

Control de Convertidores de tipo Buck Mediante Retroalimentación de la Corriente en el Capacitor

Daniel Noriega–Pineda, Gerardo Espinosa–Pérez

DEPFI-UNAM

Apdo. Postal 70-256, 04510 México D.F.

gerardoe@servidor.unam.mx

FAX: +52 (55) 56.16.10.73 TEL: +52 (55) 56.22.30.13

RESUMEN

En este trabajo se presenta una ley de control que resuelve el problema de control de voltaje para convertidores de topología Buck. El controlador propuesto explota las características de fase mínima débil que este tipo de convertidores poseen con respecto a la señal de corriente en el capacitor de salida del filtro de dichos convertidores. Además, la robustez, ante variaciones en la carga, obtenida mediante el control de dicha variable de salida permite ahorrar un lazo extra de control, y por tanto evitar el uso de un sensor de voltaje, comúnmente empleado en esquemas de control basados en la señal de corriente en el inductor del filtro. El controlador se desarrolló considerando un modelo promediado para dicha familia de convertidores, el cual se desarrolló bajo la consideración de que la política de conmutación que gobierna a dichos convertidores es de tipo PWM. El desempeño obtenido con el controlador propuesto es ilustrado mediante simulación digital para el caso de un inversor de medio puente.

Palabras Clave: Control basado en pasividad, convertidores de tipo Buck, inversores, forma normal, fase mínima débil.

1 Introducción

Los convertidores de voltaje de topología Buck o "convertidores reductores" son circuitos electrónicos de potencia cuya estructura se basa en un arreglo de dispositivo interruptores de tipo puente. Su estructura consiste en lo siguiente: En el puerto de entrada del puente se encuentra una fuente de alimentación continua, que se considera externa al circuito, por lo que en el puerto de salida se presenta una señal truncada que es filtrada generalmente mediante un arreglo L-C antes de ser inyectada al circuito de carga. Esta topología toma su nombre del circuito regulador de CD-CD mostrado en la fig. 1 donde la fuente de alimentación, el arreglo de interruptores, el filtro y la carga resistiva son fácilmente identificables.

El problema de control que se busca resolver para este tipo de convertidores consiste en regular el voltaje en el capacitor de salida del filtro. Aunque es posible obtener una señal de control estática a partir de la sola retroalimentación de dicha señal de voltaje, [10], el desempeño en estado estacionario del sistema en lazo cerrado que se obtiene es limitado. Por ello, es común encontrar estrategias de control que realizan un control indirecto del voltaje de salida mediante el control de la señal de corriente en el inductor del filtro, [10], donde además dichos controladores generalmente son apoyados por un lazo de control extra con información del voltaje de salida, esto con el fin de mejorar el desempeño del sistema retroalimentado, [2]. Sin embargo, el control indirecto del voltaje de salida también puede conseguirse mediante el control de la corriente en el capacitor de salida, [1], [9]. Más aún, en [5] los autores demuestran las ventajas que sobre la corriente en el inductor posee como variable de control la corriente en el capacitor.

La contribución de este trabajo consiste en presentar una metodología de diseño para un controlador que resuelva el problema de control para este tipo de convertidores en base a las características geométricas de fase mínima débil que estos sistemas poseen con respecto a la corriente en el capacitor. En específico, las propiedades de grado relativo uno, dinámica zero estable y observabilidad son aprovechadas para generar un controlador tal que, en lazo cerrado con el modelo de los convertidores tipo Buck, la dinámica resultante sea pasiva con respecto a dicha señal de salida, [3].

El artículo está organizado de la siguiente forma: En la sección 2 se presenta el modelo promediado desarrollado suponiendo que el puente de interruptores conmuta siguiendo una política PWM a una frecuencia de conmutación superior a la frecuencia natural del filtro. La sección 2 está dedicada a la presentación del controlador propuesto. En la sección 3 se exponen algunos resultados de simulación que validan el controlador propuesto para el caso específico de un inversor de medio puente monofásico. Finalmente, las conclusiones son presentadas en la sección 4.

2 Modelo promediado del circuito

Dado que la estructura básica de un convertidor de potencia de tipo Buck cumple con la topología mostrada en la fig. 1, entonces es posible obtener un modelo generalizado para este tipo de convertidores partiendo de dicha forma básica. Considérese que los dispositivos interruptores empleados en el circuito puente son manejados en forma complementaria con base en una única señal de control $u(\cdot)$ definida mediante la siguiente política de conmutación PWM:

$$u(t) = \begin{cases} 1, & \forall t \in [t_k, t_k + \mu(t_k)T) \\ 0, & \forall t \in [t_k + \mu(t_k)T, t_k + T) \end{cases}, \quad (1)$$

donde por ejemplo dicha señal es aplicada directamente al interruptor S_1 tanto en el convertidor de CD-CD de la figura 1, como en el convertidor de CD-CA en la figura 2 de manera que $u = 1$ implica que S_1 conduce, $u = 0$ indica que S_1 está abierto, y donde t_k es el *instante de muestreo*, T es el *ciclo de trabajo*, es decir $t_{k+1} = t_k + T$, y $\mu(\cdot)$ es la fracción del tiempo T durante la cual $u(\cdot)$ toma el valor unitario, por lo que se denomina *tiempo útil*, el cual pertenece al conjunto continuo $[0,1]$. Bajo la suposición de que la frecuencia de conmutación PWM es muy alta con respecto a la dinámica en el filtro del convertidor, el comportamiento dinámico de esta familia de convertidores puede ser apropiadamente modelado en base a la dinámica del circuito obtenido al realizar un proceso de promediación. Este modelo generalizado tiene la forma

$$\mathcal{D}\dot{x} + \mathcal{J}x + \mathcal{R}x = \mathcal{M}v, \quad (2)$$

$$\mathcal{D} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}; \quad \mathcal{J} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}; \\ \mathcal{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix}; \quad \mathcal{M} = \begin{bmatrix} V_e \\ 0 \end{bmatrix},$$

donde $x \in \mathbb{R}^2$ es un vector columna en cuyo primer renglón se encuentra la corriente promedio que circula a través de la inductancia L , mientras que el estado en su segundo renglón consiste en el voltaje promedio en el capacitor de salida C ; el término positivo V_e representa una fuente de alimentación continua en el tiempo externa al sistema; R representa a su vez a cualquier carga conectada a la salida del filtro del convertidor. Finalmente, v es una función de μ caracterizada por $v = \frac{1}{2}(2\mu - 1)$ para el caso de medio puente, y por $v = \mu$ para los casos de un inversor de puente completo y de un convertidor de CD-CD¹. Por último, el

¹En la práctica es muy común considerar que los capacitores que conforman un circuito de medio puente son iguales, y por tanto sus respectivos voltajes se consideran similares, tal que $\bar{V}_{C2} \cong \frac{1}{2}V_e$, por lo que el término $V_e\mu - \bar{V}_{C2}$ puede reducirse a $\frac{1}{2}V_e(2\mu - 1)$. Ver por ejemplo [1].

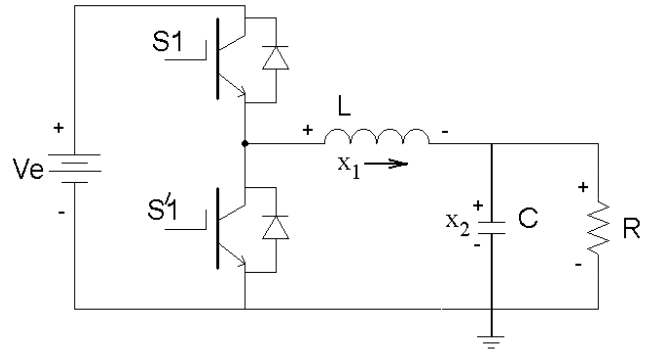


Figura 1: Convertidor CD-CD de topología Buck.

tiempo útil $\mu(\cdot)$ actúa como la señal de control externa al convertidor. La estructura de v en el caso de un filtro activo serie, así como mayor detalle respecto a este modelo generalizado véase [7].

Observación 1 La señal de control $\mu(\cdot)$ modula, para un intervalo de promediación T , la acción del circuito cuando $u = 1$ sobre la respuesta dinámica del convertidor a lo largo de dicho intervalo.

Al reescribir la ecuación (2) a la forma

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} V_e(t) \\ 0 \end{bmatrix} v(t) \quad (3) \\ y(t) = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix} x(t),$$

es posible determinar que el sistema es observable a partir de la señal de salida $y(t)$, la cual representa la señal de corriente promedio en el capacitor de salida. Ahora bien, al realizar el cambio de variables $z_1(t) = y(t)$ y $z_2(t) = -x_2(t)$ se llega a la siguiente *forma normal*

$$L\dot{z}_1 = -\frac{L}{RC}z_1 + z_2 + V_e v \quad (4) \\ C\dot{z}_2 = -z_1,$$

a partir de la cual es fácil comprobar que la dinámica cero del convertidor está dada por la expresión $\dot{z}_2(t) = 0$, mientras que el grado relativo del sistema con respecto a la salida propuesta es uno², por lo que el sistema es de *fase mínima débil*. En consecuencia, el sistema (4) es pasivizable mediante retroalimentación de la salida, véase [3].

²Una manera sencilla de demostrar esto es mediante la función de transferencia de la señal de salida $y(t)$ con respecto a la ley de control $\mu(t)$:

$$\frac{y(s)}{\mu(s)} = \frac{s}{s^2L + s\frac{L}{RC} + \frac{1}{C}}$$

la cual revela, de manera directa, la propiedad de grado relativo uno y la existencia de un cero estable en el origen.

3 Diseño del controlador

A partir de la fig. 1 se observa lo siguiente: si la corriente en el capacitor puede ser adecuadamente regulada, entonces el voltaje en dicho dispositivo presentará un comportamiento restringido debido a que consiste en el valor integral de $y(t)$, nótese también como esta regulación indirecta es independiente de la corriente de carga y , por tanto, se obtiene robustez con respecto a cualquier variación en la misma, [5]. Lo anterior y debido a que el sistema cumple con las propiedades de observabilidad, grado realtivo uno y fase mínima débil con respecto a $y(t)$, motivaron la búsqueda de un controlador que garantice seguimiento, como en el caso de un convertidor CD-CA o un filtro activo, o bien la regulación, en convertidores de CD-CD, de una predeterminada señal de referencia de voltaje. Para tal fin, se siguió la metodología propuesta en [8], ver también [2]. Antes de proceder es necesario introducir las siguientes consideraciones:

C.1 Todos los parámetros del sistema son conocidos.

C.2 El voltaje V_e , y la corriente en el capacitor $z_1(t)$ están disponibles mediante medición directa.

C.3 El voltaje de V_e , es diferente de cero.

La consideración C.1 es razonable hasta cierto punto ya que el valor de la carga generalmente es incierto, sin embargo dadas las características de robustez del sistema en lazo cerrado con respecto a variaciones en dicho parámetro, es viable considerar en el análisis únicamente el valor nominal. La consideración C.3 es una condición natural y necesaria para el convertidor, ya que la energía entregada por él es tomada de dicha fuente. Aparentemente esta condición presenta un problema para el caso de convertidores rectificadores donde el valor instantáneo de la fuente V_e llega a tomar el valor de cero, sin embargo, en dichos convertidores el análisis se realiza en términos ya sea de los valores eficaces o de los valores pico de V_e . C.2 establece la necesidad del controlador de ser alimentado con información de la variable de salida y del voltaje de entrada, lo que en principio no representa ninguna dificultad técnica.

El objetivo de control es mantener la señal de voltaje z_2 , lo más cercana posible a la trayectoria de una señal de referencia z_{2*} . Para ello, se buscará conseguir que el sistema en lazo cerrado sea pasivo con respecto a una función de energía deseada. Sin embargo, el sistema es subactuado por lo que no es posible seleccionar una función de energía de manera arbitraria para las señales deseadas. Por lo anterior, se procede de la siguiente forma: De acuerdo a la función de energía del sistema,

dada por $\mathcal{H}(z) = \frac{1}{2}z^T \mathcal{D}z$, se propone la siguiente función de energía deseada

$$\mathcal{H}(\tilde{z}) = \frac{1}{2}\tilde{z}^T \mathcal{D}\tilde{z}. \quad (5)$$

donde $\tilde{z} \triangleq z - z_d$ es un vector de error y z_d es un valor "deseado" para z . Por consecuencia, si se busca que el voltaje de salida se comporte de una manera preestablecida, es necesario determinar también la corriente z_1 requerida para lograr dicho objetivo. Así, es natural que se busque que la dinámica dada en (4) se haga lo más posible a una *dinámica deseada* expresada por la ecuación

$$\mathcal{D}\dot{z}_d - \mathcal{J}z_d + \mathcal{R}'z_d = \mathcal{M}v + \mathcal{R}_1\tilde{z} \quad (6)$$

con \mathcal{R}_1 una matriz de la forma

$$\mathcal{R}_1 = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad k_1 > 0, \quad (7)$$

entonces, la dinámica de error obtenida a partir de la diferencia entre (4) y (6) estará dada por

$$\mathcal{D}\dot{\tilde{z}} - \mathcal{J}\tilde{z} + \mathcal{R}_T\tilde{z} = 0 \quad (8)$$

donde

$$\mathcal{R}_T = \begin{bmatrix} k_1 + \frac{L}{RC} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathcal{R}_T^T > 0.$$

3.1 Formulación del problema

Considere un convertidor de topología Buck de la forma (4), con señal de salida medible z_1 . Diseñese una ley de control μ tal que

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{z} = 0$$

donde $\tilde{z} = z - z_d$.

Proposición 2 Considere el modelo (4) así como las consideraciones C.1–C.3. Permita que la ley de control sea definida como

$$v = \frac{1}{V_e} \left[L\dot{z}_{1d} + \frac{L}{RC}z_{1d} - z_{2d} - k(z_1 - z_{1d}) \right] \quad (9)$$

con k_1 una constante positiva, $z_{2d} = -x_{2d} = z_{2*}$ es el comportamiento deseado para el negativo del voltaje en el capacitor de salida³ y z_{1d} es una función acotada que define el desempeño deseado para la corriente en el capacitor, y que está relacionada directamente con el voltaje z_{2d} por medio de la siguiente relación algebraica

$$z_{1d} = -C\dot{z}_{2*}.$$

³En este punto se debe mencionar que el término $(\cdot)_*$ se refiere a una señal de referencia externa al sistema, mientras que el término $(\cdot)_d$ denota el valor "deseado" de cierta señal interna producida por el controlador CBP.

Bajo tales condiciones el sistema en lazo cerrado logra un control de seguimiento tanto en el voltaje del capacitor de salida $-z_2$, como en la corriente z_1 , es decir $\lim_{t \rightarrow \infty} (z_2 - z_{2d}) = 0$ y $\lim_{t \rightarrow \infty} (z_1 - z_{1d}) = 0$, respectivamente.

Prueba: La derivada de la función (5) a lo largo de la dinámica del sistema en lazo cerrado (8) resulta ser

$$\begin{aligned} \dot{\mathcal{H}}(\tilde{z}) &= \tilde{z}^T (\mathcal{J}\tilde{z} - \mathcal{R}_T\tilde{z})\tilde{z} \\ &= -\tilde{z}^T \mathcal{R}_T\tilde{z} \leq 0, \end{aligned}$$

es decir es semidefinida negativa, sin embargo, con base en el teorema de LaSalle es sencillo concluir que el origen es el único elemento del conjunto invariante del sistema en lazo cerrado, por lo tanto el error tiende de manera asintótica hacia este equilibrio. En el contexto de las variables de estado originales x_1 y x_2 , es fácil comprobar que la dinámica del sistema en lazo cerrado tiene la forma

$$\mathcal{D}\tilde{x} + \mathcal{J}\tilde{x} + \mathcal{R}'_T\tilde{x} = 0$$

$$\mathcal{R}'_T = \begin{bmatrix} k_1 & -\frac{k_1}{R} \\ 0 & \frac{1}{R} \end{bmatrix},$$

donde $\tilde{x} = x - x_d$, por lo que al derivar la correspondiente función $\mathcal{H}'(\tilde{x}) = \frac{1}{2}\tilde{x}^T \mathcal{D}\tilde{x}$ con respecto a este resultado se tiene que

$$\dot{\mathcal{H}}(\tilde{x}) = -\tilde{x}^T \mathcal{R}'_T\tilde{x} < 0.$$

■

Observación 3.1: El controlador basado en pasividad presentado en [7] tiene la forma

$$v = \frac{1}{V_e} \left[L\dot{x}_{1d} + x_{2d} - k_1(x_1 - x_{1d}) \right]$$

$$x_{1d} = C\dot{x}_{2d} + \frac{1}{R}x_{2d};$$

mientras que el controlador propuesto, en las coordenadas originales, tiene la forma

$$v = \frac{1}{V_e} \left[L\dot{x}_{1d} + x_{2d} - k(x_1 - x_{1d}) + \frac{k}{R}(x_2 - x_{2d}) \right]$$

$$x_{1d} = C\dot{x}_{2d} + \frac{1}{R}x_{2d};$$

es decir, el controlador propuesto actúa como el CBP de [7] más la retroalimentación de la señal de error de voltaje en el capacitor.

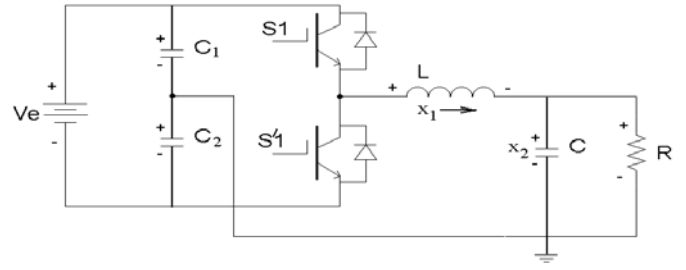


Figura 2: Convertidor inversor de medio puente.

4 Resultados de simulación

En esta sección se presenta la utilidad del controlador propuesto, que en adelante se denominará CBP_{iC} , para el caso particular de un convertidor inversor de medio puente, como el mostrado en la figura 2, mediante simulación digital. Con este fin, dos experimentos fueron llevados a cabo. El propósito del primero fue evaluar las propiedades teóricas del esquema de control no sólo ante condiciones nominales de carga, sino también ante una variación en la magnitud de la misma. En el segundo caso, se presenta el desempeño del sistema controlado ante la presencia de una carga no-lineal desconocida. Además, los desempeños obtenidos fueron comparados con los resultados obtenidos, bajo las mismas condiciones de simulación, de los siguientes controladores: a) Control Basado en Pasividad mediante retroalimentación de la señal de corriente del inductor (CBP_{iL}), el cual se presentó en [2] y que consiste en aplicar la misma metodología de diseño aquí empleada pero tomando como punto de partida la medición de la corriente en el inductor, además de que requiere de la medición del voltaje en el capacitor para efectos de implementar una dinámica de adaptación en apoyo a dicho controlador; b) Control Multilazo (CM), este es un controlador de tipo proporcional y en cascada que retroalimenta tanto el voltaje como la corriente en el capacitor de salida, [1].

Las siguientes observaciones se aplicaron a ambos experimentos:

- Se empleó el paquete de simulación POWERLIB, de MATLAB con el fin de incluir en las simulaciones el efecto de elementos parásitos en los dispositivos interruptores.
- Las derivadas temporales de los comportamientos deseados, $z_{1,2}$, requeridas para implementar el controlador fueron aproximada mediante el uso de un filtro con función de transferencia de la forma

$$G(s) = \frac{\lambda s}{s + \lambda}.$$

- La generación de la señal PWM se consiguió mediante la comparación de la señal moduladora con

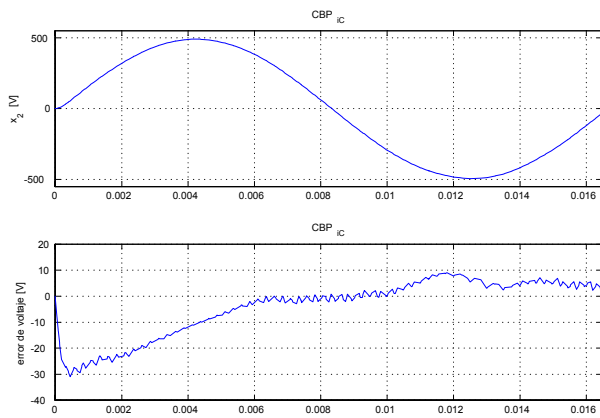


Figura 3: CBP_{ic}: Transitorio de voltaje en el capacitor, así como error de voltaje.

una señal diente de sierra de 4[KHz] via un comparador en lazo abierto.

- Los parámetros de simulación fueron los siguientes: $V_e = 1000$ [V], $z_{2*} = 500\text{sen}(120\pi t)$ [V], $C = 100$ [μF], $L = 5$ [mH], $R = 100$ [Ω], $C_1 = C_2 = 4700$ [μF]. Para el controlador CBP_{ic}: $k_1 = 40$; para el CBP_{il}: $k_1 = 60$, y $\gamma = 0.00015$; y para CM: $k_{pv} = 0.8$ y $k_{pc} = 0.15$.

En la figura 3 se muestran los comportamientos transitorios de la variable de voltaje en el capacitor, x_2 , para el controlador CBP_{ic}, así como también el comportamiento transitorio de la señal de error de voltaje, \tilde{x}_2 . Estos comportamientos transitorios tienen una duración menor a un cuarto de ciclo de la frecuencia de la señal, 60Hz, y la señal de error presenta un valor estacionario que varía entre 0 y 2% del valor pico deseado.

En la figura 4 se muestra el comportamiento de la señal de voltaje ante una perturbación en la magnitud de la carga del 90%, $R_p = 10$ [Ω], aplicada durante el intervalo de tiempo [0.5,0.72] [seg]. Dicha figura corrobora las características de robustez de los controladores derivados a partir de la corriente en el capacitor, los cuales alcanzan un error de voltaje de hasta el 5.2%.

En un segundo ejercicio de simulación, el circuito inversor fué sometido a la acción de una carga no-lineal que inyecta al voltaje del capacitor diversas señales armónicas de voltaje, que degradan la forma de onda de dicha variable con respecto a la señal senoidal de referencia. Las figuras 5-7 muestran el desempeño obtenido bajo la acción del CBP_{ic}, del CBP_{il} y del CM. A simple vista los desempeños son muy similares, sin embargo en la figura 8 se muestra un comparativo de los contenidos armónicos en la señal de voltaje bajo la acción de los controladores y de la carga no-lineal, en donde se observa la excelente calidad de la señal de voltaje, en términos de la distorsión armónica total, DAT, obtenida. Aunque el CM presenta una ligera reducción en los armónicos de orden dos al nueve respecto al caso del

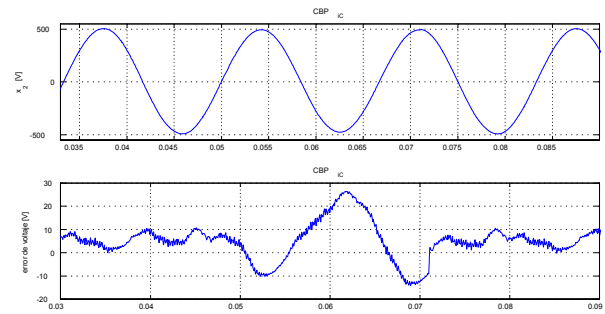


Figura 4: CBP_{ic}: Desempeño del voltaje en el capacitor y error de voltaje bajo la acción de una perturbación en la carga.

CBP_{ic}, este último consigue un mejor comportamiento para las armónicas de los ordenes siguientes. Las DAT obtenidas fueron 0.6% para el CBP_{ic}, 2% para el CBP_{il} y 0.45% para el CM.

5 Conclusiones

El problema de control de voltaje en el capacitor de salida de los convertidores de potencia de topología Buck fué estudiado tomando como base la corriente en dicho capacitor y explotando las características geométricas que a partir de dicha señal de salida se obtienen, es decir, mediante la pasivización del sistema mediante la retroalimentación de dicha señal de salida. Como resultado se obtuvo una familia de controladores que garantizan no sólo la convergencia a señales externas de referencia, sino que dicha propiedad de convergencia es robusta con respecto a variaciones en la carga. La implementación y funcionamiento del controlador propuesto se ilustró mediante simulación para el caso específico de un convertidor inversor de medio puente, cuyos resultados se compararon con los resultados obtenidos mediante dos controladores ya reportados en la literatura, resaltándose el hecho de que el desempeño obtenido por el controlador propuesto es muy similar a los resultados obtenidos por estos otros convertidores, a pesar de que estos cuentan con un lazo extra de retroalimentación del propio voltaje de salida.

Referencias

- [1] Abdel-Rahim, Naser M.; Quicoe, John E.; *Análisis and Design of Multiple Feedback loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters*. Proc. IEEE trans. on Power Electronics, Vol.: 11, No.: 4, July 1996. Pags.: 532-541.
- [2] Campos-Canton, I.; Espinosa-Pérez, G.; *Nonlinear control of a half-bridge DC-CA converter: application to UPS*. Proc. IEEE, Conf. On Decision and Control. Volumen:3, 1999, Pags.: 2617-2622.

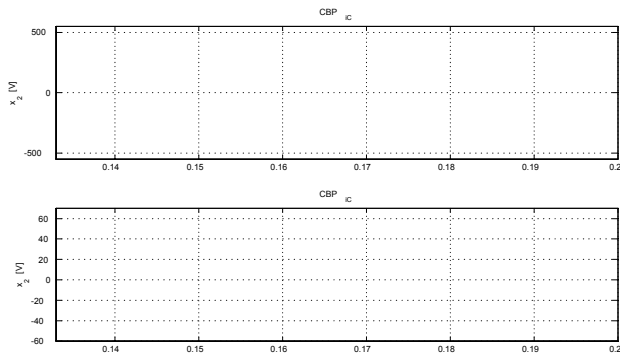


Figura 5: CBP_{1C} : Desempeño del voltaje en el capacitor y error de voltaje bajo la acción de una carga no-lineal.

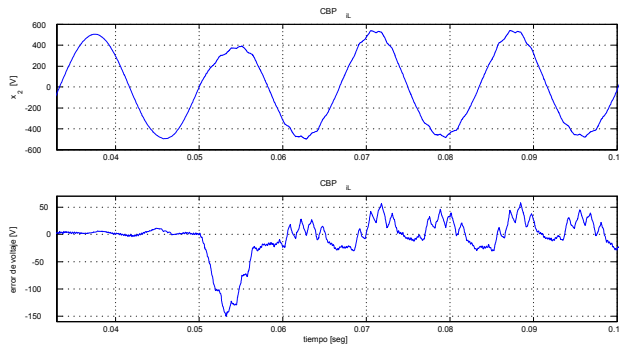


Figura 6: CBP_{1I} : Desempeño del voltaje en el capacitor y error de voltaje bajo la acción de una carga no-lineal.

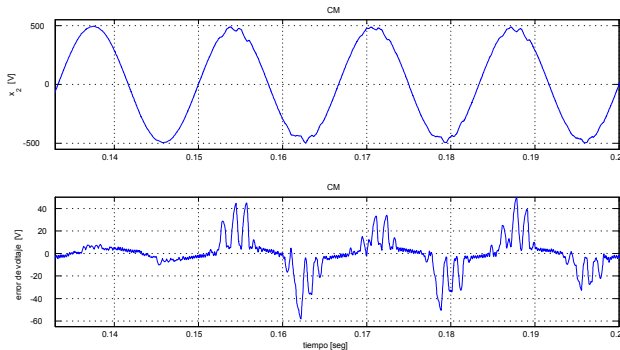


Figura 7: CM: Desempeño del voltaje en el capacitor y error de voltaje bajo la acción de una carga no-lineal.

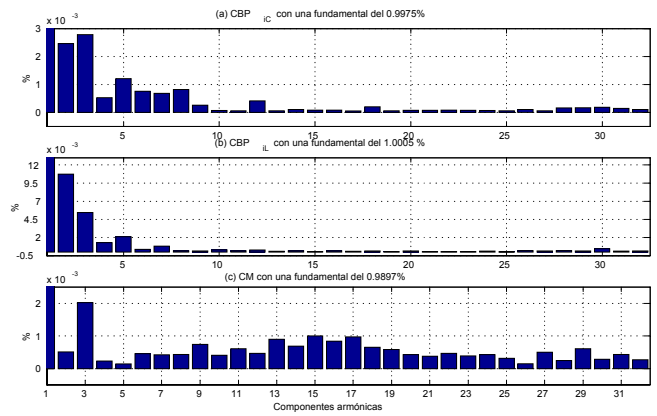


Figura 8: Espectro armónico de la señal de voltaje del capacitor bajo la acción de (a) CBP_{1C} , (b) CBP_{1I} y (c) CM.

[3] Sepulchre R.; Janković M.; Kokotović P. V.; **Constructive nonlinear control**. Springer-Verlag, Londres, 1997

[4] Khalil H. K., **Nonlinear Systems**. Prentice Hall, 1996.

[5] Loh P. C., Newman M. J., Zmood D. N., Holmes D. G. *Improved transient and steady state voltage regulation for single and three phase uninterruptible power supplies*. Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001 IEEE 32nd Annual , Volume: 2 , pp. 498 -503 vol.2

[6] Mihalache L. *DSP Control Method of Single-Phase Inverters for UPS applications*. Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE , Volume: 1, pp. 590 -596 vol.1

[7] Noriega-Pineda, D., **Control de convertidores estáticos de potencia: Un enfoque basado en pasividad**, Tesis Maestría UNAM, 2002.

[8] Ortega, R.; Loría, A.; Nicklasson, P. J.; Sira-Ramírez, H.; **Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems: Mechanical, electrical and electromechanical applications**. Springer-Verlag, 1998.

[9] Ryan M. J.; Lorenz R. D.; *A high performance sine wave inverter controller with capacitor current feedback and "Back-EMF" decoupling*. IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Volume: 1 , pp. 18-22, Jun 1995.

[10] Sira-Ramírez H., Pérez-Moreno R. A., Ortega R., García-Esteban M. *Passivity-Based Controllers for the Stabilization of CD-to-CD Power Converters*. Automática, vol. 33, No. 4, pp. 499-513, 1997.