

Extensión de controladores CD/CD a CD/CA implementados por modos deslizantes o SPWM

D. Navarro, A. Barajas, E. Pérez, D. Cortés

Instituto Politécnico Nacional ESIME Culhuacan Coyoacán DF 04430 México

{david.navarro.d, analysbs, erick.perezhdz, domingo.cortes}@gmail.com

Teléfono: 01 55 5624 2000

Resumen—Tradicionalmente, la técnica de control por corriente programada se utiliza en convertidores CD/CD con muy buenos resultados. Es conocido que esta técnica puede verse como un control por modos deslizantes. En este artículo se muestra que, desde el punto de vista de control, el convertidor CD/CD reductor y el inversor monofásico son esencialmente el mismo sistema. Con base en esto, se plantea que se pueden ocupar los mismos controladores en ambas clases de convertidores. Así, se extiende el control por modos deslizantes para convertidores CD/CD a inversores monofásicos. Además, se propone una manera de obtener, a partir del control por modos deslizantes, un controlador SPWM con frecuencia de conmutación constante para aplicaciones que así lo requieran.

Palabras clave—Convertidores CD/CD, Inversor monofásico, control por corriente programada, control por modos deslizantes, SPWM

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente los convertidores CD/CA o inversores tienen muchas aplicaciones en la industria. Estos dispositivos se encuentran dentro de fuentes de poder ininterrumpible (UPS) que alimentan computadoras con tareas indispensables. La generación de energía eléctrica por medio de fuentes renovables, como la solar, la eólica, etc., requieren del uso de inversores para poder proporcionar la energía. Así mismo se les usa en aplicaciones médicas, transporte, telecomunicaciones, etc.

En la gran mayoría de los casos, para que los inversores funcionen adecuadamente requieren un lazo de control. Los esquemas más comúnmente usados se basan en funciones de transferencia, debido a la facilidad de compensar por medio de las técnicas de control clásico. En un gran número de trabajos (ver por ejemplo [Cherati,2011], [Hongying,1999], [Ortega,2012], [Shungang,2010]) se usa el control por corriente basado en el modelo linealizado. Aunque cada uno de estos trabajos tiene variaciones, en cada uno de ellos el diseño del controlador está basado en la función de transferencia y se ocupan herramientas como diagramas de Bode y lugar geométrico de las raíces. Estas técnicas de control se han empleado con buenos resultados, pero tiene algunas desventajas derivadas de las características del convertidor: a) el modelo linealizado no es una buena aproximación, ya que se pierden propiedades del sistema como las no linealidades; b) los convertidores electrónicos tienen discontinuidades y estas no están consideradas en la función de transferencia; c) el desempeño del control depende de que los valores de los componentes se parezcan a los valores considerados en el modelo. El valor de la carga en un inversor generalmente no se conoce, pero en el modelo es necesario proponer un valor

de carga. Para que este controlador funcione en la práctica, el valor de la carga a conectar en el convertidor debe de tener un valor muy parecido al valor propuesto para la función de transferencia.

Se puede obtener una mejor aproximación empleando una representación (no lineal) en espacio de estado. Por otra parte, se sabe que el control por modos deslizantes (CMD) es una técnica que se presta de manera particular para el control de convertidores electrónicos, ya que su principal aplicación es en sistemas on-off como es el caso de los transistores de los convertidores. En el control por modos deslizantes se requiere del diseño de una superficie deslizante que implemente el control, encontrar una superficie deslizante apropiada es una tarea complicada.

Se sabe desde hace algunas décadas [Liu,1994], [Middlebrook,1989] que el control de convertidores CD/CD es más sencillo si se manipula la corriente en el inductor. Una explicación de la teoría del control a este hecho es que si se toma como salida el voltaje resultan ser sistemas de fase no mínima [Escobar,1999]. Para implementar un control por corriente es necesaria una corriente de referencia. En muchos casos para generar la corriente de referencia se hace por medio de una función del error de voltaje [Navarro,2009], particularmente una forma de generar la corriente de referencia que ha brindado buen desempeño en convertidores CD/CD es generar la referencia de la corriente a partir de una función proporcional más integral (PI) del error del voltaje [Navarro,2009]. A esta forma de control por corriente cuya corriente de referencia es un PI del error de voltaje se le conoce comúnmente como control en modo corriente, o control por corriente programada.

Generalmente, los convertidores CD/CD y los inversores monofásicos son tratados en la bibliografía de manera distinta. No obstante, el convertidor reductor y el inversor monofásico tienen los mismos componentes pasivos y en ambos casos actúan como un filtro pasabajas. A partir de esta observación en la sección III-A se muestra que el convertidor reductor y el inversor monofásico son sistemas con estructura similar desde el punto de vista de control. Lo que cambia es el voltaje deseado en la salida y los valores que el control puede tomar. En el caso del convertidor reductor el voltaje deseado es constante mientras que en el inversor el voltaje deseado es senoidal. Por otra parte en el convertidor CD/CD el control toma valores en $\{0,1\}$ y en el inversor $\{-1,1\}$.

Una vez identificado el inversor como un sistema con la misma estructura que el convertidor reductor, se puede aplicar el control por modos deslizantes originalmente propuesto para

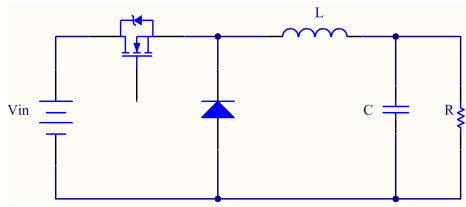


Figura 1. Convertidor reductor

convertidores CD/CD a inversores. Esto se hace en la sección III-B.

Para lograr que la frecuencia de conmutación sea constante, en [Navarro,2009] se muestra como obtener un control por modulación de ancho de pulso (PWM) a partir de un CMD. De una manera similar en este artículo se obtiene un control de frecuencia constante para el inversor obtenido a partir del control por modos deslizantes. Sin embargo en el caso de inversores en lugar de un PWM se emplea una modulación senoidal por ancho de pulso (SPWM). En SPWM existen dos variantes la unipolar y la bipolar. Es recomendable usar SPWM unipolar ya que el contenido armónico es reducido comparado con la técnica bipolar. Esto se hace en la sección III-D.

Cabe notar que el relacionar un control por modos deslizantes con un SPWM unipolar ya se ha hecho antes [Abrishamifar,2011], [Jithesh,2012]. Una gran variedad de superficies se han desarrollado con este fin. En [Abrishamifar,2011], [Jithesh,2012] la superficie deslizante se genera por medio de crear un nuevo sistema en variables de estado a partir del error de voltaje y su derivada. En [Rammohan,2006] la superficie deslizante es la resta de la corriente menos la corriente de referencia y en caso de controlar voltaje se obtiene a partir de la ecuación de estado de voltaje y su derivada. Estas superficies deslizantes han proporcionado buenos resultados, sin embargo, son relativamente difíciles de implementar. La superficie propuesta aquí es sencilla de implementar y está derivada directamente del control por corriente programada para convertidores CD/CD que ha sido aplicado con éxito desde hace décadas.

II. EL CONVERTIDOR BUCK

II-A. Modelo del convertidor reductor

En esta sección se presenta un resumen de algunos resultados conocidos para el convertidor reductor, más conocido como convertidor buck. En la Figura 1 se muestra el convertidor buck. Consiste en un suministro de voltaje V_{in} , un transistor S , un diodo D , un filtro LC y una carga que para ejemplificar se considera resistiva R .

El objetivo del convertidor buck es mantener un voltaje de salida constante a pesar de las posibles perturbaciones en el voltaje de entrada o en la carga.

El transistor y el diodo puede manejarse como un sólo interruptor (u) [Cortes,2011], [Navarro,2009], donde u es una variable binaria, $u \in \{0, 1\}$, la cual genera la no linealidad en el convertidor. Para cada una de las posiciones del interruptor u se pueden aplicar las leyes de Kirchhoff para obtener un modelo. Esto se puede ilustrar en la Figura 2.

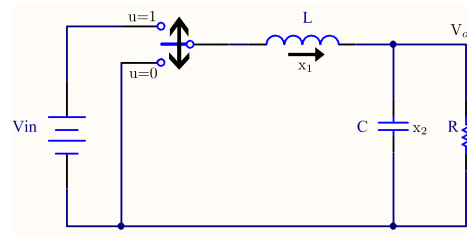


Figura 2. Convertidor reductor con interruptor ideal

De la Figura 2, si $u = 0$, esto es el diodo está activado y el transistor desactivado, resulta

$$L\dot{x}_1 = -x_2 \quad (1a)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{-x_2}{R} + x_1 \quad (1b)$$

donde x_1 y x_2 son la corriente en el inductor y el voltaje de salida en el capacitor respectivamente. El inductor L , capacitor C , y el voltaje de entrada V_{in} , son constantes conocidas. Mientras que la resistencia R permanece como constante desconocida para propósitos de análisis.

De manera similar si en la Figura 2 se considera $u = 1$, que es equivalente tener el transistor activado y el diodo desactivado, resulta

$$L\dot{x}_1 = -x_2 + V_{in} \quad (2a)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{-x_2}{R} + x_1 \quad (2b)$$

Combinando los modelos (1) y (2) se obtiene

$$L\dot{x}_1 = -x_2 + uV_{in} \quad (3a)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{-x_2}{R} + x_1 \quad (3b)$$

cabe mencionar que en el modelo (3), $u \in \{0, 1\}$.

II-B. Control por modos deslizantes

Existen varios métodos de control que han sido propuestos para convertidores. Entre ellos los métodos dominantes son el control por voltaje y el control por corriente. En el método de control por voltaje, los parámetros de diseño de control son fáciles, la aplicación se puede considerar de bajo costo al necesitar de solo un sensor de voltaje [Qin,2009], [Tan,2005]. Sin embargo, el principal inconveniente de este método es que el sistema es poco robusto y muy sensible a las variaciones de carga. Además el no tener control sobre la corriente, puede provocar el daño a los interruptores electrónicos de potencia. El control por corriente es preferible, ya que es más robusto y toma en cuenta el voltaje para controlar tanto la corriente como el voltaje.

Conociendo que es más fácil manipular la corriente en el inductor los controles se diseñan utilizando la técnica de control de corriente, ejemplos de este enfoque empleando la función de transferencia se han propuesto en [Cherati,2011], [Hongying,1999], [Ortega,2012], [Shungang,2010], mientras que en [Abrishamifar,2011], [Cortes,2011], [Jithesh,2012], [Navarro,2009], [Rammohan,2006] se han propuesto controladores en modo corriente usando CMD, entre otras técnicas. Considerando el modelo (3) se puede observar que u sólo afecta a (3a), que es la ecuación para corriente en el inductor.

La forma general del control por modos deslizantes es

$$u = \begin{cases} 1 & \text{si } \sigma(x, t) < 0 \\ 0 & \text{si } \sigma(x, t) > 0 \end{cases} \quad (4)$$

donde u^+ y u^- son expresiones de control, $\sigma(x, t) = 0$ define una superficie en el espacio de estado. Note que cuando la trayectoria pasa por $\sigma = 0$ en cualquier dirección el control cambia de u^+ a u^- por lo que el CMD es inherente discontinuo. Por otra parte en los convertidores electrónicos el elemento de control es la conmutación de uno o más interruptores; por ello es natural considerar el CMD como una técnica natural para convertidores.

En específico la superficie

$$\begin{aligned} \sigma &= x_1(t) + k_p(x_2(t) - x_{2ref}(t)) \\ &+ k_i \int_0^t (x_2(\tau) - x_{2ref}(\tau)) d\tau \end{aligned} \quad (5)$$

es aplicada a distintos convertidores proporcionando seguimiento de referencia y robustez ante perturbaciones [Cortes,2011], [Navarro,2009]. Note que (5) se puede expresar como

$$\sigma = x_1(t) - PI e_v \quad (6)$$

donde $e_v = x_{2ref}(t) - x_2(t)$. La expresión (6) se puede pensar como un control por corriente, donde el $PI(e_v)$ es la referencia de corriente $x_{1ref}(t)$. Para mostrar que la corriente de referencia se puede obtener del $PI(e_v)$ considere del modelo (3) la ecuación (3b) si se supone momentáneamente x_1 como el control v , entonces (3b) se asemeja al sistema lineal de primer orden, pues queda

$$\dot{z} = -\frac{1}{RC}z + \frac{1}{C}v \quad (7)$$

al ser (7) un sistema lineal de primer orden se puede compensar con un controlador PI

$$v = k_p(z_{ref} - z) + k_i \int (z_{ref} - z) d\tau \quad (8)$$

en donde z es el estado que correspondería a $x_2(t)$ y z_{ref} sería el voltaje deseado $x_{2ref}(t)$. Para el caso de las ganancias k_p y k_i se pueden ajustar considerando que se compensa el sistema lineal (7) por medio de la teoría de control clásico.

El controlador (4) y (5) aplicado al sistema (3) resulta en un sistema en lazo cerrado robusto y con alto desempeño. Sin embargo tiene la desventaja que se presenta en general en los controladores por modos deslizantes es que la frecuencia de conmutación de los transistores no es constante.

II-C. Control PWM derivado de modos deslizantes

Considerando que la ley de control (4) cambia a frecuencias muy altas es posible obtener un control equivalente (u_{eq}), siendo este el promedio de u . Por otra parte el ciclo de trabajo de un control PWM es el promedio del pulso de salida, es virtud de que u_{eq} es el promedio del control por modos deslizantes se puede considerar $d = u_{eq}$. El suponer que el control equivalente es similar al ciclo de trabajo permite generar un control por modos deslizantes con frecuencia de conmutación constante, los detalles pueden ser consultados en CNCA 2013, Enseñada B.C. Octubre 16-18

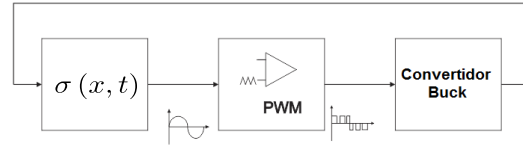


Figura 3. Diagrama general para implementar CMD a PWM

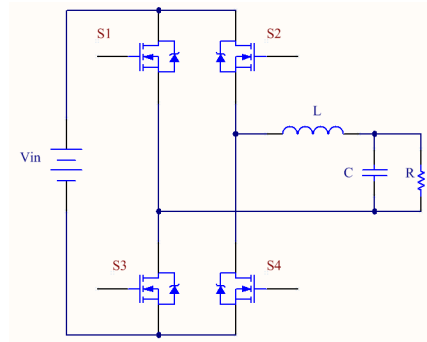


Figura 4. Inversor monofásico

[Cortes,2011], [Navarro,2009], donde se presentan resultados experimentales de la implementación. En la Figura 3 se muestra el diagrama general para implementar el control por modos deslizantes con un PWM.

III. INVERSOR MONOFÁSICO

Un inversor monofásico (ver Figura 4) usualmente se compone de un voltaje de suministro V_{in} , un puente H formado por cuatro transistores, un filtro LC y una carga R .

En la Figura 5 puede observarse en bloques las etapas de un convertidor reductor, comparándola con un inversor monofásico la diferencia está en el número interruptores que existen entre el Voltaje de entrada y el filtro LC. Para mostrar que el convertidor reductor y el inversor monofásico tienen la misma estructura se modelará el inversor de la misma manera que el convertidor reductor.

III-A. Modelo

La Figura 4 muestra la estructura básica de un inversor monofásico, mientras que en la Figura 6, se toman en cuenta los transistores como interruptores ideales para un análisis más simple del sistema, como se hizo previamente con el convertidor buck.

Note que en el inversor la conmutación de los transistores debe ser en pares, esto permite que a la entrada del filtro LC pueda existir un voltaje de V_{in} y $-V_{in}$. El análisis puede ser el mismo que en el convertidor buck, usando u como una variable binaria, pero ahora $u \in \{-1, 1\}$.



Figura 5. Esquema general

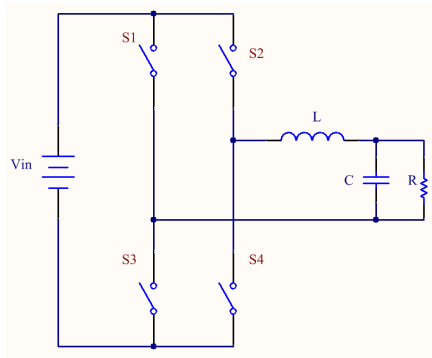


Figura 6. Inversor visto con interruptores

Considere la Figura 6, si S2 y S3 están activos y S1 y S4 inactivos, se obtiene las ecuaciones

$$L\dot{x}_1 = -x_2 + V_{in} \quad (9a)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{-x_2}{R} + x_1 \quad (9b)$$

por otra parte si en la Figura 6, S1 y S4 están activos mientras que S2 y S3 están desactivados, se obtienen las ecuaciones

$$L\dot{x}_1 = -x_2 - V_{in} \quad (10a)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{-x_2}{R} + x_1 \quad (10b)$$

Combinando (9) y (10), se puede escribir

$$L\dot{x}_1 = -x_2 + uV_{in} \quad (11a)$$

$$C\dot{x}_2 = \frac{-x_2}{R} + x_1 \quad (11b)$$

Notese que si en (11) $u = 1$ se obtiene (9) y si $u = -1$ se obtiene (10).

III-B. Control por modos deslizantes del inversor monofásico

Es importante enfatizar que los modelos (3) y (11) son idénticos salvo $u \in \{0, 1\}$ en el modelo (3) y $u \in \{-1, 1\}$, en el modelo (11). Así la forma como se ha modelado el inversor permite comparar el convertidor buck y el inversor monofásico. Esto permite que los controladores propuestos para el convertidor buck se puedan extender fácilmente al inversor monofásico. De aquí que se pueda plantear para el caso del inversor monofásico la ley de control

$$u = \begin{cases} 1 & \text{Si } \sigma(x, t) < 0 \\ -1 & \text{Si } \sigma(x, t) > 0 \end{cases} \quad (12)$$

donde σ es la superficie deslizante.

Cabe notar que ya se han propuesto diferentes superficies para el inversor [Abrishamifar,2011], [Jithesh,2012], [Rammohan,2006], [Shih-Liang,1993]. Encontrar una superficie deslizante que permita controlar el inversor no es suficiente puesto que la implementación puede complicarse o facilitarse dependiendo de la superficie. La superficie que aquí

V_{in}	120rmsV
L	357 μ H
C	13.5 μ F
R	27.5 Ω
V_{ref}	75sin(2 π 60t)
f_{sw}	50kHz

Cuadro I
PARÁMETROS DE DISEÑO

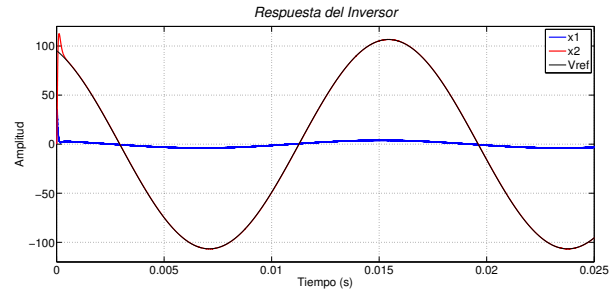


Figura 7. Simulación sin perturbaciones

se propone para el inversor es la misma que para el convertidor reductor. Esta superficie es sencilla de implementar y ha podido ser derivada directamente.

Por medio de la revisión de los modelos del convertidor reductor (3) y comparándolo con el modelo del inversor (11), se puede concluir que son el mismo modelo considerando únicamente que en el reductor $u \in \{0, 1\}$ y para el inversor $u \in \{-1, 1\}$. Considerando que el modelo es el mismo, es obvio pensar que los controladores pueden aplicar en uno u otro convertidor, por lo que la superficie (5) aplicada para el convertidor reductor se puede implementar al inversor con la ley de control (12).

III-C. Simulaciones

A continuación se presentan resultados de simulación en Matlab Simulink de un inversor con los parámetros demostrados en la tabla I y controlado por (5), (12). Las ganancias involucradas en (5) se calculan de la misma manera que para el convertidor reductor (ver ecuación (7)), por lo tanto los valores de las ganancias puede ser obtenida por medio de técnicas de control clásico, en este caso se ocupa el método del lugar geométrico de las raíces para obtener $k_p = 0.464$ y $k_i = 4640$.

En la Figura 7 se presenta el resultado del comportamiento del inversor al seguir la referencia sinusoidal del Cuadro I, como se puede apreciar el inversor sigue la referencia y la respuesta es muy rápida 4ms. En la Figura 8 se presenta el resultado de someter el inversor a perturbaciones tanto en la carga, como en el voltaje de entrada V_{in} . La perturbación en la carga es simulada por una resistencia que modifica su valor de los 10 Ω a 27.5 Ω cada 15ms. La perturbación del voltaje de entrada se simula sumando $V_{in} + V_{per}$, donde $V_{per} = 50 \sin(2\pi 60t)$. A pesar de las perturbaciones el controlador hace que el inversor proporcione una señal sinusoidal a la salida, presentando ligeras perturbaciones en los tiempos que se realiza el cambio de carga.

De las Figuras (7) y (8) puede verse que por medio del control por modos deslizantes con una superficie sencilla de

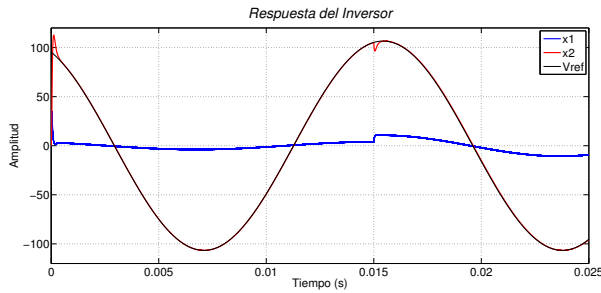


Figura 8. Simulación con perturbaciones en el voltaje de entrada y en la carga

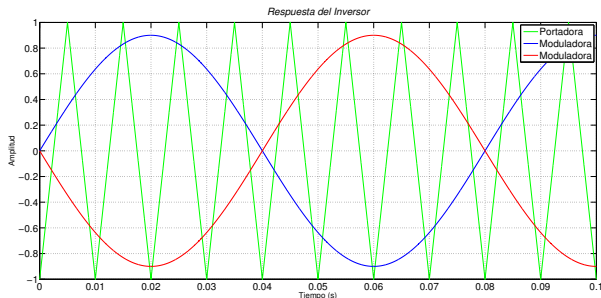


Figura 9. Señales Triangular y Sinusoidales

implementar se logra obtener para el inversor monofásico, un alto desempeño y robustez a la vez. Sin embargo, al igual que en el convertidor reductor, la frecuencia de conmutación de los transistores no es constante lo cual puede ser una desventaja en algunas aplicaciones.

III-D. Control por modos deslizantes con PWM

En los convertidores CD/CD se puede obtener una frecuencia constante si en lugar de introducir σ a una función signo se introduce a un PWM [Abrishamifar,2011], [Cortes,2011], como se muestra en la Figura 3. Para el caso del inversor introducir σ a un PWM no daría resultado. Esto se debe a que los 4 transistores del inversor necesitan una secuencia de activación para poder generar un voltaje sinusoidal a la salida, que no es posible generar con un PWM convencional.

El esquema SPWM unipolar es seleccionado ya el contenido armónico generado es menor que en otras técnicas.

En el esquema unipolar de SPWM, el patrón de conmutación es dado por la comparación de una señal triangular (portadora) con una señal (moduladora) V_{ctrl} y su negativo $-V_{ctrl}$, tal como se muestra en la Figura 9. La comparación de la triangular con V_{ctrl} controla los transistores S1 y S3 de la Figura 6, mientras que con la comparación de la triangular con $-V_{ctrl}$ se controlan los transistores S2 y S4 [Abrishamifar,2011], [Luna,2004].

Introduciendo σ como moduladora a un SPWM unipolar (Figura 10) se obtiene una frecuencia de conmutación constante [Abrishamifar,2011], [Jithesh,2012]. Así la mayoría de los controles por modos deslizantes se pueden ajustar a frecuencia constante. Una superficie que proporciona buenos resultados y es fácil de implementar se hace ocupando (5) con la ley de control (12).

CNCA 2013, Ensenada B.C. Octubre 16-18

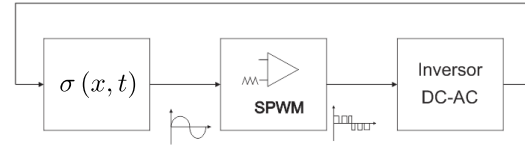


Figura 10. Implementación de CMD con PWM

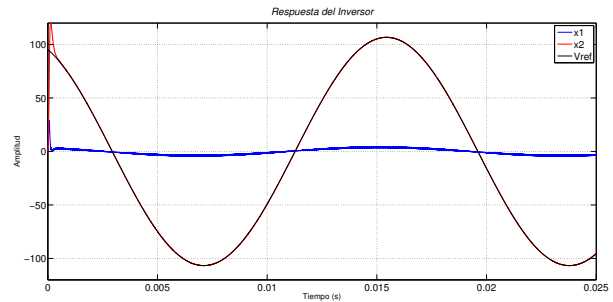


Figura 11. Simulación de V_o y i_L sin perturbaciones.

III-E. Simulaciones

Utilizando la herramienta MATLAB, los resultados de la simulación del control propuesto en la Figura 10 se presentan en esta sección, tomando en cuenta los parámetros en la Tabla I. Los parámetros de k_i y k_p son los mismos que los usados en la sección III-C. La Figura 11 muestra las salidas x_1 , x_2 y V_{ref} sin tomar en cuenta perturbaciones. Mientras que en la Figura 12 las mismas señales son presentadas pero con las mismas perturbaciones que se hicieron en la sección III-C. Se observa que el sistema se compensa en $0.3ms$ al realizar los cambios de carga, mientras que la perturbación en V_{in} es rechazada completamente, comprobando la robustez del sistema.

IV. CONCLUSIONES

Por medio del análisis de los modelos del convertidor reductor y el inversor monofásico, en este artículo se muestra desde el punto de vista de control son muy semejantes. Esta semejanza, permite que los controladores diseñados para el convertidor reductor se puedan extender al inversor. Por este motivo el control por modos deslizantes con una superficie usada para convertidores CD/CD se pudo aplicar a los convertidores CD/CA. En el caso de los convertidores CD/CD la frecuencia de conmutación de los transistores se puede

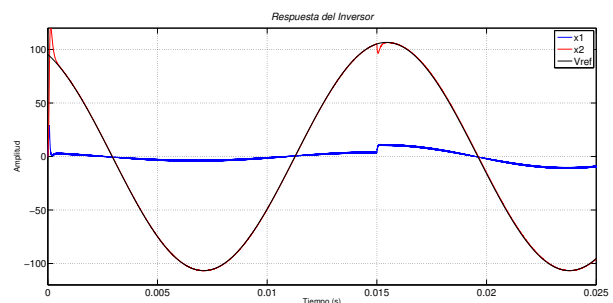


Figura 12. Simulación de V_o y i_L con cambio de carga y V_{in}

hacer constate al introducir el control equivalente a un PWM. De la misma manera, en los convertidores CD/CA se puede ajustar la frecuencia de conmutación de los transistores a un valor constante siempre y cuando se use un "PWM" diseñado para inversores. De las diferentes técnicas la más apropiada es SPWM unipolar. Los resultados obtenidos muestran una respuesta muy rápida y un sistema en lazo cerrado robusto ante perturbaciones combinadas de carga y voltaje en la fuente de entrada.

V. REFERENCIAS

- [Abrishamifar,2011] Adib Abrishamifar, Ahmad Ale Amad, Mustafa Mohamadian (2011) "Fixed Switching Frequency Sliding Mode Control for Single-Phase Unipolar Inverters" IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 27 , Issue: 5.
- [Cherati,2011] Cherati, S.M. ; Azli, N.A. ; Ayob, S.M. ; Mortezaei, A. (2011) "Design of a current mode PI controller for a single-phase PWM inverter" Applied Power Electronics Colloquium (IAPEC).
- [Cortes,2011] Cortes Domingo, Jaime Alvarez, Joaquin Alvarez (2011) "Output feedback and dynamical sliding-mode control of power converters". International Journal of Electronics Volume 98, Pages 505-519.
- [Escobar,1999] Escobar G., R. Ortega, H. Sira-Ramírez, J.P. Vilain, and I. Zein. (1999) "An experimental comparison of several non-linear controllers for power converters" IEEE Control Systems Magazine, 19(1):66–82.
- [H. Rashid,1995] H. Rashid, Muhammad. (1995) "Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones" ed. Prentice Hall.
- [Hongying,1999] Hongying Wu, Dong Lin, Dehua Zhang, Kaiwei Yao, Jinfa Zhang (1999) "A Current-Mode Control Technique with Instantaneous Inductor-Current Feedback for UPS Inverters" Applied Power Electronics Conference and Exposition.
- [Jithesh,2012] Jithesh M.V ,Prawin Angel Michael (2012) "Design and Analysis of a Single Phase Unipolar Inverter Using Sliding Mode Control" International Journal of Engineering and Advanced Technology ISSN: 2249-8958, Volume 2, Issue 2.
- [Liu,1994] Liu Yan-Fei, Sen, P.C. (1994) "A general unified large signal model for current programmed DC-to-DC converters" IEEE Transactions on Power Electronics, Volume:9 , Issue: 4
- [Luna,2004] Luna Mejía Gabriel, Moctezuma Gregorio, Mendoza Abraham, Campos-Delgado Daniel U. (2004) "Diseño Didáctico de Convertidores CD-CA: (A) Inversor Monofásico" Congreso Interuniversitario de Electrónica, Computación y Eléctrica, Guadalajara, México.
- [Middlebrook,1989] Middlebrook R. D. (1989) "Modeling current-programmed buck and boost regulators". IEEE Trans. on Power Electronics, 4MI. Rolando Carrera (1):36–52.
- [Navarro,2009] Navarro-Lopez Eva M., Cortes Domingo, Castro Christian (2009) "Design of practical sliding-mode controller with constant switching frequency for power converters" Electric Power System Research Volume 79, Issue 5, Pages 796–802.
- [Ortega,2012] Ortega, R. ; Trujillo, C.L. ; Garcera, G. ; Figueres, E. ; Carranza, O. (2012) "A PI-P+Resonant controller design for single phase inverter operating in isolated microgrids" International Symposium on Industrial Electronics (ISIE).
- [Qin,2009] Qin Ming, Zhou Guohua, Qingbo Mu (2009) "Analysis and comparison of voltage-mode and current-mode pulse train control buck converter" 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA).
- [Rammohan,2006] Rammohan Rao Errabelli, Y. Y. Kolhatkar, Shyama P. Das (2006) "Experimental investigation of Sliding Mode Control of Inverter for Custom Power Applications" Power Engineering Society General Meeting. IEEE. Electronics, 4(1):36–52, January 1989.
- [Shih-Liang,1993] Shih-Liang Jung, Ying-Yu Tzou (1993) "Sliding Mode Control of a Closed-loop Regulated PWM Inverter Under Large Load Variations" Power Electronics Specialists Conference. PESC '93 Record., 24th Annual IEEE.
- [Shungang,2010] Shungang Xu, Chengdu, Jianping Xu (2010) "A current decoupling parallel control strategy of single phase inverter with voltage and current dual closed-loop feedback" Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE).
- [Tan,2005] Tan Siew-Chong, Lai, Y.M. ; Cheung, M.K.H. ; Tse, C.K. (2005) "On the practical design of a sliding mode voltage controlled buck converter" IEEE Transactions on Power Electronics, Volume:20 Issue: 2.
- [Tzou, 1998] Tzou Ying-Yu, Jung, S.-L. (1998) "Full Control of PWM DC-AC Converter for AC Voltage Regulation "Aerospace and Electronic Systems Volume 34, Pages 1218 - 1226.