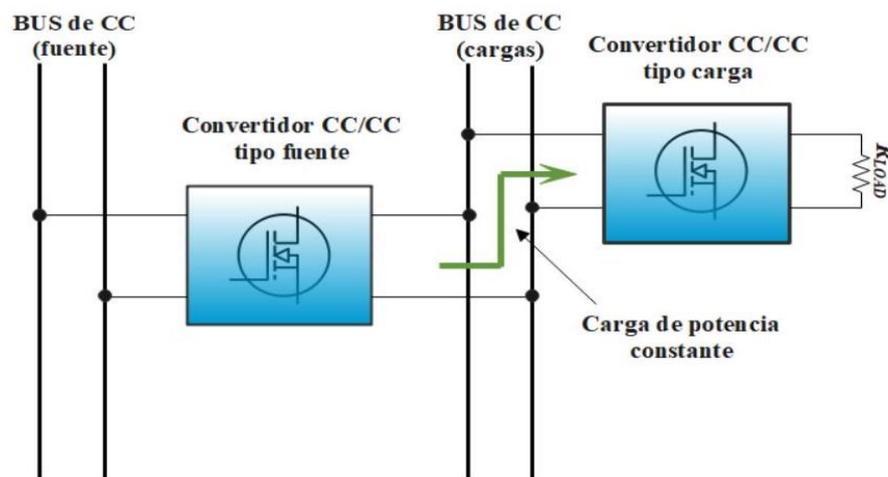


Figura 1. Convertidores en cascada.

En este artículo se presenta un Control por Modos Deslizantes independiente para cada una de las ramas de modo de regular la potencia de salida de un convertidor CC/CC *Boost Interleaved*, cuya topología se presenta en la Fig. 2.

En la literatura existen varias propuestas para efectuar un correcto control de corriente y tensión de salida en convertidores *Interleaved* [5]-[6]. Existen esquemas basados en técnicas de control lineal aplicando controladores Proporcional - Integral (PI) de doble lazo [7]-[8]. En este caso, el diseño de las ganancias se basa en el modelo de pequeña señal para un punto de operación determinado, y, en consecuencia, no se puede garantizar un buen desempeño del controlador en puntos para los que no fue diseñado y frente incertezas no modeladas. Por otro lado, existen propuestas que también utilizan el modelo linealizado, como control predictivo basado en modelo (MPC, del inglés *Model Predictive Control* [9]-[10], y si bien se obtienen buenos resultados, esto se logra a costa de una mayor complejidad en su implementación.

Debido a la naturaleza no lineal del convertidor producto de la CPL, se requieren estrategias de control específicas no lineales. Por ejemplo, en [11] se propone una estrategia de control de linealización por realimentación (*feedback linearization*) para un convertidor *Boost Interleaved* y si bien presenta un gran desempeño, la efectividad de este control depende en gran medida de la precisión del modelo del sistema, si no se capturan completamente las características no lineales del sistema (o bien si son difíciles de predecir), el rendimiento del controlador puede verse afectado negativamente. Para este caso, la técnica de control por modos deslizantes (MD) ofrece robustez y es naturalmente aplicable en sistemas con estructura variable, lo que la hace atractiva para los convertidores electrónicos de potencia y más aún para sistemas con múltiples

convertidores en cascada. Sin embargo, al implementarla, surgen desafíos debido a que idealmente produciría una frecuencia de conmutación infinita alrededor del valor de referencia deseado, evaluando una función de signo para decidir la acción de control correspondiente. Para abordar esto, se utiliza comúnmente la técnica de la implementación de una banda de Histéresis, lo que permite limitar la frecuencia de conmutación y permite al sistema operar a una frecuencia finita mientras evoluciona dinámicamente alrededor del modo deslizante ideal [12].

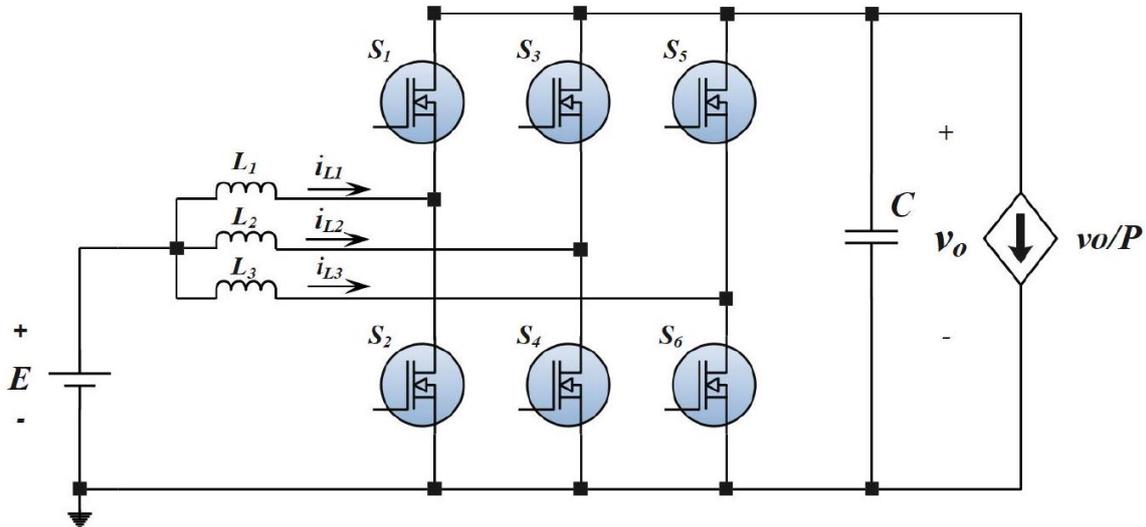


Figura 2. Convertidor CC/CC Boost Interleaved con CPL.

DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

Un convertidor *interleaved* consta de múltiples ramas. cada una de las cuales proporciona corriente a la carga con diferentes fases. Como se observa en la Fig. 2, está formado por un arreglo en paralelo de N fases, donde cada una es controlada individualmente. La técnica de disparo de las llaves consiste en utilizar señales de control desfasadas en el tiempo a partir de un esquema convencional de conmutación a frecuencia fija, donde se generan 3 señales PWM desfasadas entre sí un ángulo $\phi = \frac{2\pi}{3}$.

Una de las ventajas de esta técnica es la capacidad de proveer un *ripple* de tensión y corriente de salida de bajo valor producto del desfase entre las señales. Debido a esto, la suma de corrientes en el capacitor de salida produce una corriente total con *ripple* de corriente nulo o de valor reducido. Cuanto menor sea el *ripple* de salida, de menores prestaciones serán los componentes pasivos del filtro (menor tamaño y costo) [4]. Se definen como variables de estado a x_j , siendo $j = 1, 2, 3$ las corrientes de cada rama (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}), y x_4 la tensión de salida (v_o) en bornes del capacitor.

El modelo matemático del sistema es,

$$\begin{aligned} \dot{x}_j &= \frac{1}{L_j} [V_{in} - x_4(1 - u_j)] \\ \dot{x}_4 &= \frac{1}{C} \left[\sum_{j=1}^3 x_j (1 - u_j(t)) - \frac{x_4^2}{P} \right] \end{aligned} \quad (1)$$

Donde V_{in} es la tensión de entrada, L_j es la inductancia de cada fase del convertidor, C corresponde al valor del capacitor de salida, u_j corresponde a la acción de control por cada fase y P indica la potencia constante solicitada por la carga.

ESTRATEGIA DE CONTROL IMPLEMENTADA

A partir de la ec. (1), se define el modelo del sistema a fines del control,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x})\mathbf{u} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \\ \dot{x}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{E}{L_1} & 0 & 0 & -\frac{x_4}{L_1} \\ 0 & \frac{E}{L_2} & 0 & -\frac{x_4}{L_2} \\ 0 & 0 & -\frac{E}{L_3} & -\frac{x_4}{L_2} \\ \frac{x_1}{C} & \frac{x_2}{C} & \frac{x_3}{C} & -\frac{x_4^2}{PC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{x_4}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_4}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{x_4}{L_3} \\ -\frac{x_1}{C} & -\frac{x_2}{C} & -\frac{x_3}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \quad (3)$$

El sistema propuesto no presenta variaciones paramétricas, es decir que los valores de los componentes pasivos y activos son iguales en todas piernas.

Se define un control indirecto de corriente para regular la tensión de salida, para el diseño del control en modos deslizantes, se plantea como superficie de deslizamiento,

$$\sigma_i = \frac{x_j^*}{N} - x_j \quad (4)$$

Siendo N el número de piernas del convertidor, según la Fig. 1 serán tres.

▪ Condición de transversalidad

En un principio, se plantea una ley de control de la forma,

$$u = \begin{cases} u_- & \text{si } \sigma < 0 \\ u_+ & \text{si } \sigma > 0 \end{cases} \quad (5)$$

Tal que,

$$\begin{aligned} L_f \sigma + L_g \sigma(x) u_- &> 0 & \text{si } \sigma < 0 \\ L_f \sigma + L_g \sigma(x) u_+ &< 0 & \text{si } \sigma > 0 \end{aligned} \quad (6)$$

Esta condición asegura el cruce de la superficie a ambos lados de la misma, cuando se llega a (6) se dice que el sistema está en régimen deslizante. De modo que la acción de control (al tratarse de la conmutación de las llaves) estará comprendida entre 0 y 1.

Aplicando condiciones de invarianza, es decir $\sigma = 0$ y $\dot{\sigma} = 0$

$$\begin{aligned} \sigma &= 0 \\ \dot{\sigma} &= L_f \sigma + L_g \sigma u_{eq} = 0 \end{aligned} \quad (7)$$

Despejando de la ec. (7) se obtiene la acción de control equivalente, cuya función es mantener los estados en la superficie deslizante.

$$u_{eq} = -\frac{L_f \sigma_i}{L_g \sigma_i} \quad (8)$$

De la ec. (8), se debe cumplir que,

$$L_g \sigma_i \neq 0 \quad (9)$$

Esto se conoce como condición de transversalidad. Suponiendo que $u_+ > u_-$ es condición necesaria para la existencia del régimen deslizante sobre la superficie que,

$$L_g \sigma_i < 0 \quad (10)$$

Se debe verificar lo definido en (10)

$$L_g \sigma_i = \frac{\partial \sigma_i}{\partial(x)} g(x) \rightarrow L_g \sigma_i = \frac{\partial \left(\frac{x_1^* + x_2^* + x_3^*}{N} - x_j \right)}{\partial(x)} \begin{bmatrix} \frac{x_4}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_4}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{x_4}{L_3} \\ -\frac{x_1}{C} & -\frac{x_2}{C} & -\frac{x_3}{C} \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$L_g \sigma_i = [-1 \quad -1 \quad -1 \quad 0] \begin{bmatrix} \frac{x_4}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{x_4}{L_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{x_4}{L_3} \\ -\frac{x_1}{C} & 0 - \frac{x_2}{C} & -\frac{x_4}{L_3} \\ & & -\frac{x_3}{C} \end{bmatrix} = \left[-\frac{x_4}{L_1} \quad -\frac{x_4}{L_2} \quad -\frac{x_4}{L_3} \right] < \mathbf{0} \quad (12)$$

Como x_4 y L_j son positivas, se cumple que las componentes del vector serán siempre negativas, entonces cumple con la Condición de Transversalidad.

▪ Condición de existencia

Se evalúa la condición de existencia, considerando que $\dot{\sigma}_i = 0$

$$\dot{\sigma}_i = \frac{\dot{x}_j^*}{N} - \dot{x}_j = 0 \rightarrow \begin{bmatrix} -\dot{x}_1 \\ -\dot{x}_2 \\ -\dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{x_4}{L_1} (1 - u_{eq1}) - \frac{E}{L_1} \\ \frac{x_4}{L_2} (1 - u_{eq}) - \frac{E_4}{L_4} \\ \frac{L_3}{L_3} (1 - u_{eq3}) - \frac{E_E}{L_3} \end{bmatrix} = 0 \quad (13)$$

Despejando el vector u_{eqj} de la ec. (13) se obtiene la acción de control equivalente,

$$u_{eqj} = \begin{bmatrix} \left(\frac{-\frac{E}{L_1} + \frac{x_4}{L_1}}{\frac{x_4}{L_1}} \right) \\ \left(\frac{-\frac{E}{L_2} + \frac{x_4}{L_2}}{\frac{x_4}{L_2}} \right) \\ \left(\frac{-\frac{E}{L_3} + \frac{x_4}{L_3}}{\frac{x_4}{L_3}} \right) \end{bmatrix} \rightarrow u_{eqj} = \begin{bmatrix} -\frac{E}{L_1} + 1 \\ \frac{E}{L_2} + 1 \\ -\frac{E}{L_3} + 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

Si se reemplaza la u_{eqj} obtenida en la ec. (3) ésta debería ser cero, debido a que no existe dinámica cuando alcanza el modo deslizante. Se verificará para una sola rama, pero el procedimiento es similar en las tres,

$$\dot{x}_1 = -\frac{x_4}{L} (1 - u_1(t)) - \frac{E}{L_1} \rightarrow \dot{x}_1 = -\frac{x_4}{L} \left(1 + \frac{E}{L_1} - 1 \right) - \frac{E}{L_1} \rightarrow \dot{x}_1 = 0 \quad (15)$$

Lo siguiente es plantear una referencia de corriente que servirá para realizar el control, de la ec. de estado de la tensión de salida (1), se considera que $x_4 = 0$ y se reemplaza la u_{eq} encontrada en (14),

$$\frac{1}{C} \left[\sum_{j=1}^3 x_j \left(1 + \sum_{j=1}^3 \left(\frac{E}{L_j} - 1 \right) \right) - \frac{x_4^2}{P} \right] = 0 \quad (16)$$

$$\frac{1}{C} \left(x_1 + x_1 \frac{E}{L_1} - x_1 + x_2 + x_2 \frac{E}{L_2} - x_2 + x_3 + x_3 \frac{E}{L_3} - x_3 \right) = 0 \quad (17)$$

Como $x_1 = x_2 = x_3 = x^*$ en MD, la expresión (16) es,

$$\frac{1}{C} \left[\frac{3Ex^*}{x_4} - \frac{x_4^2}{P} \right] \rightarrow x^* = \frac{x_4^3}{3PE} \quad (18)$$

- **Banda de histéresis**

Al aplicar la ley de control propuesta, se puede obtener el valor de la banda de histéresis como,

$$T = -\frac{\Delta}{\sigma^+} + \frac{\Delta}{\sigma^-} \quad (19)$$

Considerando nuevamente que el sistema se encuentra en MD, $\dot{x}_j = 0$,

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{x_4}{L_1} (1 - u_{eq1}) + \frac{E}{L_1} \\ -\frac{x_4}{L_2} (1 - u_{eq2}) + \frac{E}{L_2} \\ -\frac{x_4}{L_3} (1 - u_{eq3}) + \frac{E}{L_3} \end{bmatrix} \quad (20)$$

A partir de la ley de control definida (5), $u^+ = 1$ y $u^- = 0$. Entonces, según (20),

$$\sigma^+ = \frac{E}{L_j} \quad (21)$$

$$\sigma^- = -\frac{E - x_4}{L_j} \quad (22)$$

De la expresión (19), reemplazando los valores de σ^+ y σ^- ,

$$\Delta = \frac{L_j T}{2E - x_4^*} \quad (23)$$

- **Tiempo de alcance**

Para calcular el tiempo de alcance a la superficie,

$$-\dot{x}_j = \frac{x_4}{L_j} (1 - u_j) - \frac{E}{L_j} \quad (24)$$

Suponiendo que en $t = 0 \rightarrow x_1 = x_2 = x_3 = x_4 = 0$, entonces $u^+ = 1$. Entonces,

$$\dot{\sigma}_i = -\frac{dx_j}{dt} = \frac{-E}{L_j} \quad (25)$$

Se trata de una ecuación diferencial ordinaria de primer orden. Se puede integrar a ambos miembros de la igualdad para encontrar la solución,

$$\int_{x_1(0)}^{x_1^*} dx_j = \frac{E}{L_j} \int_0^{t_r} dt \rightarrow x_1^* - x_j(\sigma) = \frac{E}{L_j} t_r \quad (26)$$

Despejando se obtiene el tiempo de alcance a la superficie propuesta,

$$t_r = \frac{L_j}{E} x_j^* \quad (27)$$

Observando las figuras obtenidas de la corriente, el tiempo de alcance es igual a,

$$t_r = \frac{2[mH]}{40[V]} 8,6[A] = 430\mu s \quad (28)$$

RESULTADOS DE SIMULACIÓN

A continuación, se valida el diseño del control con resultados de simulación, los parámetros del sistema utilizados se muestran en la Tabla 1, En primer lugar, se le aplicó un cambio de referencia de 8,6 [A] a 13,5 [A] a los 3 [ms], se observa que se genera una caída en la tensión de salida y que luego de un transitorio el controlador logra regular la tensión correctamente. Luego, a los 10[ms] comienza a actuar la CPL desconectando la carga resistiva que tenía previamente, cuya referencia alcanzada de corriente es de 25 [A], la banda de histéresis calculada es de 400[mA] para limitar la frecuencia de conmutación de los transistores y la misma se muestra en la Fig. 3. Además, el tiempo de alcance a la superficie obtenido es de aproximadamente 500[μs], obteniendo similaridad en la ec. (28). En las Fig.3 y 4 se observan las gráficas de salida de tensión y corriente respectivamente, se aprecia que las señales llegan a la referencia deseada, pero con error en estado estable, por lo que se deberá corregir con la aplicación de un control integral para ajustar el error de seguimiento de las referencias. Cuando comience actuar la CPL, se considera que el capacitor se encuentra cargado inicialmente con el mismo valor de la tensión de entrada (50 [V]). A su vez, en la Fig. 4 se ve que el tiempo de alcance simulado coincide con el obtenido analíticamente. La banda de histéresis cumple aproximadamente con el obtenido en (23).

Tabla 1. Parámetros del convertidor CC/CC *Boost Interleaved*

Parámetro	Valor
Tensión de entrada V_{in}	50 V
Potencia de CPL	100 W
Inductores de las ramas L_j	2 mH
Capacitor de salida C	10 μF
Carga resistiva R	10 Ω
Tensión de referencia v_o^*	80 V
Frecuencia de muestreo f_s	20 kHz

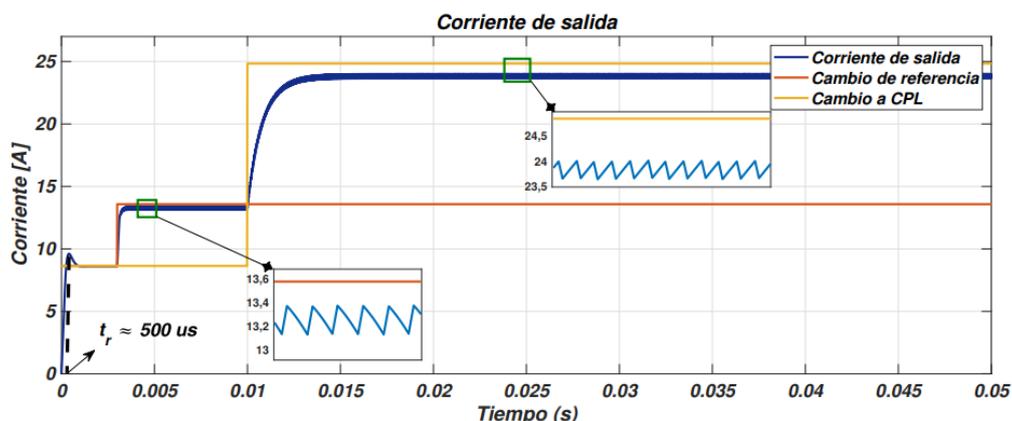


Figura 3. Corriente de salida ante cambios de referencia y de carga.

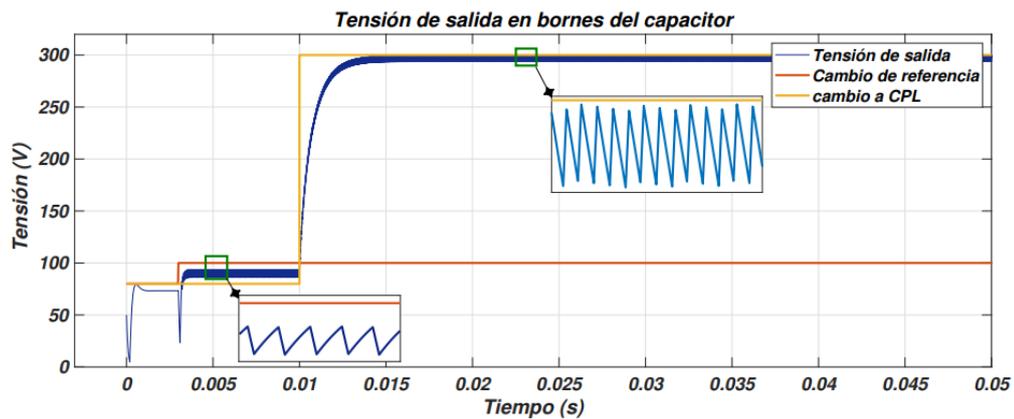


Figura 4. Tensión de salida en bornes del capacitor ante cambios de referencia y de carga.

CONCLUSIONES

En este artículo, se ha investigado el control por modos deslizantes aplicado a un convertidor de potencia *CC/CC Boost Interleaved* en presencia de una carga de potencia constante. Los resultados obtenidos a través de simulaciones han demostrado la eficacia de esta técnica en mejorar la estabilidad y la respuesta dinámica del sistema. Se ha observado que el control por modos deslizantes permite mantener la potencia de salida constante, a pesar de las variaciones en las condiciones de carga y operación del convertidor de potencia cuando se encuentran en conectados en cascada. Además, se ha destacado la capacidad de esta técnica para operar de manera robusta ante perturbaciones y variaciones en los parámetros del mismo. De todas maneras, como para futuras investigaciones, se podría explorar en mayor profundidad los aspectos de implementación práctica y validar los resultados mediante pruebas experimentales, así como también realizarle un lazo externo de tensión con acción integral para mitigar el error en estado estable.

REFERENCIAS

- [1] A. Khaligh, A. Emadi, G. A. Williamson y C. Rivetta (2005) *Constant Power Load Characteristics in Multi-Converter Automotive Power Electronic Intensive Systems*. Illinois Institute of Technology. SAE TECHNICAL PAPER SERIES.
- [2] E. Olsson y J. Lamirg. (2002) *Constant-power rectifiers for constant-power telecom loads*. In: Proceedings of the Telecommunications Energy Conference. INTELEC. 24th Annual International, IEEE, 2002. p. 591–5.
- [3] A. M. Rahimi, A. Khaligh y A. Emadi. (2009) *Design and Implementation of an Analog Constant Power Load for Studying Cascaded Converters*. Illinois Institute of Technology.
- [4] M. Ferreras, (2020) *convertidor de potencia interleaved con topología configurable buck boost*. Universidad Nacional de la Plata, vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169.
- [5] A. Cid-Pastor, R. Giral, J. Calvente, V. I. Utkin, and L. MartinezSalamero, (2011) *Interleaved converters based on sliding-mode control in a ring configuration*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I:Regular Papers, vol. 58, no. 10, pp. 2566–2577.
- [6] S. Cuoghi, R. Mandrioli, L. Ntogramatzidis, and G. Gabriele, (2021) *Multileg interleaved buck converter for EV charging: Discrete-time model and direct control design* Energies, vol. 13, no. 2.
- [7] F. S. Garcia, J. A. Pomilio, and G. Spiazzi, (2023) *Modeling and control design of the interleaved double dual boost converter* IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 8, pp. 3283–3290.
- [8] M. N. Tello, M. Asensio, J. Astrada, F. M. Serra, C. De Angelo, (2023) *Control Digital de Convertidor CC-CC Interleaved tipo Buck para Aplicación en Sistemas de Carga de Vehículos Eléctricos*. XX Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC). pp. 1-5.
- [9] W. Zhan and W. Wang, (2019) *Observer-based adaptive model predictive control for interleaved boost DC-DC converter* 2019 4th International Conference on Intelligent Green Building and Smart Grid, IGBSG 2019, no. Ccm, pp. 452–455.

-
- [10] D. Zhao, H. Li, Z. Liang, R. Ma, and Y. Huangfu, (2020) “*Continuous model predictive control of interleaved boost converter with current compensation*” IET Power Electronics, vol. 13, no. 17, pp. 4079–4088.
- [11] M. Kanzian, H. Gietler, M. Agostinelli, R. Priewasser, and M. Huemer, (2018) “*Comparative study of digital control schemes for interleaved multiphase buck converters*” Elektrotechnik und Informationstechnik, vol. 135, no. 1, pp. 54–60.
- [12] M. Asensio, G. Magallan y C. De Angelo, (2016) “*Control por modos deslizantes de un sistema híbrido de almacenamiento de energía para vehículos eléctricos*” en 2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON). pp. 1–6.