

SINGLE PHASE FULL BRIDGE INVERTER PROTOTYPE MODELING AND CONTROL

MODELADO Y CONTROL DE UN PROTOTIPO DE INVERSOR MONOFASICO TIPO PUENTE COMPLETO

Ing. Camilo A. Sanabria T.*, Esp. Oscar M. Hernández G.**

Universidad Pedagógica y Tecnológica de Colombia

*Grupo de Investigación en Robótica y Automatización GIRA-UPTC

** Grupo de Procesamiento de señales DSP-UPTC

Calle 4 S, No. 15-134. Sogamoso, Boyacá, Colombia.

Tel.: 57-8-7716902 Ext 254, Fax: 57-8-7716902, Ext.241

E-mail: {camilo.sanabria, oscar.hernandez}@uptc.edu.co

Abstract: This article shows a 12W single phase inverter modeling and its control design. From the switching model, we get the small signal model or lineal model with the aim to design a continuous time lead-lag compensator that is made discrete. The continuous and discrete answers are compared. The closed loop inverter simulation with continuous and discrete compensators and the answer of open loop inverter prototype are shown.

Keywords: Single phase inverter, Bode diagrams, Compensation, Transfer functions.

Resumen: El presente artículo ilustra el modelado y proceso del diseño de control, de un prototipo de inductor monofásico de 12W de potencia. A partir del modelo de conmutación se obtiene el modelo de pequeña señal o modelo lineal para diseñar un compensador de tiempo continuo en adelanto-atraso, el cual se discretiza para comparar la respuesta continua y discreta. Se presentan los resultados de la simulación del inductor en lazo cerrado con los compensadores continuo y discreto, así como la respuesta de la implementación del prototipo en lazo abierto.

Palabras clave: Inductor monofásico, Diagramas de bode, Compensación, Funciones de transferencia.

1. INTRODUCCIÓN

Los convertidores de potencia son ampliamente usados en la vida diaria, desde fuentes DC hasta sistemas ininterrumpidos de potencia (Mohan *et al*, 2009). Una de las aplicaciones clásicas de dichos convertidores es la de transformar una señal DC en una AC senoidal mediante un inductor de potencia. Para cumplir con este objetivo de conversión existen diversas topologías de convertidores, dependiendo de las cuales se pueden tener diferentes aplicaciones (Wang, 2009; Dosreis, 1998).

Por esto, es de interés en el presente trabajo mostrar el modelado y control de un prototipo de inductor monofásico tipo puente completo de baja potencia, con el que se verifique mediante simulación el modelo obtenido y su control.

2. MODELAMIENTO DEL INVERSOR MONOFÁSICO

En la Fig. 1 se muestra un típico circuito utilizado para los inversores monofásicos. Este es un circuito puente con cuatro transistores MOSFET como

elementos de conmutación y un filtro de salida LC. En la figura se especifican el voltaje de salida $v(t)$, la corriente en el inductor $i(t)$ y el voltaje de entrada $v_s(t)$

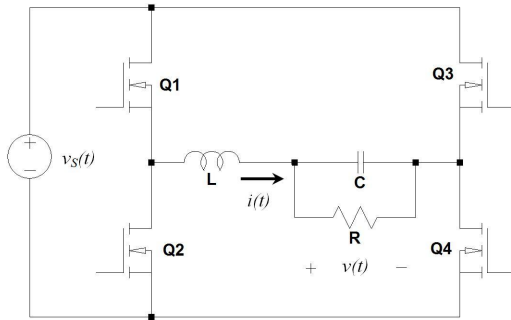


Fig. 1 Circuito para un puente inversor monofásico.

Para que el circuito funcione correctamente se debe asegurar una trayectoria para la corriente de la bobina en cualquier instante de tiempo, lo cual implica que se deben encender dos de los cuatro MOSFET del circuito. En el presente análisis se han seleccionado para la conmutación las parejas de transistores Q1-Q4 y Q3-Q2, lo cual asegura una trayectoria para la corriente del inductor y la conexión de la fuente en los diferentes periodos de conmutación (T_s).

A los transistores Q1-Q4 se aplicara un ciclo útil de valor D sobre el periodo de conmutación, y a los transistores Q3-Q2, un ciclo útil de D' definido como $1 - D$.

Si se analiza el circuito como un convertidor en estado estacionario, es decir sin variaciones en el voltaje de entrada, aplicando los principios de balance de carga del condensador y balance voltios/segundo del inductor y la aproximación de un ripple de conmutación pequeño (Erickson y Maksimovic, 2004), se encuentra la relación del voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada M en función del ciclo útil D , como se muestra en (1).

$$M(D) = \frac{V}{V_s} = (2D-1) \left(\frac{R}{2R_{on} + R_L + R} \right) \quad (1)$$

En (1) se han tenido en cuenta las pérdidas debido a la resistencia de encendido de los MOSFET (R_{on}), y la resistencia de perdidas en el cobre del inductor (R_L). Si no se consideran perdidas, es posible eliminar los términos R_{on} y R_L , obteniéndose la relación ideal del voltaje de salida V y el voltaje de entrada V_s mostrada en (2)

$$V = (2D-1)V_s \quad (2)$$

Si en la ecuación (2) el ciclo útil D varía senoidalmente, el voltaje de salida también lo hará en forma senoidal.

2.1 Obtención del modelo de señal pequeña

A continuación se obtiene el modelo de señal pequeña donde se involucran las dinámicas del inversor y se determinan modelos equivalentes que no tienen las discontinuidades dadas por la conmutación.

El método utilizado para determinar el modelo de señal pequeña es remover los componentes de alta frecuencia de la conmutación promediando sobre un periodo de conmutación como lo muestra (3), permitiendo modelar solo los efectos de baja frecuencia del capacitor y del inductor (Hay et al, 2005).

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(t) dt \quad (3)$$

Para simplificar en adelante se utilizara el símbolo $\langle x \rangle$, para indicar el promedio móvil sobre un período de conmutación $\langle x(t) \rangle_{T_s}$. El conjunto de ecuaciones del inversor utilizando el promedio móvil se presenta en (4)

$$\begin{aligned} L \frac{d\langle i \rangle}{dt} &= (2d-1)\langle v_s \rangle - (2R_{on} + R_L)\langle i \rangle - \langle v \rangle \\ C \frac{d\langle v \rangle}{dt} &= \langle i \rangle - \frac{\langle v \rangle}{R} \\ \langle i_s \rangle &= (2d-1)\langle i \rangle \end{aligned} \quad (4)$$

En donde se consideran de nuevo las pérdidas en el convertidor, el ciclo útil como función en el tiempo (d) y la corriente de entrada i_s . Las ecuaciones (4) se representan mediante el circuito de señal grande mostrado en la Fig. 2, en el cual se han eliminado las discontinuidades de la conmutación; si las variables i y v varían lentamente con respecto a la frecuencia de conmutación estarán correctamente representadas por sus promedios móviles.

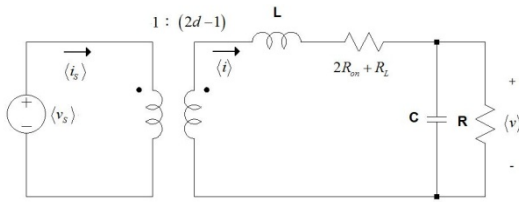


Fig. 2 Circuito equivalente para el modelo de señal grande del inversor.

Para el modelo representado en la Fig. 2, el transformador ideal es capaz de transformar tanto corriente DC como AC, y proviene de una generalización de fuentes dependientes de corriente en el puerto de entrada y voltaje en el puerto de salida con respecto al ciclo útil d .

El modelo presentado en la Fig. 2 es un modelo no lineal del inversor, así que para linealizarlo se utilizará el método de asumir un punto de operación en estado estacionario. (Erickson y Maksimovic, 2004)), sobre el cual se presentan pequeñas variaciones AC en las variables denotadas por \hat{x} . Por tanto se define:

$$\begin{aligned} \langle v_s \rangle &= V_s + \hat{v}_s \\ \langle i_s \rangle &= I_s + \hat{i}_s \\ \langle v \rangle &= V + \hat{v} \\ \langle i \rangle &= I + \hat{i} \\ d &= D + \hat{d} \end{aligned} \quad (5)$$

En el conjunto de ecuaciones (5), las letras en mayúscula representan el punto de operación. Al reemplazar este conjunto de ecuaciones en (4), se obtiene un nuevo conjunto mostrado en (6):

$$\begin{aligned} L \frac{d(I + \hat{i})}{dt} &= (2(D + \hat{d}) - 1)(V_s + \hat{v}_s) - \\ &\quad (2R_{on} + R_L)(I + \hat{i}) - (V + \hat{v}) \\ C \frac{d(V + \hat{v})}{dt} &= (I + \hat{i}) - \frac{V + \hat{v}}{R} \\ (I_s + \hat{i}_s) &= (2(D + \hat{d}) - 1)(I + \hat{i}) \end{aligned} \quad (6)$$

De (6) se puede observar que las funciones contienen términos DC, términos de primer orden (lineales que contienen la multiplicación de una constante por una variable) y términos de segundo orden (no lineales que involucran la multiplicación de dos términos variables) (Erickson y Maksimovic, 2004).

Si se asume que las variaciones AC son pequeñas, la multiplicación de dos términos variables es una cantidad aun más pequeña, que puede despreciarse o aproximarse a cero. Por lo tanto agrupan a los términos DC en el punto de operación y se cumplen las ecuaciones mostradas en (7), con las cuales se obtiene la relación entre el voltaje de entrada y el voltaje de salida presentada en (1).

$$\begin{aligned} L \frac{dI}{dt} &= (2D - 1)V_s - (2R_{on} + R_L)I - V = 0 \\ C \frac{dV}{dt} &= I - \frac{V}{R} = 0 \\ I_s &= (2D - 1)I \end{aligned} \quad (7)$$

Los términos restantes de (6), son los términos AC de primer orden lineales y se muestran en (8)

$$\begin{aligned} L \frac{d\hat{i}}{dt} &= (2D - 1)\hat{v}_s + 2V_s\hat{d} - (2R_{on} + R_L)\hat{i} - \hat{v} \\ C \frac{d\hat{v}}{dt} &= \hat{i} - \frac{\hat{v}}{R} \\ \hat{i}_s &= (2D - 1)\hat{i} + 2I\hat{d} \end{aligned} \quad (8)$$

Partiendo de las ecuaciones (8), se obtiene un circuito equivalente del modelo de pequeña señal, que representa la linealización de las ecuaciones no lineales del modelo promedio del convertidor cerca de un punto de operación estable.

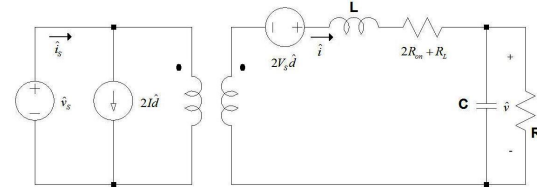


Fig. 3 Circuito equivalente del modelo de pequeña señal para el inversor.

2.2 Funciones de transferencia.

En la Fig. 4, se muestra un diagrama funcional de un convertidor de conmutación donde se aprecia la dependencia del voltaje de salida con respecto a las perturbaciones del voltaje de entrada y cambios de carga, así como de la entrada de control.

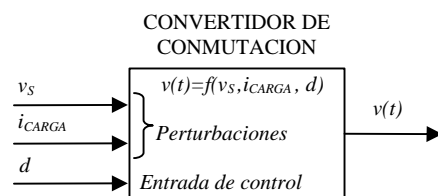


Fig. 4. Diagrama funcional de un convertidor de conmutación.

A partir de (8) se determinan las funciones de transferencia $G_{vd}(s)$ (voltaje de salida con respecto a la entrada de control) y $G_{vs}(s)$ (voltaje de salida con respecto al voltaje de entrada). Las funciones obtenidas se muestran en (9), representadas con la forma estándar de una función de segundo orden en términos del factor de calidad del circuito (Q) y la frecuencia natural no amortiguada o frecuencia angular de esquina ω_0 (Ogata, 2004), (Erickson y Maksimovic, 2004).

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{d}(s)} \Big|_{v_S(s)} = \frac{G_{d0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2} \quad (9)$$

$$G_{vs}(s) = \frac{\hat{v}(s)}{\hat{v}_S(s)} \Big|_{d(s)} = \frac{G_{S0}}{1 + \frac{s}{Q\omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

En función de R_{on} , R_L , R , D , C y L se obtiene los valores presentados en (10) para Q , ω_0 , G_{d0} y G_{S0} :

$$G_{d0} = \frac{2V_S}{1 + \frac{2R_{on} + R_L}{R}}$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} + \frac{2R_{on} + R_L}{RLC}} \quad (10)$$

$$Q = \frac{R + 2R_{on} + R_L}{L + RC(2R_{on} + R_L)} \sqrt{\frac{RLC}{R + 2R_{on} + R_L}}$$

$$G_{S0} = \frac{(2D - 1)}{1 + \frac{2R_{on} + R_L}{R}}$$

3. DISEÑO DEL LAZO DE CONTROL

En la Fig. 5. se presenta el diagrama de bloques de un sistema de realimentación para un convertidor de conmutación, en donde se aprecia que además de la función de transferencia del voltaje de salida con respecto al ciclo útil, para el lazo de control es necesario modelar la ganancia del sensor y el modulador de ancho de pulso PWM.

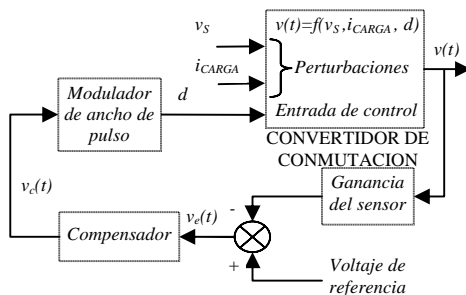


Fig. 5 Diagrama de bloques para la realimentación de un convertidor conmutado.

Se demuestra en (Erickson y Maksimovic, 2004) que el modulador PWM se modela con una exactitud razonable como (11):

$$M(s) = \frac{1}{V_M} \quad (11)$$

Donde V_M es el voltaje pico de la función diente de sierra utilizada en el modulador.

Para efectos didácticos se propone diseñar un inversor monofásico con una entrada de 24 V, salida de 12 V rms y 1 A rms a plena carga. El inversor debe soportar variaciones de la entrada de un máximo de $\pm 4V$. Se utiliza como elemento conmutador el MOSFET IRFZ44 con resistencia $R_{on} = 0.028 \Omega$ y una bobina con un factor de calidad de 30. Debido a que se espera una potencia máxima en el inversor de 12 W, y al bajo valor de R_{on} y R_L , se consideran como cero para el diseño del compensador. En (12) se presenta la función $G_{vd}(s)$ cuando R_{on} y R_L se igualan a cero.

$$G_{vd}(s) = \frac{2V_S}{1 + \frac{sL}{R} + s^2LC} \quad (12)$$

Para la elección de L y C se considera que el filtro permita reproducir la señal de la red eléctrica, lo cual se logra con una exactitud razonable si el filtro permite el paso hasta el 10 armónico, con lo cual se elige $L = 900 \mu H$ y $C = 100 \mu F$ con frecuencia de conmutación de 20.4 KHz.

En la Ec. (12) se observa que la función cambia de acuerdo a los valores de R y V_S , generándose un conjunto de curvas para distintos valores de estas variables. En la Fig. 6 se muestra el análisis de bode para un conjunto de curvas basadas en los siguientes parámetros: $C = 100 \mu F$, $L = 900 \mu H$, $R = [12, 1200, 12000] \Omega$ y $V_S = [20, 24, 28] V$.

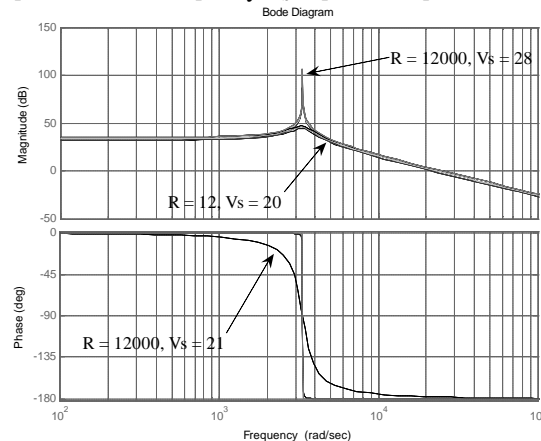


Fig. 6 Gráficas de bode para la función de transferencia $G_{vd}(s)$.

El controlador a diseñar debe corregir la función que presenta mayor Q , ya que su fase cambia bruscamente de 0 a -180° ; esta función se produce con $R=12\text{ K}\Omega$ y $V_s=28\text{V}$ (Fig. 7).

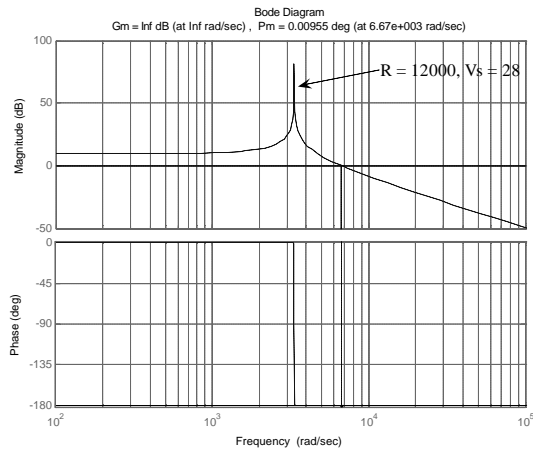


Fig. 7 Diagrama de bode para la función de mayor Q .

Como la función es de segundo orden se diseña el compensador en adelanto-atraso (Erickson y Maksimovic, 2004) mostrado en (13), el cual se discretiza (14) con un periodo de muestreo igual al periodo de conmutación para realizar las simulaciones del control en tiempo discreto, ya que se propone en un trabajo posterior, la implementación del control del inversor con una plataforma digital de desarrollo.

$$G_c(s) = 1.3214 \frac{\left(1 + \frac{1131}{s}\right) \left(1 + \frac{s}{3894.3}\right)}{\left(1 + \frac{s}{32836}\right)} \quad (13)$$

$$G_c(z) = \frac{11.14z^2 - 20.98z + 9.802}{z^2 - 1.2z + 0.1999} \quad (14)$$

En la Fig. 8 se puede observar el diagrama de bode para el inversor en lazo cerrado, se aprecia que la frecuencia de corte está en 1.53×10^4 rad/seg equivalentes a 2.43 KHz que es una frecuencia 10 veces menor que la frecuencia de conmutación, lo suficientemente baja para filtrar la señal de conmutación y lo suficientemente alta para obtener la señal senoidal deseada de salida.

Para comprobar que el compensador funciona adecuadamente para las diferentes funciones de transferencia presentadas en la Fig. 6, se realiza la simulación en lazo cerrado para todas las funciones, obteniendo el conjunto de gráficas de

bode mostrado en la Fig. 9. Se aprecia que sin importar cual sea la función que se esté presentando, el inversor responderá de manera similar a la gráfica presentada en la Fig. 8 para el peor Q , con esto se verifica el buen funcionamiento del compensador ante variaciones en la carga.

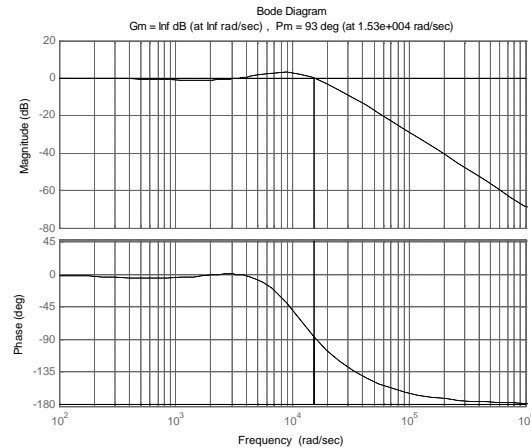


Fig. 8 Diagramas de bode de la función en lazo cerrado para la función de mayor Q .

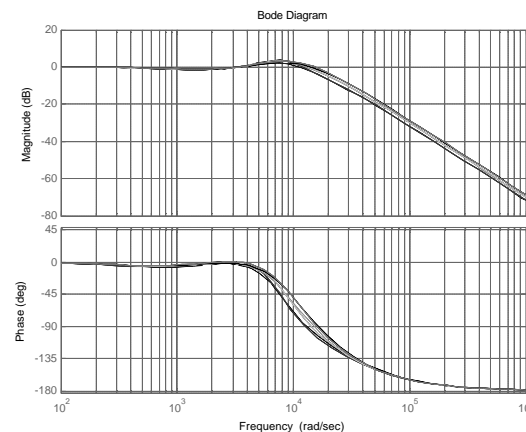


Fig. 9 Familia de gráficas de bode en lazo cerrado para las diferentes funciones de transferencia en función de Q .

Puesto que se desea verificar cual es el efecto que produce sobre la salida del inversor una variación del voltaje de entrada, se realiza el diagrama de bode de la función $1/(1+T)$, donde T es la ganancia de lazo del inversor. Se puede observar que para frecuencias menores a 10^3 rad/s equivalentes a 1.59 KHz, la ganancia máxima es -10 dB (Fig. 10), lo cual indica que el rechazo del circuito ante variaciones de la fuente DC es muy bueno.

4. SIMULACIONES DEL INVERSOR CONTROLADO

Para verificar la respuesta y el diseño del inversor controlado se han planteado las simulaciones en tiempo continuo y discreto usando MATLAB para el modelo de señal pequeña en lazo cerrado con el compensador.

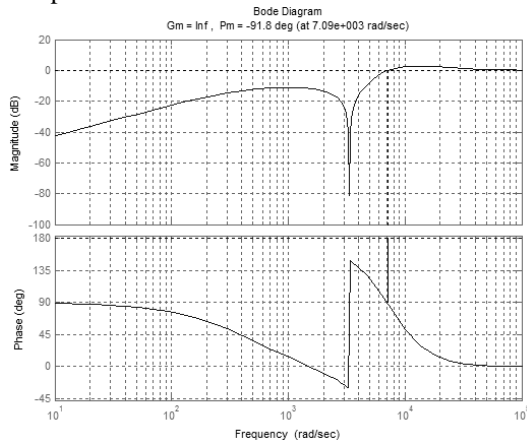


Fig. 10 Diagrama de bode de $1/(1+T)$ para el rechazo de perturbaciones de entrada.

4.1 Simulaciones en tiempo continuo

La Fig. 11 presenta el voltaje de salida del inversor y la corriente en la carga, la simulación se ha realizado con el compensador en tiempo continuo. Se observa que el voltaje de salida es de aproximadamente 11.6Vrms; en 0.1s se aplica un cambio en la resistencia de carga, haciendo que su corriente cambie de 0 a aproximadamente 1Arms. A pesar del cambio en carga, el voltaje de salida permanece estable. La Fig. 12 presenta la señal de control para ésta simulación, se aprecia un cambio en su magnitud ante el cambio en la R de carga.

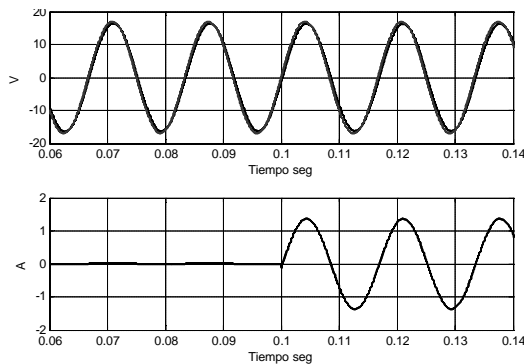


Fig. 11 Simulación del Voltaje (arriba) y corriente (abajo) en la carga, con el compensador continuo.

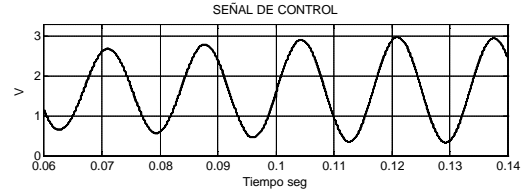


Fig. 12 Señal de control del compensador continuo.

La Fig. 13 presenta el detalle del voltaje de salida del inversor, con respecto a la referencia propuesta, igualmente se detalla la variación en la corriente de carga.

4.2 Simulaciones en tiempo discreto

Continuando con la verificación del modelo, se realizan las simulaciones para el compensador discreto (14), teniendo en cuenta las mismas variaciones presentadas para el compensador continuo. Las figuras Fig. 14 a Fig. 16 muestran el voltaje y corriente en la carga, así como la señal de control para el inversor. No se aprecian diferencias significativas entre las simulaciones de tiempo continuo y las de tiempo discreto.

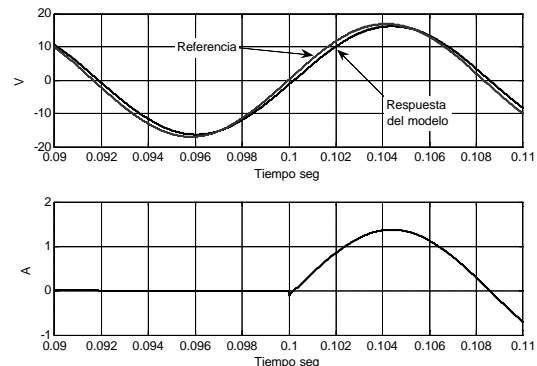


Fig. 13 Detalle del voltaje de salida y corriente de carga ante una variación de R, simulado en continuo.

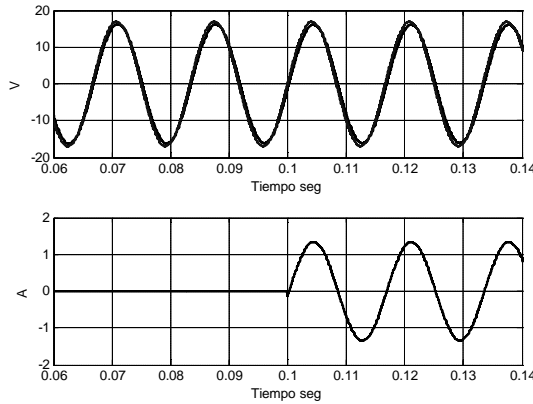


Fig. 14 Simulación del voltaje (arriba) y corriente (abajo) en la carga, con el compensador discreto.

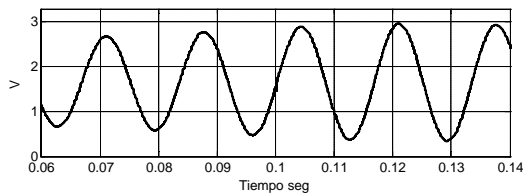


Fig. 15 Señal de control del compensador discreto.

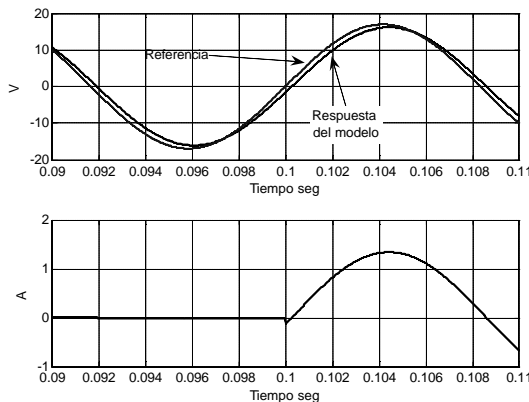


Fig. 16 Detalle del voltaje de salida y corriente de carga ante una variación de R , simulado en discreto.

4.3 Simulación de variación en carga para el punto de máxima tensión de salida

Partiendo de la simulación del inversor con el compensador discreto, se realiza la variación de la resistencia de carga para obtener la corriente nominal del diseño, con la diferencia que ahora la variación se realiza en el momento en que el voltaje de salida tenga su pico máximo, con el fin de verificar la máxima variación que podría tener la señal de control y el voltaje de salida.

La Fig. 17 muestra la tensión de salida del inversor, así como la corriente en la carga ante un cambio brusco de R . En el instante en que la corriente de carga cambia de cero a su máximo valor, se aprecia que la señal de control (Fig. 18) presenta una variación instantánea en su rizado, el cual se detalla en la Fig. 19.

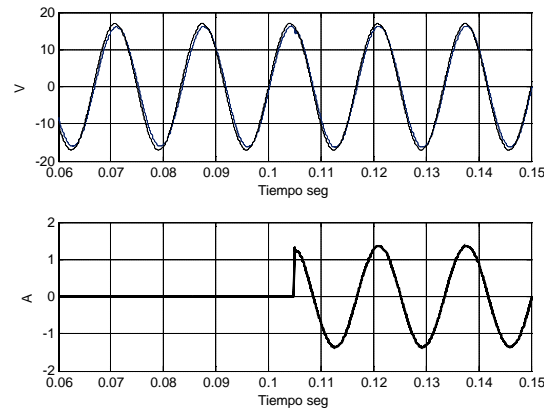


Fig. 17 Voltaje (arriba) y corriente (abajo) en la carga, ante una variación de R en el máximo pico de tensión de salida.

5. VALIDACIÓN DEL MODELO

Para validar el modelo simulado, se ha implementado y verificado el circuito del inversor en lazo abierto, con el fin de obtener una respuesta de salida similar a la obtenida en simulación, para luego, en un trabajo próximo implementar el control del inversor, sobre una plataforma digital.

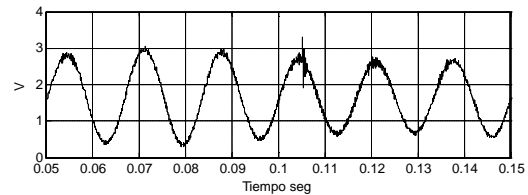


Fig. 18 Señal de control ante una variación de R en el máximo pico de tensión de salida.

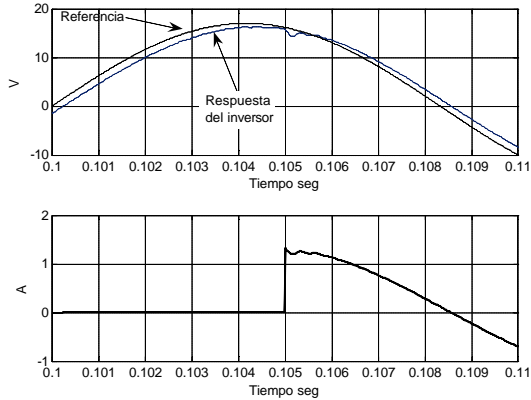


Fig. 19 Detalle del voltaje de salida y la corriente de carga, ante una variación de R en el máximo pico de tensión de salida

El oscilograma de respuesta en lazo abierto se ilustra en la Fig. 20, se puede observar que la tensión pico a pico de salida es de 34.8V lo que implica que su voltaje rms es 12.3V. El canal 2 en la misma figura muestra la señal de referencia escalizada en 2Vpp subida un nivel DC de 1.5V, esto debido a que se compara con una señal diente de sierra de niveles positivos, para obtener la señal PWM que se aplica a los MOSFET.

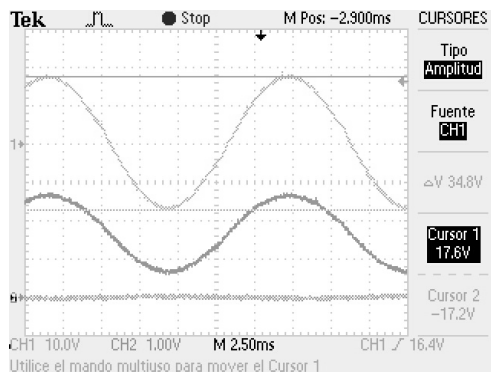


Fig. 20 Tensión de salida real del inversor (canal 1) y señal de referencia (canal 2) en lazo abierto.

6. CONCLUSIONES

Se ha presentado el modelado de un inversor monofásico tipo puente, ilustrando la obtención de sus modelos No Lineal y de pequeña señal o lineal a partir del análisis de conmutación del mismo. También se ilustró el diseño de un compensador adelanto-atraso para el control del modelo lineal obtenido, siendo validado por medio de simulación en MATLAB, para tiempo continuo y tiempo discreto, dando como resultado un voltaje de salida estable ante variaciones de corriente de carga entre 0 y la corriente nominal de diseño (1A).

REFERENCIAS

- Dosreis A., et al (1998). *A full bridge three level single phase inverter with stressless commutation cell and special PWM technique*. 0-7803-4340-9/98/ ©1998 IEEE pág 551 a 557.
- Erickson R., W. y Maksimovic D. (2004). *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publisher. Second Edition. New York.
- Hay, K. et al (2005). *Función de transferencia para un rectificador de potencia unitario, en configuración de medio puente controlador por dsp*. Revista de ingeniería Universidad Javeriana Bogotá. Pag 9 a 28 Enero a Junio de 2005.
- Mohan, N. (2009). *Electrónica de potencia: Convertidores, aplicaciones y diseño*. Mc Graw Hill, Tercera edición, Mexico.
- Ogata, K. (2004). *Ingeniería de Control Moderna*, Prentice Hall, Cuarta edición, Madrid.
- Wang, J. (2009). *Modeling and analysis of hysteretic current mode control inverter*. 978-1-422-2812-0/09/ ©2009 IEEE, pp. 1338 a 1343