

COMPARATION OF QRC BOOST TYPE CONTROLLED BY PID CONTROLLER VS. SLIDING MODE CONTROL

COMPARACION DE UN QRC TIPO BOOST CON CONTROLADOR PID VS. CONTROL MODOS DESLIZANTES

David García, M. I. Castellanos, J. A. Pérez Venzor, Jesús A. Gándara Fernández

Universidad Autónoma de Ciudad Juárez México

Av. del Charro No. 610 Norte C.P. 32310

Tel.656 648-8800,Fax 656 648-8800

E-mail: {dagarcia, mcastell, jorperez}@uacj.mx

Abstract: A methodology of practical implementation based in Sliding Mode Control in a Quasi-Resonant converter of the Boost type (ZVS), the comparison with respect to a developed linear control is made (Cervantes).

Resumen: Se presenta la metodología y los resultados prácticos para la implementación del control por modos deslizantes en un convertidor Quasi-Resonante del tipo Boost (ZVS), se realiza la comparación respecto a un control lineal desarrollado (Cervantes).

Keyword: Converter Boost CD/CD, Sliding Mode, Zero Voltage Switching (ZVS), Zero Current Switching (ZCS).

1. INTRODUCCION

En este trabajo se presentan los resultados del control por modos deslizantes [2, 6, 7] aplicado a un convertidor Quasi-Resonante *Boost* CD/CD [9], el resultado se compara con el de un control lineal en modo corriente [1].

Los convertidores conmutados se basan en el empleo de elementos semiconductores para regular el flujo de potencia hacia la salida del convertidor y dependiendo de la topología del convertidor es posible obtener un voltaje de salida mayor o menor al suministrado. Este proceso se ha ido desarrollando básicamente alrededor de dos esquemas: Modulación por ancho de pulso (PWM) y Modulación por frecuencia (FM). Sin embargo estos procesos se basan en la interrupción abrupta del flujo de la energía a través de elementos como pueden ser SCR's, BJT's, IGBT's, MOSFET's, lo cual provoca en estos elementos valores elevados

en pérdidas por conmutación y un alto estrés en los momentos de apertura y cierre, los cuales se incrementan mientras más se aumenta la frecuencia de operación, esto es debido a las capacitancias parásitas que se presentan en dichos dispositivos y además se genera un alto nivel de ruido por conmutación que puede verse reflejado en el circuito de control del dispositivo de conmutación.

Para disminuir dichas perdidas y provocar una conmutación suave en los dispositivos se emplean dos técnicas, la primera es por corriente de conmutación cero (ZCS), y la segunda es por voltaje de conmutación cero (ZVS), esto se logra mediante la adición al interruptor del convertidor convencional PWM un arreglo *L-C* [3, 10], el cual provoca que la corriente y el voltaje oscilen en forma quasi-senoidal. La constante de tiempo del arreglo resonante determina el instante en que se deba hacer la conmutación, independientemente de cual técnica de conmutación se haya elegido.

Además, otras ventajas de usar técnicas resonantes son la reducción de ruido (EMI), y la reducción del tamaño de bobinas y capacitores, ya que a mayor frecuencia menor será el valor de los elementos resonantes. En el rubro anterior el convertidor que más destaca es el convertidor por conmutación de voltaje cero (ZVS), en donde se han reportado frecuencias superiores a los 10 MHz [2].

La teoría de control por modos deslizantes [7, 5] se basa en la definición de una superficie de conmutación con las características deseadas para el comportamiento del sistema y utilizando el signo de estado en relación con dicha superficie, se intenta llevar al estado a la superficie y una vez ahí, el estado se desliza por la superficie hacia el equilibrio especificado.

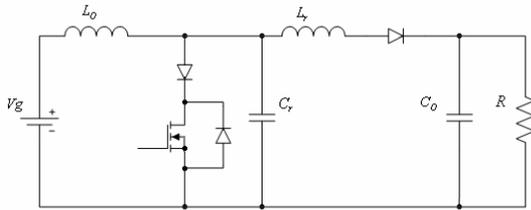


Fig. 1. ZVS QRC Boost

La dinámica del convertidor esta gobernada por:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} v \\ i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{v}{RC_o} + \frac{u}{C_o} H(v,i) \\ \frac{V_g}{L_o} - \frac{u}{L_o} H(v,i)v \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$H(v,i) = \frac{v}{2Z_n i} + \mathbf{a} + \frac{Z_n i}{v} (1 - \cos \mathbf{a})$$

$$\mathbf{a} = \arcsin \left(-\frac{v}{Z_n} \right)$$

$$Z_n = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2)$$

Donde v es el voltaje en el capacitor C_o , i la corriente de la bobina L_o , R es la carga, V_g es el voltaje de entrada, $u = (f_s)/(2pf_n)$ es la entrada de control, f_s es la frecuencia de conmutación, y $f_n = (2p\sqrt{L_r C_r})^{-1}$. L_r y C_r son la bobina y el capacitor de la etapa resonante, respectivamente. Se sabe, que un convertidor de media onda [4, 9] se caracteriza por tener una \mathbf{a} la cual satisface que $p < \mathbf{a} < (3/2)p$, mientras que el convertidor de onda completa satisface que $(3/2)p < \mathbf{a} < 2p$.

Considérese la dinámica del sistema (1) y (2) siendo v_d el voltaje de salida deseado, Entonces el problema de control puede ser establecido mediante el diseño un control lineal multilazo $u = u(v, i)$ para asegurar la estabilidad y control del convertidor.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} v(t) = v_d \quad (3)$$

El problema de control debe tomar en cuenta las siguientes restricciones.

- Restricción A.1. $\mathbf{b} < 1$, donde $\mathbf{b} = RZ_n^{-1}$.
- Restricción A.2. La frecuencia de conmutación debe ser mucho mayor que la frecuencia natural del filtro $L_o - C_o$.

La restricción A.2 es dada por [4, 9, 10] para el sistema (1) y (2) para ser valido. Por otra parte, la restricción A.1, es importante para establecer la estabilidad y la unicidad del punto de equilibrio del sistema a lazo cerrado [2].

2. PRELIMINARES

2.1 Control Lineal

El control lineal utilizado, es el llamado control modo corriente [3], el cual tiene dos lazos de control, uno interior, el cual es de corriente y otro exterior que es el de voltaje. El primer lazo se usa para darle estabilidad al convertidor, mediante una ganancia proporcional K_p suficientemente grande, mientras que el segundo lazo de control se utiliza con una ganancia integral para llevarlo a la referencia deseada mediante una K_i . Entonces el control lineal que da de la siguiente manera:

$$u = K_p (i - i_{ref}) + K_i \int (v - v_{ref}) ds$$

2.2 Control por modos deslizante

Se diseña la superficie de conmutación:

$$\begin{aligned} x_1 &= e = v - v_{ref} \\ \dot{x}_1 &= x_2 \\ s &= cx_1 + x_2 = cx_1 + \dot{x}_1 = 0 \end{aligned} \quad (4)$$

Donde v es el voltaje de salida a mantener bajo control y v_{ref} es el voltaje deseado de salida, c es una constante positiva que determina la convergencia y el control es:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } s > 0 \\ 0 & \text{si } s < 0 \end{cases} \quad (5)$$

La condición de existencia de Modos Deslizantes es $s \dot{s} < 0$, la cual debe cumplirse para asegurar el régimen deslizante.

La señal de control se activa por el tiempo determinado por la frecuencia de resonancia $f_n = (2p\sqrt{L_r C_r})^{-1}$ de esa manera se mantiene la condición de ZVC y se mantiene un nivel bajo de disipación de energía en el elemento de conmutación.

3. SIMULACION Y RESULTADOS PRACTICOS

Las simulaciones se realizaron en Matlab® y la implementación práctica se llevo a cabo con el uso de una tarjeta de control Dspace 1104.

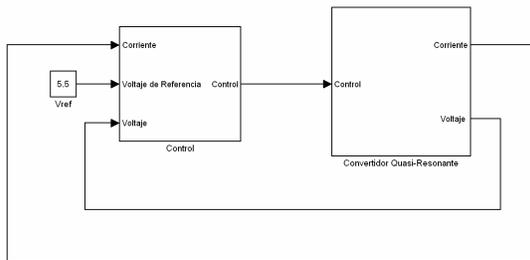


Fig. 2: Diagrama a bloques del convertidor y control usando Simulink®

Los valores utilizados de las variables definidas en las ecuaciones (1) y (2) de la planta para son:

$$V_g = 5 \text{ V}$$

$$C_o = 470 \text{ } \mu\text{F}$$

$$C_r = 10 \text{ nF}$$

$$L_r = 60 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_o = 1.2 \text{ mH}$$

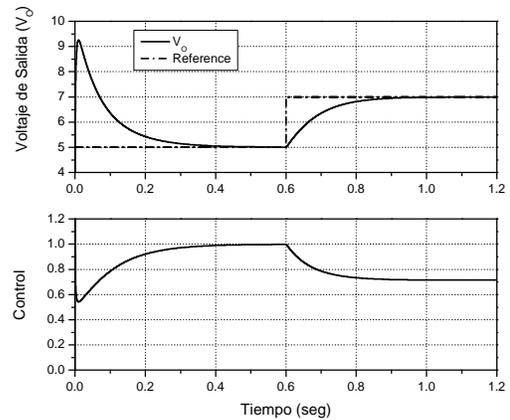


Fig. 3: Simulación del convertidor boost (ZVS) bajo la acción del control lineal PI

En la anterior figura se observa que para alcanzar el valor de el voltaje de referencia toma un tiempo de más de 200 ms. se compara la salida de voltaje del convertidor, al tener el mismo una resistencia de carga de 220Ω y los valores de las constantes integral y proporcional para el control PI ($K_I = 3$, $K_P = 0.05$). Para el control por modos deslizantes se utiliza una superficie de control del tipo de la ecuación (4).

La simulación del control por modos deslizantes visto en la figura 4 nos detalla los tiempos en los cuales se alcanza el valor de referencia estando los mismos dentro del rango de los 5 ms, como se observa en la siguiente figura.

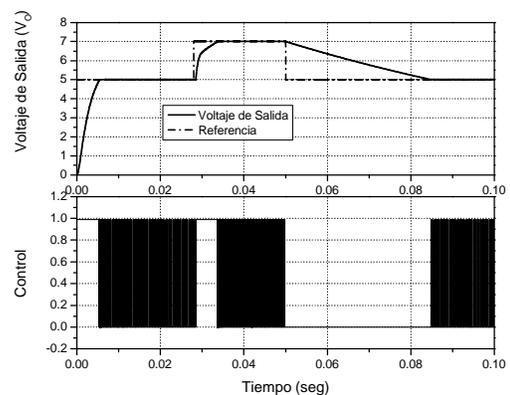


Fig. 4: Simulación del convertidor boost (ZVS) bajo la acción del control MD

El parámetro c determina la pendiente de la superficie de control, que a su vez controla la velocidad de respuesta del voltaje de salida ante cambios en la referencia, el cuál, así mientras mayor sea el valor de c más rápida será la respuesta de la planta para alcanzar el valor de referencia deseado, limitado solamente por la dinámica de la misma planta.

En la simulación por medio del control por modos deslizantes del voltaje de salida mediante la superficie de control de la ecuación (4), se determina el valor del parámetro c de 10000 el cual nos da una velocidad de respuesta alta ante cualquier perturbación. Y un amplio rango de control en el voltaje de salida de entre 5 y 10 V. Obsérvese que en la simulación el tiempo de respuesta cuando se incrementa el voltaje de referencia de 5 a 7 V, el tiempo de respuesta para alcanzar el nuevo valor de voltaje de referencia es de aproximadamente 5 ms. Pero también de la simulación se observa que cuando se tiene una perturbación en el voltaje de referencia y esta se reduce a un nivel inferior de 7 a 5 V, el tiempo de respuesta es más lento, de 30 ms. esto es debido a las características dinámicas del convertidor en el cual no existe la forma de regenerar la energía almacenada en los inductores y capacitares y tal energía se disipa a través de la carga.

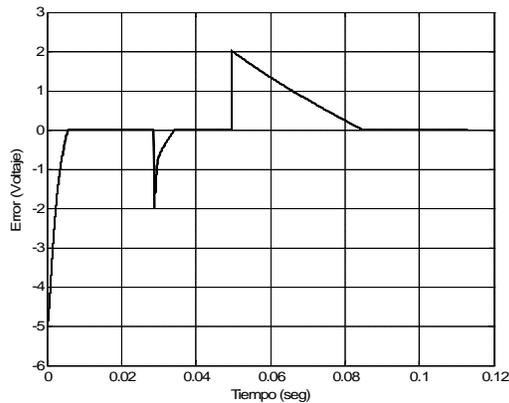


Fig. 5: Error del voltaje de salida del control modos deslizantes

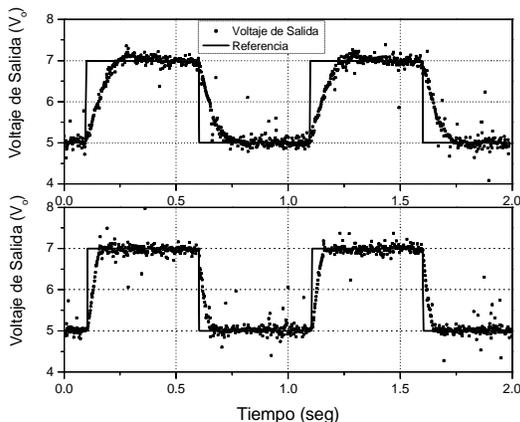


Fig. 6. En la gráfica superior se tiene el voltaje de salida del controlador PI y en la gráfica inferior del controlador por MD ambos con una carga de 220 W

Basado en los resultados de las simulaciones, se espera que el tiempo de respuesta del controlador MD sea más rápido que el PI, situación que efectivamente se comprueba de las gráficas obtenidas, ya que el tiempo de respuesta del convertidor con el controlador PI para las ganancias $K_p = 0.05$ y $K_I = 3$, se tiene un tiempo de subida de 200 ms. Como se puede observar de las figuras 5 y 6 (superiores). Mientras que la respuesta del convertidor con el controlador MD es de 5 ms.

Otra diferencia es que con el controlador PI, al poner más carga en el convertidor se comienza a tener un sobre impulso en el voltaje de salida.

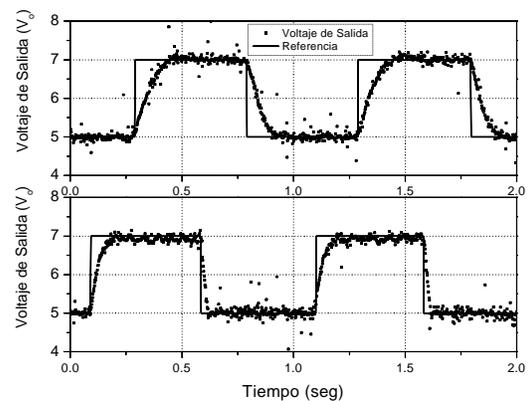


Fig. 7: PI, MD con resistencia de carga de 150 W

En la figura 6 se muestran los resultados de los controladores ambos con una resistencia de carga de 150 ohms.

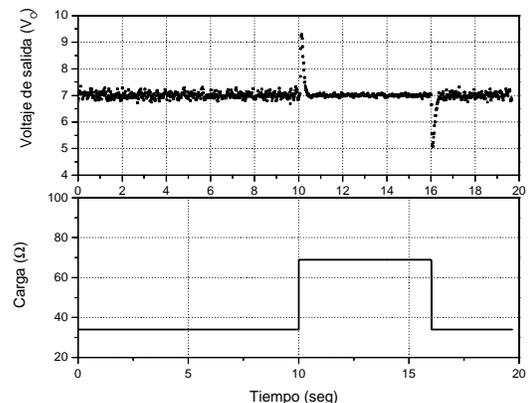


Fig. 8. Perturbación de carga en el convertidor con el controlador PI

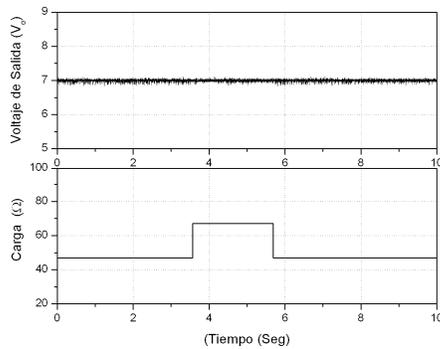


Fig. 9. Perturbación de carga en el convertidor con el controlador MD

Para el control PI cuando se tiene una variación de carga 35Ω a 68Ω se muestra el error y el tiempo de respuesta para compensar el mismo es de 200 ms aproximadamente.

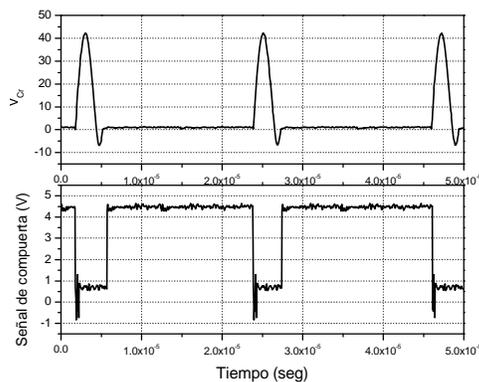


Fig. 10. Voltaje de resonancia en el MOSFET

En la gráfica 8 se presenta el voltaje de salida en C_r y la señal en la compuerta del MOSFET. Como se observa, a pesar de solo aplicar 5 V de alimentación al convertidor, el voltaje resonante en C_r es de 42 V con una carga de 100Ω , esto es debido a la configuración. Debido a la naturaleza altamente no lineal del convertidor, las condiciones de ZVS se van perdiendo conforme se demanda más voltaje a la salida del convertidor, sin embargo, sigue siendo poca la potencia disipada por el transistor comparándolo con el *Boost* convencional.

4. CONCLUSIONES

Se presentaron los resultados del control por modos deslizantes [2, 6, 7, 9] aplicado a un convertidor Quasi-Resonante *Boost* CD/CD. Los resultados de las simulaciones y los desarrollos prácticos muestran una clara robustez del control por modos deslizantes respecto al control lineal.

Considerando que el comportamiento de la planta es altamente No Lineal, el control por modos deslizantes es una opción muy adecuada para obtener el máximo desempeño y estabilidad a un valor de voltaje de referencia deseado. Con tiempos de respuesta más rápidos al control lineal y sin el sobre impulso característico del mismo, siendo mas estable y robusto a la variación voltaje de salida antes cambios de carga.

REFERENCIAS

- [1] Cervantes Ilse, Garcia David, Noriega Daniel. "Linear Multiloop Control of Quasi-Resonant Converters". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 5. pp.1194-1201, 2003.
- [2] Emelyanov S. V., Korovin S. K. and Levant A. "Higher-Order Sliding Modes In Control Systems. Differential Equations", Vol 29, No. 11, 1993.
- [3] F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies," in Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 4, April 1988.
- [3] J. Alvarez Ramírez and G. Espinoza Pérez, "Stability of current control mode for DC-DC power converters", in Elsevier, Syst. Control Lett., vol. 45 pp.113-119, 2002.
- [4] Jiangping Xu and C. Q. Lee, "A Unified Averaging for the Modeling of Quasi-Resonant Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 3, May 1998.
- [5] L.Fridman, A. Levant., " Higher Order Sliding Modes" *Sliding Mode Control in Engineering*, Control Engineering, Vol. 11, J.P Barbot , W. Perrugetti (Eds.), Marcel Dekker, New York, 2002, pp.53-102.
- [6] Sabanovic, A., Sabanovic, N., and Jezernik, K., "Sliding Modes Applications in Power Electronics and Electrical Drives, in Variable Structure Systems". Towards 21st Century, Lecture Notes in Control 274, Eds. X. Yu and J.-X Xu, Springer-Verlag, ISBN 3-540-42965-4
- [7] Utkin, V. Guldner, j. and Shi J.,. *Sliding Mode Control in Electromechanical systems*, Taylor & Francis. 1999.
- [8] Quan Li and Peter Wolfs, An Analysis of the ZVS Two-Inductor Boost Converter under Variable Frequency Operation, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, No.1, January 2007.
- [9] Siew-Chong Tan, Member, IEEE, Y. M. Lai, Member, IEEE, and Chi K. Tse, Fellow, IEEE, Implementation of Pulse-width-Modulation Based Sliding Mode Controller for Boost Converters, IEEE Power Electronics Letters, Vol. 3, No. 4, December 2006.
- [10] Pallab Midya, Senior Member, IEEE, Ken Haddad, Member, IEEE, and Matt Miller, Member, IEEE, Buck or Boost Tracking Power Converter, IEEE Power Electronics Letters, Vol. 2, No. 4 December 2004.