

CONTROL POR MODOS DESLIZANTES DIRECTO MODO CORRIENTE DEL CONVERTIDOR Z-SOURCE

Villarreal Ch. José¹, Baray A. Rogelio²
 Instituto Tecnológico de Chihuahua
 División de Estudios de Posgrado e Investigación,
 Av. Tecnológico No. 2909
 Tel. , Fax
 jvillarreal@itch.edu.mx¹, rbaray@itch.edu.mx²

RESUMEN.

En el presente trabajo se presenta la aplicación de un control por modos deslizantes para controlar la corriente del inductor del convertidor Z-Source (ZS). En la primera parte se muestra la teoría y obtención del modelo del ZS. En los resultados se presenta las simulaciones del control por modo deslizante aplicado al convertidor ZS usando una carga puramente resistiva, así como la demostración de la robustez que presenta este control ante incertidumbres paramétricas y perturbaciones externas.

1. INTRODUCCIÓN

En la actualidad se ha mostrado un gran interés en teoría de control aplicado a convertidores de potencia, rectificadores, troceadores, inversores y cicloconvertidores para que estos respondan de una manera adecuada hacia la aplicación que se le tenga conectada. Actualmente en la industria estos convertidores requieren que tengan una buena respuesta y buen desempeño así como una buena eficiencia. Estos requerimientos hacen que el diseño de los controladores sean cada vez más complejos y sofisticados de tal forma que se tenga un sistema más robusto, es por eso el interés de la comunidad científica el desarrollo de nuevas teorías de control aplicado a convertidores así como también el buscar nuevas topologías de convertidores.

El convertidor *Z-Source* desarrollado por F. Z. Peng [2] que introdujo en el 2003, puede ser aplicado a todo el espectro de la electrónica de potencia CA-CA, CA-CD, CD-CD, CD-CA, en la Fig.1 se muestra la estructura básica del ZS que consta de dos capacitores y dos inductores. Al convertidor *Z-Source* combinado con un inversor se le conoce como inversor *Z-Source* (ZSI, Fig. 2) y tiene grandes ventajas comparado con el inversor tradicional, como el de poder obtener mas voltaje de salida que el que puede

entregar la fuente de alimentación, esto elevado el voltaje del bus del inversor con la inserción del estado de *Shoot-Through* (conocido también como corto circuito al conmutar ambos dispositivos de la rama al mismo tiempo ST) lo que no es posible en un inversor tradicional. El ZSI requiere de un solo estado de conversión de la energía eléctrica por lo que alimentando con un voltaje de CD, es posible obtener un voltaje de salida con la magnitud y frecuencia deseada.

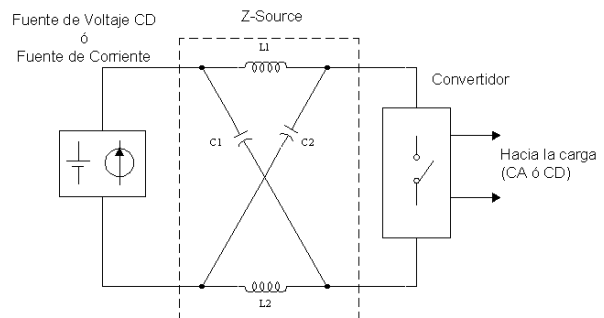


Figura 1 Estructura general del convertidor ZS

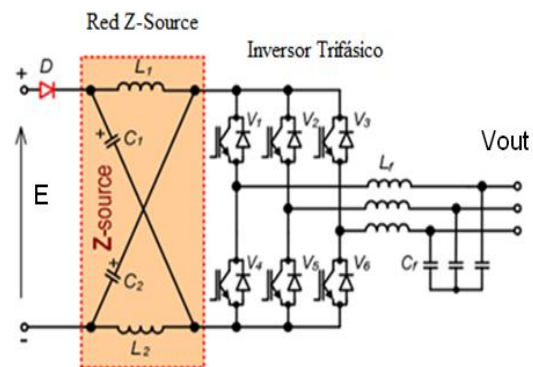


Figura 2 Inversor *Z-Source*.

De la operación básica del ZSI podemos encontrar las siguientes relaciones:

El factor *boost*, esta dado por:

$$B = \frac{1}{1-2d} \quad (1)$$

donde d es el ciclo de trabajo del estado *Shoot-Through*, que es el tiempo que duran ambos dispositivos de potencia de la misma rama activados, es decir el estado ST " T_o " sobre un periodo de conmutación " T_s ":

$$d = \frac{T_o}{T_s}, \quad T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2)$$

f_s es la frecuencia de conmutación en Khz.

También se puede establecer que el voltaje del capacitor esta dado por:

$$V_c = \frac{1-d}{1-2d} V_{cd} \quad (3)$$

donde V_{cd} es el voltaje de alimentación del sistema. Y la corriente en el inductor es:

$$I_L = \frac{1-d}{1-2d} I_{LOAD} \quad (4)$$

Obsérvese que I_L y V_c están en función del ciclo de trabajo del estado ST. Este es un punto importante ya que si se diseña un control para la corriente del inductor también se estará controlando el voltaje del capacitor debido al ciclo de trabajo del estado ST, ec.(3).

Para calcular voltaje de salida pico por fase de CA del inversor trifásico:

$$\hat{V}_{ac} = ma * B * \frac{V_{cd}}{2} \quad (5)$$

donde ma es el índice de modulación, B es el factor boost y V_{cd} es el voltaje de alimentación del sistema.

2. DESARROLLO

2.1. Obtención del modelo matemático del convertidor ZS.

Para la obtención del modelo matemático se analiza el circuito de la Fig. 2. Este circuito se va a comportar de dos formas, la primera cuando se inserte el estado de ST, el bus +/- del inversor va a ser igual a cero, y el diodo de D1 queda polarizado inversamente Fig.3. El otro modo de operación va a ser cuando el inversor este operando dentro de cualquiera de sus ocho estados de operación en los que entrega voltaje hacia la carga y por lo tanto en el bus +/- del inversor se tendrá un voltaje (conocido como voltaje estrés V_d , y es el voltaje pico máximo que se presenta en el dispositivo de potencia) Fig.4. De acuerdo a estas dos formas de operación del ZS, se obtiene el modelo matemático de espacios de estado, analizando el comportamiento de las corrientes y voltajes primero cuando se inserta el estado de ST y segundo cuando este no está presente. De ahí que se obtiene el modelo de espacios de estado en forma bilineal[1].

Debido a la simetría de la red Z-Source $L_1=L_2=L$ y $C_1=C_2=C$. Las variables de estado quedan definidas como:

$$\begin{aligned} x_1 &= I_L \\ x_2 &= V_c \end{aligned} \quad (5)$$

donde I_L es la corriente en el inductor y V_c es el voltaje en el capacitor.

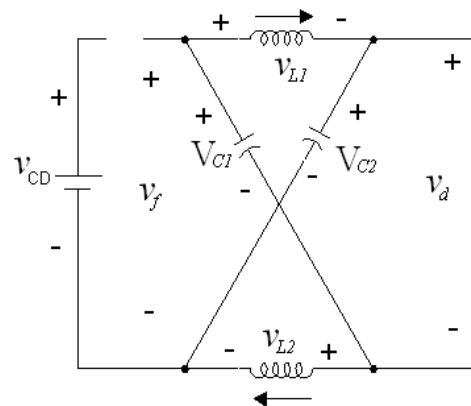


Figura 3 Circuito equivalente del inversor Z-Source visto desde el enlace de DC cuando el puente inversor está en el estado *shoot-through* cero.

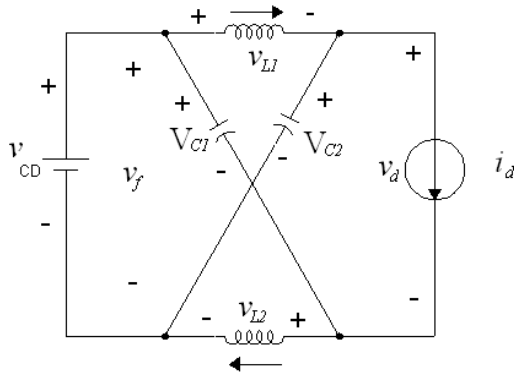


Figura 4 Circuito equivalente del inversor Z-Source visto desde el enlace de CD cuando el puente inversor está en uno de los 8 estados propios de un inversor.

Entonces el modelo de ZS en espacios de estados en la forma bilineal queda definido como:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{E}{L}(1-u) + \frac{x_2}{L}u - \frac{x_2}{L}(1-u) \\ \dot{x}_2 &= \left(\frac{-2x_2}{RC} + \frac{E}{RC} \right)(1-u) + \frac{x_1}{C}(1-u) - \frac{x_1}{C}u \end{aligned} \quad (6)$$

Donde $E=V_{CD}$ =Voltaje de alimentación de CD, R es el valor de la carga resistiva en ohm, C y L son los parámetros de la red ZS. El control u representa: si $u=1$ el estado ST es insertado Fig.3. si $u=0$ el estado ST no es insertado Fig.4. u está definido como una ley de control discontinua ya que solo puede tomar el valor de $[0,1]$.

2.2. Validación del modelo matemático.

Para validar que el modelo obtenido del ZS es correcto se simulo en el software Matlab/Simulink usando la ec. (6), y se comparo con la simulación del circuito eléctrico utilizando el software PSIM, para esto se realizo un ejemplo de diseño, y se realizo en lazo abierto.

En la Fig.5 se muestra el modelo construido en Matlab.

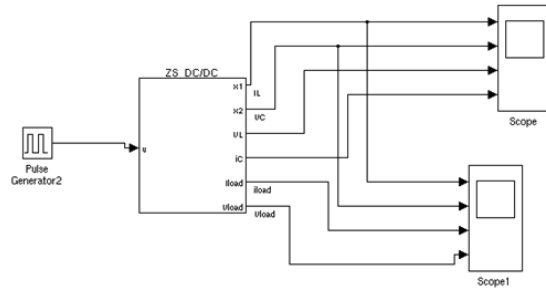


Figura 5 Modelo del ZS en Matlab/Simulink

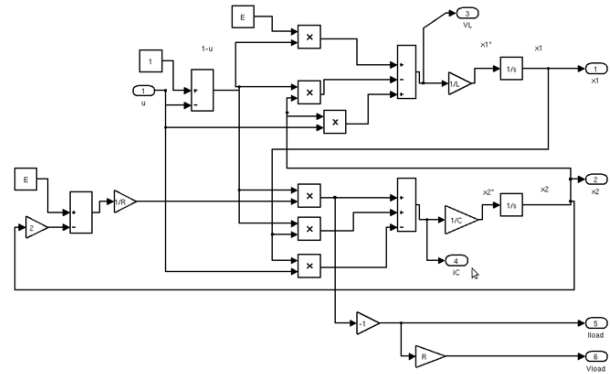


Figura 6 Bloque ZS DC/DC Simulink

A continuación se muestra un ejemplo de diseño (previamente se realizaron los cálculos correspondientes para el cálculo de L , C , V_{CD} , R , etc.:

Tabla 1 Parámetros del sistema

Po	1KW	Potencia de salida
Vdc	6*12=72V	Voltaje de alimentación
R	129.067 ohm	Carga
%ki	20%	Rizo en la corriente del inductor
%kv	1%	Rizo en el voltaje del capacitor
fs	20khz	Frecuencia de conmutación
Vc	358.258V	Voltaje en el capacitor
Vstress(V_d)	646.51V	Voltaje a través del dispositivo ST
C	85.9uF	Valor de C de la red ZS
L	2.873mH	Valor de L de la red ZS

El sistema se alimenta con 72V, y se eleva el voltaje del bus+/- a 646.51V, para esto se requiere de un factor *boost* de $B=8.979$, y por lo tanto se requiere de un ciclo de trabajo de $d=0.444$. Conociendo a d y el T_s , es posible calcular T_o , y con esto poder usar un generador PWM para validar los resultados matemáticos con la simulación.

En la Fig.7 se muestra el circuito eléctrico simulado en PSIM.

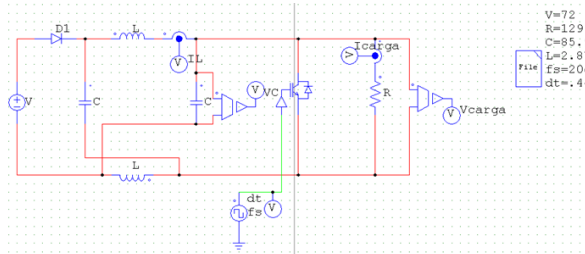


Figura 7 Circuito eléctrico del ZS simulado en PSIM.

Los resultados de la comparación del modelo con el circuito eléctrico se muestran en la Fig.8 y Fig.9 respectivamente, se puede observar que el modelo obtenido es correcto.

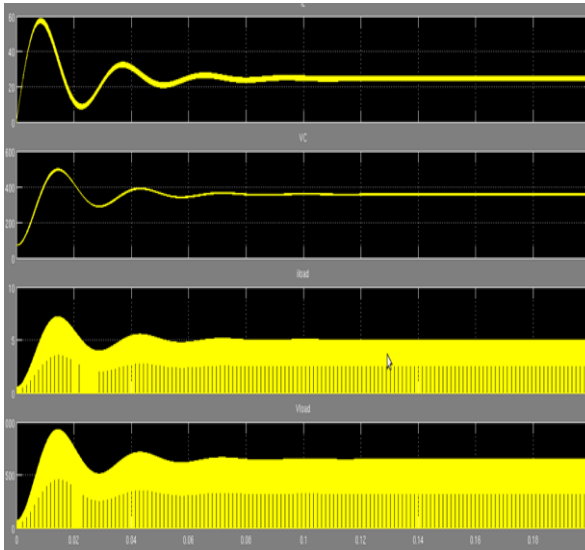


Figura 8 Resultados de Simulink, I_L , V_C , I_{Load} , V_{Load} .

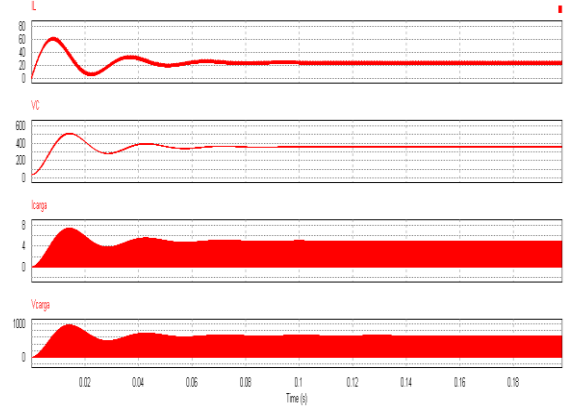


Figura 9 Resultados de PSIM I_L , V_C , I_{Load} , V_{Load} .

2.3. Control por modos deslizantes

Para aplicar el control por modos deslizantes (CMD) se usará un control directo para controlar la corriente del inductor del convertidor ZS, el cual proporciona un alto nivel de robustez al momento de perturbaciones externas. La dinámica del modelo de convertidor ZS está dada por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= \frac{E}{L}(1-u) + \frac{x_2}{L}u - \frac{x_2}{L}(1-u) \\ \dot{x}_2 &= \left(\frac{-2x_2}{RC} + \frac{E}{RC} \right)(1-u) + \frac{x_1}{C}(1-u) - \frac{x_1}{C}u \end{aligned} \quad (7)$$

Donde

L = Inductor

C = Capacitor

R = Carga Resistiva

$E = V_{cd}$ = Voltaje de alimentacion

I_L = Corriente en el inductor

V_C = Voltaje en el capacitor

u = Señal de control

La meta del control es lograr que la corriente del inductor siga a la corriente de referencia x_1^* . Entonces la superficie estará definida como:

$$s = x_1 - x_1^* \quad (8)$$

donde

x_1 es la corriente del inductor I_L

x_1^* es la corriente de referencia I_{Lref}

y x_1^* puede se calculada como:

$$x_1^* = \frac{x_2(2x_2 - E)}{RE} \quad (9)$$

Para asegurar que la señal x_1 siga a la señal x_1^* se tiene $s = x_1 - x_1^* = 0$ (10)

Y por lo tanto:

$$x_1 = x_1^* \quad (11)$$

Entonces para que la corriente x_1 siga a la corriente deseada x_1^* el control u debe ser diseñado de la siguiente forma:

$$u = \frac{1}{2}(1 - \text{sign}(s)) \quad (12)$$

donde u es un control discontinuo y solo puede tomar dos valores $\{0,1\}$. Bajo este esquema de control, el control equivalente ueq de " u " se obtiene resolviendo $\dot{s} = 0$,

$$\dot{s} = \dot{x}_1 - \dot{x}_1^* = 0 \quad (13)$$

\dot{x}_1^* es una derivada de una cte. por lo tanto es cero. $\dot{s} = \dot{x}_1 = 0$

Sustituyendo el valor de \dot{x}_1 de la ec. (7) para encontrar ueq

$$\dot{x}_1 = \frac{E}{L}(1-u) + \frac{x_2}{L}u - \frac{x_2}{L}(1-u) = 0$$

$$E - uE - x_2 + ux_2 + ux_2 = 0$$

$$u(E + 2x_2) = -E + x_2$$

$$u_{eq} = \frac{x_2 - E}{2x_2 - E} \quad (14)$$

Debido a la operación del ZS $x_2 > E$ por lo tanto:

$$0 < u_{eq} = \frac{x_2 - E}{2x_2 - E} < 0.5 \quad (15)$$

El control equivalente ueq representa el ciclo de trabajo " d ", este ciclo de trabajo corresponde exactamente al valor que se encuentra si se resuelve el circuito eléctrico, este ciclo de trabajo " d " controla el llamado factor *boost* B que está definido por la ec.(1). Este factor *boost* B va ir cambiando desde 1 hasta ∞ , y se observa que " d " tiene un valor de $0 < d < 0.5$, con un valor muy cercano a 0.5 se tiene un alto factor *boost*.

El factor *boost* es lo que hace que eleve el voltaje en el bus +/- de salida de la red ZS, a este voltaje se le conoce como voltaje stress (V_d), ya que va a ser el pico de voltaje que tiene que soportar el dispositivo de potencia.

$$V_s = B \cdot E \quad (16)$$

donde $E = V_{CD}$ es el voltaje de alimentación del sistema.

Obsérvese que " d " afecta directamente la corriente del inductor así como del voltaje de capacitor. En este caso el control ueq que representa también a " d " y este va a estar cambiando para que la corriente del inductor siga a la deseada, esa es la tarea del control por modos deslizantes.

3. RESULTADOS

3.1. Simulación

En la Fig.10 se muestra el circuito simulado controlado por modos deslizantes. Se tiene conectado una carga resistiva la cual va a estar variando en el tiempo para ver como responde el controlador.

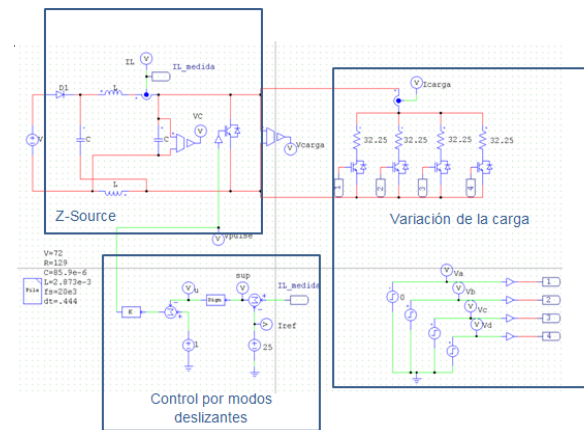


Figura 10 Control por modos deslizantes.

En la Fig. 11 se muestra los resultados, la $I_{L,ref}$ está ajustada a 25A, se observa que la I_L sigue a la de referencia aun y cuando la carga está cambiando en $t=0.05, 0.1$ y 0.15 seg, en la Fig. 12 se muestra la superficie que llega a cero y ahí se mantiene.

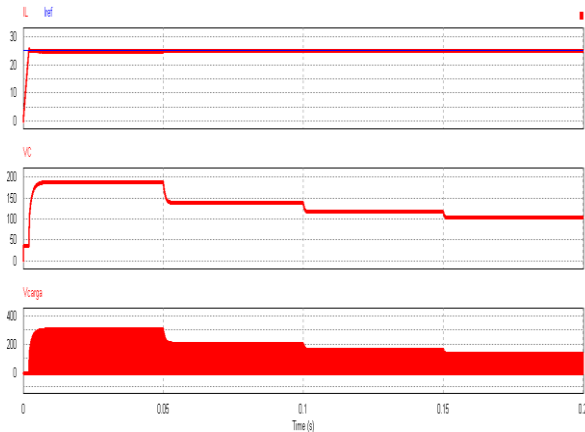


Figura 11 $I_L(25A)$, V_C , V_{carga} (en condición de conmutación infinita)

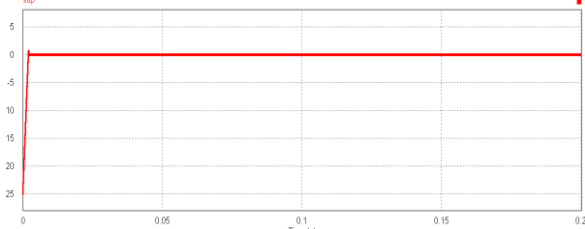


Figura 12 Superficie del modo deslizante (en condición de conmutación infinita).

Para acercar más los valores que arroja el simulador se ajusto a una frecuencia de conmutación de 20kHz, esto ocasiona que se presente un rizo en la I_L conocido como *chattering*, Fig.13,14.

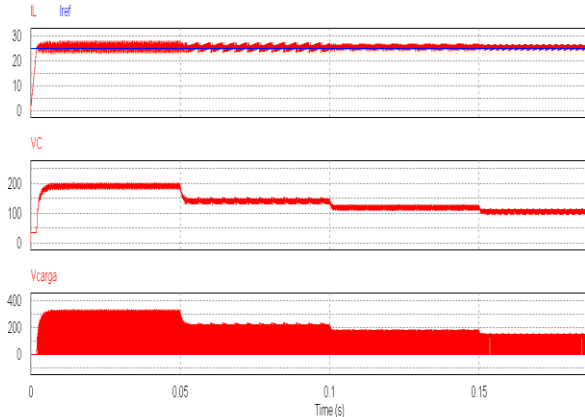


Figura 13 $I_L(25A)$, V_C , V_{carga} (fs=20kHz)

Por último se muestra el resultado de un ejemplo teniendo conectado a un inversor monofásico, y en donde la I_{Lref} va a estar variado en el tiempo para ver si el controlador puede seguir a esa señal de referencia esto se muestra en la Fig.15.

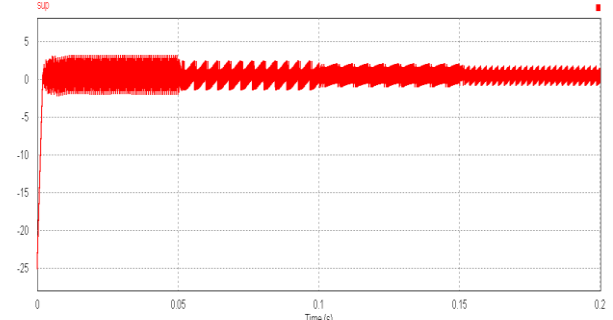


Figura 14 Superficie del modo deslizante (fs=20kHz)

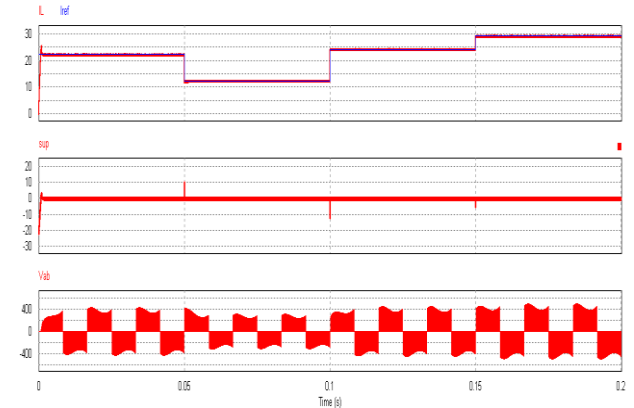


Figura 15 La corriente I_{Lref} cambia a diferentes valores en $t=0.05, 0.1, 0.15$, la corriente del inductor sigue a esa señal, también se muestra el voltaje de CA de salida del inversor monofásico

4. CONCLUSIONES

Los resultados obtenidos con respecto al control diseñado por modos deslizantes para el convertidor ZS, muestran una rápida respuesta y resalta la propiedad de robustez que el control por modos deslizantes tiene, ya que ante cambios o variaciones en la carga, la acción de control utilizada mantiene la trayectoria de la corriente del inductor del ZS siguiendo a la trayectoria de la corriente deseada, lo cual se puede observar en las formas de onda obtenidas para la corriente. Se presento un ejemplo de diseño del control el cual se valido por simulaciones. El diseño del control por modos deslizantes es válido para el convertidor ZS CD-CD, así como también para el inversor ZS (pudiendo ser monofásico o trifásico, y el cual se puede usar cualquier técnica PWM a base de portadora). Este sistema ZS+inversor se puede comparar contra un CD-CD+inversor, en donde la ventaja es que en un solo estado de conversión de la energía pasamos

de CD-CA, no así en el otro que tiene dos estados de conversión CD-CD y CD-CA, esto hace que el sistema ZS+inversor sea mas eficiente teniendo en cuenta también la reducción de componentes y por lo tanto un aumento en la confiabilidad del sistema. El alcance del presente artículo fue presentar el control por modos deslizantes en una topología de convertidor *Z-source*. Los resultados de desempeño de este convertidor fueron presentados en su implementación en artículo anterior [7]. Una segunda parte a futuro será desarrollar la implementación del algoritmo de control por modos deslizantes que se ha presentado en este artículo.

REFERENCIAS

- [1] V. Utkin, J. Guldner and J. Shi, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems. Taylor and Francis. 1999.
- [2] F. Z. Peng, "Z-Source Inverter", *IEEE Transactions on Industrial Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003.
- [3] M. Shen, J. Wang, A. Joseph, Fang Z. Peng, L. M. Tolbert, D. J. Adams, "Maximum Constant Boost Control of the Z-source inverter", *In Conf. Rec. IEEE- IAS 2004 Annu. Meeting*, pp. 142-147, 2004.
- [4] F.Z. Peng, M. Shen, Z.Qian, "Maximum Boost Control of the Z-Source Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 4, pp. 833-838, Jul. 2005.
- [5] Y. Tao, H. lee, J. Song, D. Kim, Sung-Jun Park, "Psim and matlab simulations analysis on 3-phase z-source inverter", *procc. of the 7th International Conference on Devices, Circuits and Systems*, México, Abril 28-30, 2008
- [6] M. Shen, A. Joseph, J. Wang, F. Z. Peng, D. J. Adams, "Comparison of traditional Inverter and Z-source Inverter for Fuel Cell Vehicles ", Engineering Science and Technology Division, sept., 2005
- [7] Villarreal Ch. José, Baray A. Rogelio E. "Diseño e implementación de un inversor trifásico alimentado con voltaje con modulación por ancho de pulso sinusoidal (SPWM) usando DSPIC ", Congreso Internacional en Ingeniería Electrónica, ELECTRO 2011. Oct. 2012