

Control lineal para un rectificador monofásico PWM puente completo

Pérez R. Javier, Núñez G. Ciro A. y Cárdenas G. Víctor M.

Resumen— En este artículo se presenta el diseño de un controlador por retroalimentación de estados aplicado a un rectificador monofásico con modulación por ancho de pulso (PWM) con carga resistiva. Para hacer el diseño se parte del modelo matemático en espacio de estados y su linealización en torno a un punto de operación. Para demostrar el funcionamiento se realizaron simulaciones en un prototipo de 10 KW presentando los límites operativos considerando variaciones en: la referencia para el bus de CD, en el voltaje de la red y en la carga. El objetivo del artículo es mostrar una metodología válida para el diseño de un controlador por retroalimentación de estados aplicado a un rectificador monofásico PWM.

Palabras clave— Rectificador monofásico, control lineal, linealización de un sistema no lineal, rectificador PWM, diseño en espacio de estados.

I. INTRODUCCIÓN

El control es un área de la ingeniería que ha sido bastante estudiada, sin embargo; son muchas las aplicaciones que exigen que el control sea muy eficiente y por ello han ido surgiendo diferentes ramas dentro del control: control adaptable, control robusto, control inteligente; por mencionar algunas. A pesar de lo anterior se puede decir que el control se clasifica en dos grandes ramas: el control lineal y el control no lineal. En la mayoría de los casos, mas no en todos, el análisis y diseño de un control lineal requiere de menos esfuerzo que uno no lineal, sin embargo su rango de operación es limitado. Se espera que si un sistema es no lineal entonces un controlador no lineal debería de ser el más adecuado; no obstante, muchas veces resulta que el controlador no lineal puede ser mucho más complejo y tener un costo económico mayor y finalmente operar en el rango donde también con un controlador lineal se tiene el mismo desempeño. Por esto último, antes de utilizar un controlador no lineal, vale la pena explorar si uno lineal ofrece los

Manuscrito recibido el 4 de Julio de 2008. Este trabajo fue respaldado por el Centro de Investigación y Estudios de Posgrado (CIEP) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí (UASLP).

Pérez R. Javier es Profesor de Tiempo Completo en Instituto Tecnológico de Sonora y actualmente se encuentra haciendo estudios de posgrado en el CIEP de la UASLP correo electrónico: javpr@hotmail.com.
Núñez G. Ciro A. hasta la fecha se ha de desempeñado como Profesor-Investigador de Tiempo Completo del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Facultad de Ingeniería Dr. Manuel Nava #8, Zona Universitaria, C.P. 62490 San Luis Potosí, S.L.P., México. *Teléfono y Fax:* (52) 48 173381 *Correo electrónico:* calberto@uaslp.mx

Cárdenas G. Víctor M. hasta la fecha se ha de desempeñado Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Facultad de Ingeniería Dr. Manuel Nava #8, Zona Universitaria, C.P. 62490 San Luis Potosí, S.L.P., México. *Teléfono y Fax:* (52) 48 173381 *Correo electrónico:* vcarden@uaslp.mx

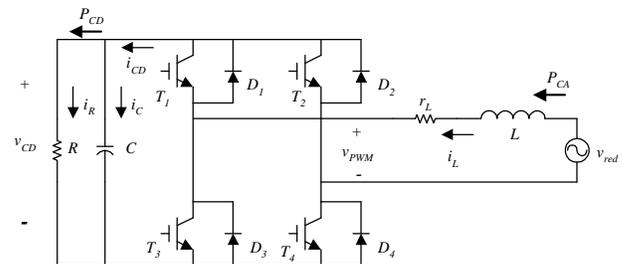


Fig. 1. Rectificador monofásico PWM puente completo en configuración fuente de voltaje.

TABLA I.
FUNCIONES DE CONMUTACIÓN PARA EL RECTIFICADOR MONOFÁSICO.

SW_1	SW_2	v_{PWM}	i_{CD}
1	0	v_{CD}	i_L
1	1	0	0
0	0	0	0
0	1	$-v_{CD}$	$-i_L$

requerimientos de control para el sistema no lineal. En este trabajo se estudia el desempeño de un control lineal aplicado a un rectificador monofásico PWM y sus objetivos de control son: regular el bus de CD y mantener la corriente senoidal y en fase con el voltaje de la red.

La importancia de abordar este tópico radica en que los rectificadores son utilizados ampliamente en: equipos industriales (robots, celdas de manufactura, PLC, control de motores, etc.) y comerciales (PC, lámparas de descarga, etc.), para alimentar aparatos eléctricos del hogar como computadoras, videojuegos, televisiones, etc. Existen diversos tipos de rectificadores controlados [1-4], en este caso se trabaja con el rectificador PWM fuente de voltaje mostrado en la figura 1.

La forma de operar de este rectificador, cuando se utiliza una modulación por ancho de pulso de tres niveles [2], se puede ver en la tabla I.

En este esquema el voltaje en el bus de CD (v_{CD}) debe ser mayor que el valor pico del voltaje de red.

II. MODELADO Y CONTROL DEL RECTIFICADOR MONOFÁSICO

A. Modelo no lineal del rectificador

En la figura 1 se muestra el esquema de un rectificador monofásico. Partiendo de una modulación por ancho de

pulso de tres niveles y proponiendo las funciones de conmutación s_{w1} y s_{w2} definidas de la siguiente manera:

$$s_{w1} = \begin{cases} 1 & T_1 \text{ cerrado } T_3 \text{ abierto} \\ 0 & T_3 \text{ cerrado } T_1 \text{ abierto} \end{cases} \quad (1)$$

$$s_{w2} = \begin{cases} 1 & T_2 \text{ cerrado } T_4 \text{ abierto} \\ 0 & T_4 \text{ cerrado } T_2 \text{ abierto} \end{cases} \quad (2)$$

Se puede verificar que se cumplen las relaciones de la tabla I. De esta misma tabla se observa que se cumplen las ecuaciones (3) y (4).

$$v_{pwm} = (s_{w1} - s_{w2})v_{CD} \quad (3)$$

$$i_{CD} = (s_{w1} - s_{w2})i_L \quad (4)$$

Donde $s_{w1}, s_{w2} \in \{1,0\}$

Como las funciones de conmutación son discontinuas y las técnicas de control que se quiere aplicar es sobre funciones continuas se puede utilizar el operador de promediado para volver continuas a las funciones de conmutación en un periodo T_s .

$$\tilde{x}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t x(\tau) d\tau \quad (5)$$

Aplicando el operador de promediado, sobre un periodo de conmutación T_s a las ecuaciones (3) y (4), y tomando en cuenta que el promedio en un periodo de cada una de las funciones de conmutación es d_1 y d_2 respectivamente y que para ese mismo periodo v_{CD} e i_L son constantes, se obtienen las ecuaciones (8) y (9).

$$\tilde{v}_{pwm}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (s_{w1}(\tau) - s_{w2}(\tau))v_{CD}(\tau) d\tau \quad (6)$$

$$\tilde{i}_{CD}(t) = \frac{1}{T_s} \int_{t-T_s}^t (s_{w1}(\tau) - s_{w2}(\tau))i_L(\tau) d\tau \quad (7)$$

$$\tilde{v}_{pwm} = (d_1 - d_2)v_{CD} = d_{12}v_{CD} \quad (8)$$

$$\tilde{i}_{CD} = (d_1 - d_2)i_L = d_{12}i_L \quad (9)$$

Donde $d_1, d_2 \in [0,1]$ y $d_{12} = d_1 - d_2 \in [-1,1]$.

Utilizando las ecuaciones (5) y (6) se puede representar el circuito de la figura 1 por su equivalente promediado de la figura 2.

Escribiendo las ecuaciones de voltaje y de corriente:

$$v_{red} = L \frac{di_L}{dt} + r_L i_L + d_{12} v_{CD} \quad (10)$$

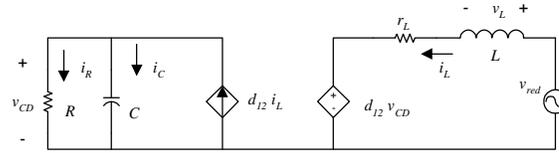


Fig. 2. Circuito equivalente promediado del rectificador monofásico.

$$d_{12} i_L = \frac{v_{CD}}{R} + C \frac{dv_{CD}}{dt} \quad (11)$$

De las dos ecuaciones y tomando como variables de estado la corriente en el inductor (i_L) y el voltaje en el capacitor (v_{CD}) se obtiene el modelo promediado no lineal, del rectificador dado por las ecuaciones (12) y (13).

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{r_L i_L}{L} - \frac{d_{12} v_{CD}}{L} + \frac{v_{red}}{L} \quad (12)$$

$$\frac{dv_{CD}}{dt} = \frac{d_{12} i_L}{C} - \frac{v_{CD}}{CR} \quad (13)$$

B. Linealización del modelo

La operación del rectificador, en estado permanente, se caracteriza por tener señales variantes en el tiempo de la forma:

$$v_{red} = V_p \text{Sen}(\omega t)$$

$$d_{12} = m \text{Sen}(\omega t + \alpha), \quad m \in [0,1]$$

$$i_L = I_L \text{Sen}(\omega t)$$

$$v_{CD} = V_{CD} + V_{rizo} \text{Sen}(2\omega t), \quad V_{CD} \gg V_{rizo} \Rightarrow v_{CD} \approx V_{CD} = cte$$

La corriente es senoidal debido a que la señal de control d_{12} es senoidal, por ello para llevar a cabo una linealización, es posible trabajar con las amplitudes o valores pico de dichas señales, siempre y cuando la amplitud de la señal de control sea multiplicada por una senoide unitaria. Para linealizar el modelo se utiliza el Jacobiano y se evalúa en el punto de operación deseado (V_{CD0}, I_{L0}, M).

Reescribiendo las ecuaciones (12) y (13) para valores pico de la señal de control y de la corriente y tomando el valor constante del bus de CD se tiene:

$$f_1(I_L, V_{CD}, m) = \frac{dI_L}{dt} = -\frac{r_L I_L}{L} - \frac{m v_{CD}}{L} + \frac{V_p}{L} \quad (14)$$

$$f_2(I_L, V_{CD}, m) = \frac{dV_{CD}}{dt} = \frac{m I_L}{C} - \frac{V_{CD}}{CR} \quad (15)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial I_L} & \frac{\partial f_1}{\partial v_{CD}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_L} & \frac{\partial f_2}{\partial v_{CD}} \end{bmatrix} \Bigg|_{I_L=I_{L0}, V_{CD}=V_{CD0}, m=M} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{M}{L} \\ \frac{M}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

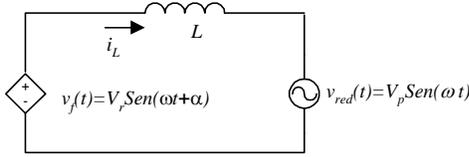


Fig. 3. Circuito equivalente para el análisis de flujo de potencia.

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial d_{12}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial d_{12}} \end{bmatrix} \Bigg|_{I_L=I_{L0}, V_{CD}=V_{CD0}, m=M} = \begin{bmatrix} \frac{-V_{CD0}}{L} \\ \frac{I_{L0}}{C} \end{bmatrix}$$

En este caso se toma como salida la corriente en la bobina:

$$C = [1 \quad 0]$$

Finalmente el modelo lineal queda como se muestra en las ecuaciones (16) y (17).

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_L}{dt} \\ \frac{dV_{CD}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L & -M \\ L & L \\ C & RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_L \\ V_{CD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-V_{CD0}}{L} \\ \frac{I_{L0}}{C} \end{bmatrix} m \quad (16)$$

$$I_L = [1 \quad 0] \begin{bmatrix} I_L \\ V_{CD} \end{bmatrix} \quad (17)$$

C. Análisis de flujo de potencia entre la red eléctrica y el rectificador

Tomando como referencia la figura 2 del lado de la red eléctrica y despreciando la resistencia de la bobina r_L se calcula la potencia que ésta entrega.

Sea

$$v_{red} = V_p Sen(\omega t) \quad (18)$$

Suponiendo que se está utilizando una modulación senoidal, y si se toma la fundamental del voltaje $v_f = d_{12} v_{CD}$ de amplitud V_r y que puede estar desfasada por un ángulo α con respecto del voltaje de la red, es decir:

$$v_f = m V_{CD} Sen(\omega t + \alpha) = V_r Sen(\omega t + \alpha) \quad (19)$$

Donde m es el índice de modulación dado por:

$$m = \frac{V_r}{V_{CD}} \quad (20)$$

Entonces se puede redibujar la figura 2 solamente en la parte de la red eléctrica como se muestra en la figura 3.

Se puede observar que v_f se puede escribir como dos fasores en cuadratura.

$$v_f = V_r Sen(\omega t + \alpha) = V_r (Cos(\alpha) Sen(\omega t) + Sen(\alpha) Cos(\omega t))$$

$$v_f = V_r (Cos(\alpha) Sen(\omega t) + Sen(\alpha) Sen(\omega t + 90^\circ))$$

En forma fasorial

$$V_f = V_r (Cos(\alpha) \angle 0^\circ + Sen(\alpha) \angle 90^\circ)$$

$$V_f = V_r (Cos(\alpha) + j Sen(\alpha))$$

Y el voltaje de red en forma fasorial

$$V_{red} = V_p$$

La corriente en la bobina queda de la siguiente forma:

$$I_L = \frac{V_f - V_{red}}{j\omega L} \Rightarrow I_L = \frac{V_r Sen(\alpha) - j(V_r Cos(\alpha) - V_p)}{\omega L} \quad (21)$$

De aquí la potencia aparente queda expresada como:

$$S_{red} = \frac{V_p I_L}{2} = P + jQ = \frac{V_p V_r Sen(\alpha) - j(V_r Cos(\alpha) - V_p)}{2\omega L} \quad (22)$$

Donde

$$P = \frac{V_p V_r Sen(\alpha)}{2\omega L} \quad Q = \frac{V_p (V_r Cos(\alpha) - V_p)}{2\omega L}$$

Como se desea que el rectificador tenga factor de potencia unitario, la corriente debe de estar en fase con el voltaje de red y por lo tanto la potencia reactiva es cero. Se puede determinar cuáles son el índice de modulación m y el ángulo α necesarios para cumplir las condiciones mencionadas.

$$Q = 0 = \frac{V_p (V_r Cos(\alpha) - V_p)}{2\omega L} \Rightarrow V_r = \frac{V_p}{Cos(\alpha)} \quad (23)$$

$$P = \frac{V_p}{2} \frac{V_p Sen(\alpha)}{Cos(\alpha) \omega L} \Rightarrow Tan(\alpha) = \frac{2P\omega L}{V_p^2} \quad (24)$$

De (20) y (23) el índice de modulación queda de la forma:

$$m = \frac{V_p}{V_{CD} Cos(\alpha)} \quad (25)$$

D. Diseño del controlador

Se proponen los siguientes requerimientos para la etapa de potencia:

$$P = 10 \text{ kW.}$$

$$V_{CD} = 400 \text{ V.}$$

$$v_{red} = 180 Sen(\omega t)$$

$$\omega = 120\pi \text{ rad/s}$$

Si se propone $m = 0.5$, de la ecuación (25) se tiene:

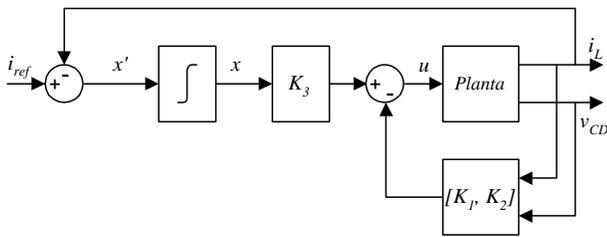


Fig. 4. Esquema de una planta controlada que incluye un controlador estabilizante por retroalimentación de estados y un controlador integral.

$$\cos(\alpha) = 0.9$$

De la ecuación (24)

$$L = \frac{V_p^2 \tan(\alpha)}{2P\omega} = 2.08 \text{ mH}$$

Para la potencia de 10 kW y el bus de CD de 400 V la resistencia de carga es $R=16 \Omega$.

Y el valor pico de la corriente para ese punto de operación queda:

$$I_{L0} = \frac{V_r \text{Sen}(\alpha)}{\omega L} = 111.17 \text{ A}$$

El capacitor necesario para mantener un rizo menor al 15% es $C=1880 \mu\text{F}$.

Si se quiere controlar la corriente i_L , a partir de los parámetros anteriores se obtiene el modelo lineal en el punto de operación ($I_{L0}=111.17$, $V_{CD0}=400$, $m=0.5$) y con $r_L=0.3 \Omega$, para este punto de operación se han tomado: el valor de amplitud pico de la corriente en la bobina i_L y el valor constante del voltaje v_{CD} en el bus de CD. Entonces para el punto de operación antes mencionado el modelo lineal queda de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -144.14 & -240.24 \\ 265.957 & -33.24 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -192194.87 \\ 59101.65 \end{bmatrix} m$$

$$I_L = [1 \ 0] \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \end{bmatrix}$$

La matriz de controlabilidad es de rango completo con lo cual se verifica que el sistema es controlable [5,6]. También se verificó que el sistema es Hurwitz y por lo tanto los polos deseados en lazo cerrado se pueden colocar en cualquier lugar de la parte izquierda del plano complejo y con esto lograr la estabilización por retroalimentación de estados, sin embargo; esto sería válido solo para un punto de operación [7]. Si se quiere que el sistema amplíe su rango de operación y tolere variaciones en los parámetros del sistema entonces se puede utilizar un control integral como el de la figura 4.

Para el diseño del control integral [7], tomando como base la figura 4, la ley de control está dada por:

$$u = i_{ref} - [K_1 \ K_2] \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \end{bmatrix} + K_3 x = i_{ref} - [K_1 \ K_2 \ -K_3] \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} \quad (26)$$

El sistema en lazo cerrado está dado por:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + Bu = A \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + B \left(i_{ref} - K \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} \right) \quad (27)$$

Donde $K=[K_1 \ K_2 \ -K_3]$

Se puede reescribir el sistema de forma aumentada quedando como sigue:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 1 \end{bmatrix} \left(i_{ref} - K \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} \right) \quad (28)$$

De esta forma el sistema en lazo cerrado con control integral queda de la forma:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_{CD}}{dt} \\ \frac{dx}{dt} \end{bmatrix} = (\mathcal{A} - \mathcal{B}K) \begin{bmatrix} i_L \\ v_{CD} \\ x \end{bmatrix} + \mathcal{B}i_{ref} \quad (29)$$

Donde $\mathcal{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}$ y $\mathcal{B} = \begin{bmatrix} B \\ 1 \end{bmatrix}$

Para encontrar el vector de ganancias K que se utiliza para retroalimentar los estados se emplea el método de Ackerman [5]. Como se quiere controlar la corriente i_L , la cual se desea que siga una referencia de forma senoidal y que esté en fase con el voltaje de la red, la colocación de los polos se proponen a una frecuencia alta, pero que no sea mayor a la frecuencia de conmutación, para que tenga la capacidad de seguir a dicha referencia. Se proponen dos polos $-50426.5 \pm j17200.18$ que corresponden a una respuesta de segundo orden con un tiempo de establecimiento de 0.0001 segundos y un sobretiro del 1%. Sin embargo, se tiene un sistema de tercer orden; para proponer el tercer polo se observa que la función de transferencia del sistema en lazo abierto tiene un cero en -33.24 rad/s , de esta manera se puede colocar el tercer polo a esta frecuencia para poder cancelar el cero de la función de transferencia.

De todo lo anterior el vector de ganancias queda como sigue:

$$K=[K_1 \ K_2 \ -K_3]=[-0.50, -0.17, 14720.67]$$

El diagrama completo del sistema controlado se muestra en la figura 5. En esta figura se observa que existe un lazo

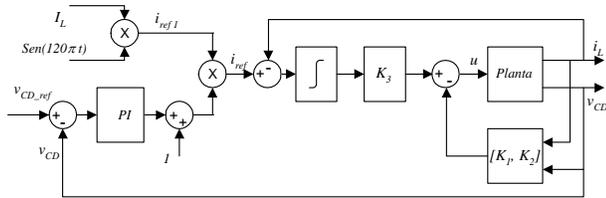


Fig. 5. Esquema completo del sistema controlado.

externo para el control de voltaje en el bus de CD, de tal manera que a través del control de la corriente se puede también especificar el voltaje deseado en CD. Esto es posible ya que al variar la amplitud de la corriente de referencia i_{ref} , varía el voltaje de CD. De esta manera con el control PI se logra que la planta siga el nivel de voltaje deseado modulando la amplitud de la corriente de referencia, la unidad que se suma a la salida del control PI es para no hacer cero la corriente de referencia.

Para generar la referencia i_{ref1} se toma en cuenta que la potencia de CA de lado de la red debe ser la misma que del lado de CD.

$$P_{CA} = \frac{V_p I_p}{2} = P_{CD} = v_{CD} i_{CD} = \frac{V_{CD}^2}{R}$$

$$\Rightarrow I_L = \frac{2V_{CD}^2}{R}$$

$$i_{ref} = I_L \text{Sen}(120\pi t)$$

La corriente i_{ref1} está en fase con el voltaje de red para que el factor de potencia sea unitario.

Para el controlador PI se utilizaron los siguientes parámetros $K_p=0.01$ y $K_i=0.1$ con los cuales se obtiene el desempeño que se muestra en el apartado de resultados. Con todo lo anterior el diseño del controlador queda completo.

III. PRUEBAS Y RESULTADOS

Las pruebas están estructuradas de la siguiente manera:

- Pruebas en lazo abierto.
- Pruebas en lazo cerrado sin cambio en los parámetros del modelo.
- Pruebas con cambios en la referencia del bus de CD, cambios en la amplitud del voltaje de la red y cambios en la carga

A. Pruebas en lazo abierto

La figura 6 muestra el esquema de la planta en Simulink, para ello se utilizaron las ecuaciones (5) y (6). Los parámetros usados son los siguientes:

$$V_{CD}=400 \text{ V.}$$

$$v_{red}=180\text{Sen}(\omega t), \omega=120\pi \text{ rad/s}$$

$$m=0.5$$

$$L=2 \text{ mH}$$

$$C=1880 \mu\text{F}$$

$$R=16 \Omega$$

$$\alpha=-0.45102 \text{ rad.}$$

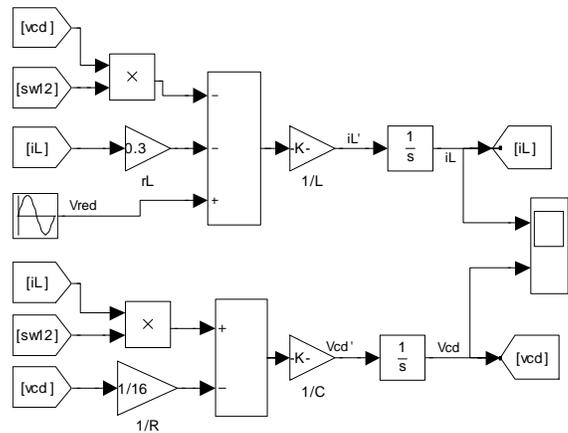


Fig. 6. Esquema del modelo no lineal de la planta.

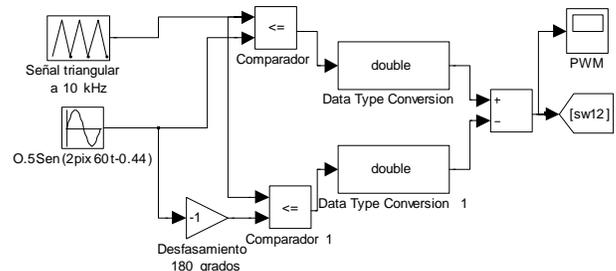


Fig. 7. Implementación de la técnica PWM de tres niveles en Simulink.

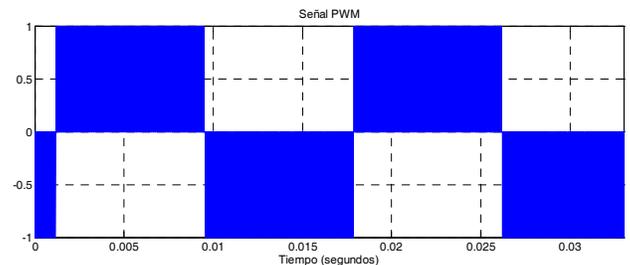


Fig. 8. Señal PWM de tres niveles a una frecuencia de conmutación de 10kHz.

La modulación por ancho de pulso de tres niveles se lleva a cabo como se muestra en la figura 7. Se utiliza una frecuencia de conmutación de 10 kHz, un índice de modulación de 0.5 a una frecuencia de línea de 60 Hz.

En la figura 8 se muestra la señal PWM de tres niveles.

En la figura 9 se muestran las variables de estado (i_L y v_{CD}) en lazo abierto del sistema no lineal de la figura 6 cuando se le aplica la señal PWM de la figura 8.

B. Pruebas en lazo cerrado

En la figura 10 se muestra el esquema en Simulink del sistema en lazo cerrado.

Para la primera prueba se eligió una referencia de 300V para el bus de CD. En la figura 11 se muestra la corriente i_L y la corriente de referencia i_{ref} podemos observar que a partir de 0.025 segundos la salida (i_L) sigue con error de

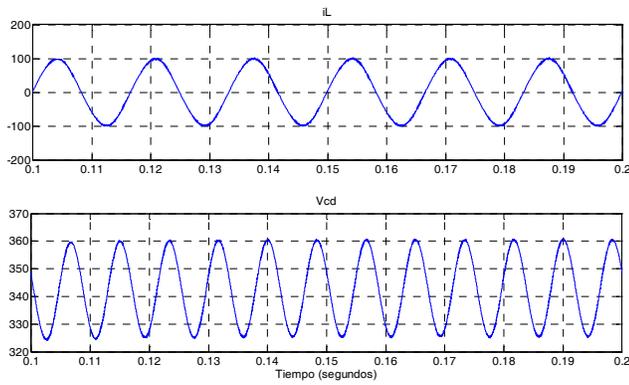


Fig. 9. Gráfica de las variables de estado (i_L y v_{CD}) en lazo abierto del modelo no lineal.

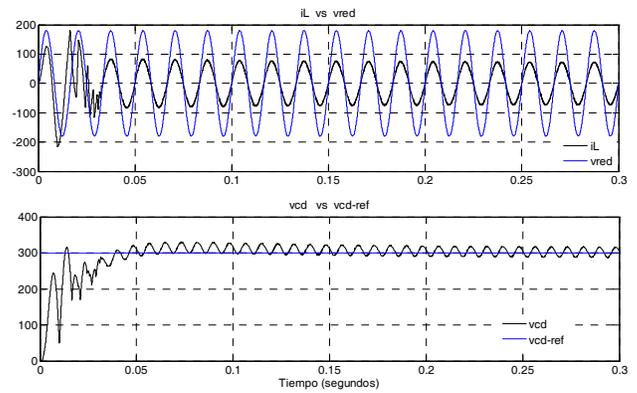


Fig. 12. Gráfica de los estados i_L y v_{CD} en lazo cerrado para una referencia en $v_{CD_REF}=300$ V.

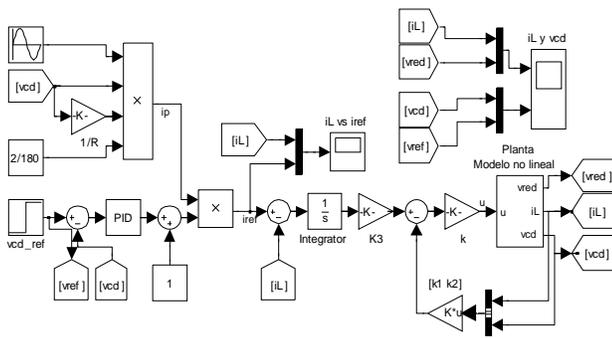


Fig. 10. Implementación del sistema en lazo cerrado en Simulink.

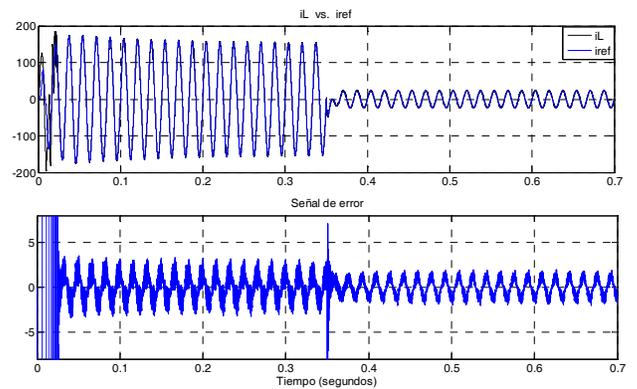


Fig. 13. Gráfica de la corriente i_L cuando hay un cambio en v_{CD_REF} de 400V a 180V.

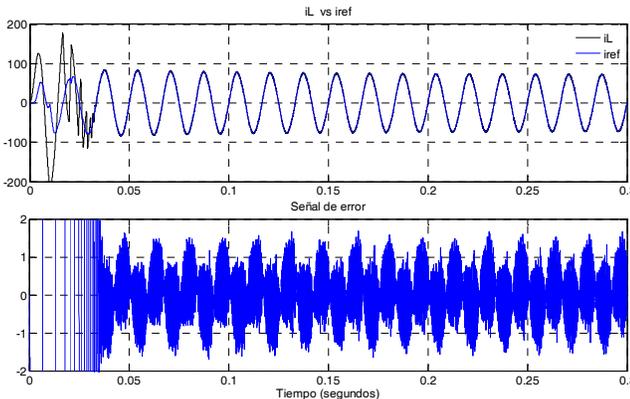


Fig. 11. Gráfica de i_L contra i_{ref} y el error entre ambas.

aproximadamente 1.5 A, que equivale aproximadamente al 2% de error.

En la figura 12 se presenta nuevamente la corriente junto con el voltaje de red, con la finalidad de mostrar que se encuentran en fase. Se estimó el factor de potencia (fp) el cual resultó ser del 0.9997 y también se hizo una estimación de la distorsión armónica total (THD) para la corriente en la bobina la cual resultó ser del 1.9%. En esta misma figura se presenta el voltaje de CD donde se observa que se tiene un rizo menor al 15% y que se establece alrededor de la referencia.

C. Pruebas en lazo cerrado haciendo cambios en: v_{CD_ref} , la amplitud del voltaje de red y la carga.

Cambios en la referencia de voltaje.

Haciendo cambios en la referencia del bus de CD se determinó que el controlador trabaja bien entre 180 V y 400V, para referencias fuera de este rango el controlador no funciona bien; esto era de esperarse ya que fue diseñado para 400V y no puede operar a menos de 180 V debido a que trabaja como elevador y el voltaje pico de red es de 180 V, esto se observa en la figura 13. En las gráficas se puede observar como la corriente de referencia es seguida por la corriente de salida (i_L) con un error de aproximadamente el 2% no importando el cambio de referencia. Cuando el voltaje de CD está en 400 V se tiene $fp=0.9998$ y la $THD=3.2\%$, después del cambio de referencia a 180V se sigue manteniendo el mismo fp y ahora se tiene una $THD=1.6\%$ para la corriente en la bobina.

En el lado de CD también se sigue la referencia, pero en este caso se nota que hay una disminución en el rizo de voltaje.

Cambios en la amplitud del voltaje de red.

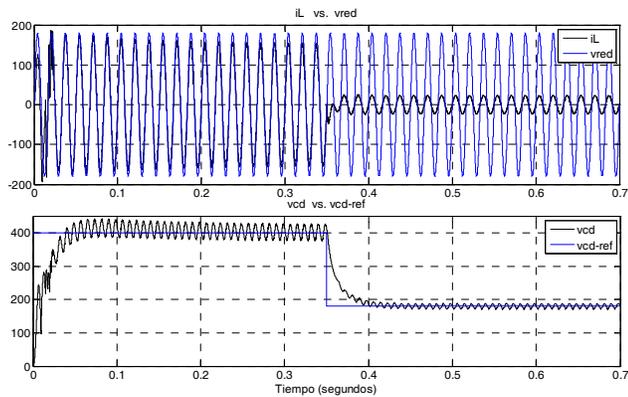


Fig. 14. Gráficas de la corriente i_L vs v_{red} y de v_{CD} vs v_{CD_REF} cuando hay un cambio en v_{CD_REF} de 400V a 180V.

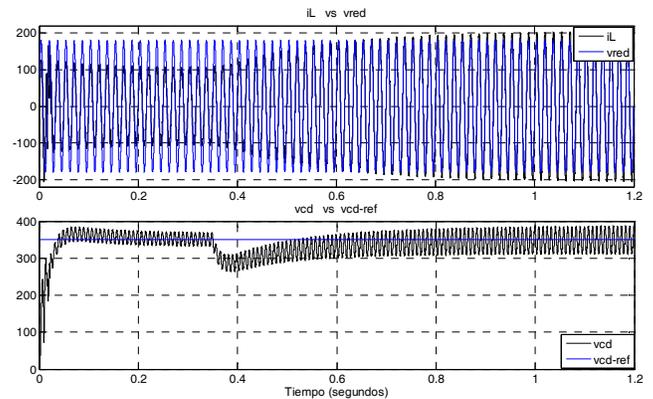


Fig. 16. Cambio de carga de 16Ω a 10Ω con v_{CD_ref} de 350V.

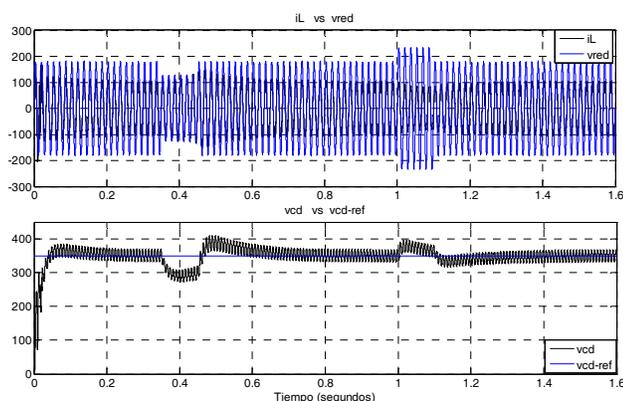


Fig. 15. Sag y swell de 30% con una duración de 100 ms cuando v_{CD_ref} está a 350V.

En la figura 15 se muestran cómo responde el controlador ante un *sag* y un *swell* ambos de 30% con una duración de 100 ms. El *sag* comienza en 0.35 segundos y el *swell* en 1 segundo. Como se puede apreciar en la figura, el sistema se recupera del *sag* en aproximadamente 0.45 segundos y del *swell* en aproximadamente 0.4 segundos. En este caso se tiene el $fp=0.9995$ y una *THD* de la corriente en la bobina (i_L) alrededor de 2.7%.

Cambios en la carga

En la figura 16 se muestra el máximo cambio de carga que tolera el controlador el cual es de 16Ω a 10Ω. En lo que respecta a la corriente esta se mantiene en fase con la línea en este rango de operación y como en los casos anteriores sigue a la referencia con un error debajo del 3%. En este caso, antes del cambio de carga, se tiene un $fp=0.9995$ y una *THD* de la corriente en la bobina (i_L) alrededor de 2.7%; después del cambio de carga a 10Ω se tiene un $fp=0.9987$ y una *THD* de la corriente en la bobina (i_L) alrededor de 3.7%. Los resultados cuando la carga es mayor a 16Ω no se muestran, sin embargo; el controlador trabaja bien.

Finalmente en la figura 17 se presenta una gráfica de la señal de control con la finalidad de tener una representación de cómo se adapta dicha señal de control ante condiciones

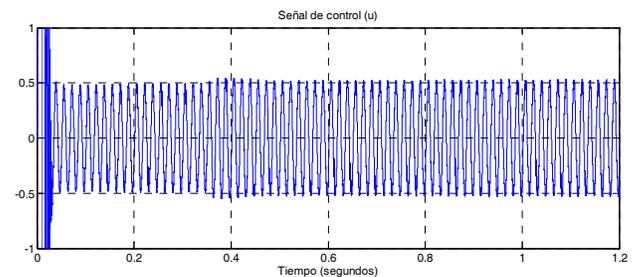


Fig. 17. Señal de control para un cambio de carga de 16Ω a 10Ω con v_{CD_ref} de 350V.

transitorias, en este caso se muestra para el cambio de carga de 16 Ω a 10 Ω.

IV. CONCLUSIONES

Se ha mostrado como llevar a cabo el diseño de un controlador lineal aplicado a un sistema no lineal, en este caso un rectificador monofásico PWM. De acuerdo a los resultados se puede decir que aun cuando el diseño se hizo para un punto de operación específico, es posible ampliar el rango de operación debido a la introducción de un controlador integral. En términos generales se pudiera concluir que el controlador lineal tiene buen desempeño considerando que está controlando una planta no lineal y por lo tanto la metodología de diseño ha quedado validada.

REFERENCIAS

- [1] Rashid Muhammad, Rodríguez José, Weinstein Alejandro; "Single-Phase Controlled Rectifiers", Power electronics Handbook, Academic Press 2001, pp. 169-182.
- [2] Rodríguez, J.R.; Dixon, J.W.; Espinoza, J.R.; Pontt, J.; Lezana, P., "PWM regenerative rectifiers: state of the art", Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 52, Issue 1, Feb. 2005 Page(s): 5 – 22.
- [3] Kazmierkowski Marian P., Krishnan R. Blaabjerg Frede, *Control in Power Electronics selected problems*, Academic Press, 2002.
- [4] Rashid Muhammad H. *Electrónica de Potencia Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones*, Tercera Ed., Pearson, Prentice Hall, 2004.
- [5] Chen Chi-Tsong, *Linear System Theory and Design*. Oxford 3rd Ed. 1999.
- [6] Nise Norman S. *Sistemas de Control para Ingeniería*, tercera Ed. 2006.
- [7] Khalil Hassan K., *Nonlinear Systems*, Third Ed. 2002.



Pérez R. Javier obtuvo el título de Lic. en electrónica en la Universidad Autónoma de Puebla en 1999, el grado de Maestro en Ciencias en Ing. Electrónica en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, en Cuernavaca Morelos, en el 2000.

Del 2000 a la fecha labora como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, en Ciudad Obregón, Sonora, México. Actualmente se encuentra realizando estudios

de doctorado en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en el programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería. Sus áreas de interés son: control automático y electrónica de potencia.



Núñez G. Ciro Alberto obtuvo el grado de Ingeniero Industrial en electrónica por el Instituto Tecnológico de San Luis Potosí (ITSLP) en 1993. Hizo estudios de maestría y doctorado en el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET) obteniendo los grados en 1997 y 2002 respectivamente.

Actualmente trabaja en la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, en la Facultad de Ingeniería donde es docente en el área de

Ingeniería Eléctrica y en el Posgrado en eléctrica de la Facultad de Ingeniería. Tiene como líneas de investigación temas relacionados con Calidad de la red eléctrica, compensación de factor de potencia, sistemas de rectificación trifásica y electrónica de potencia.

El Dr. Ciro Núñez participa como miembro de sociedades técnicas tales como IEEE Power Electronics Society e IEEE Industry Applications

Society. Asimismo es miembro fundador de la Sociedad Mexicana de Electrónica de Potencia (SOMEPE).



Cárdenas G. Víctor M. obtuvo el grado de Ingeniero en Electrónica por la Universidad Autónoma de San Luis Potosí en 1992. Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica especialidad Electrónica de Potencia por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, CENIDET en 1994. Doctor en Ciencias en Ingeniería opción Electrónica de Potencia por el CENIDET en 1999.

Desde el año 2000 tiene el nombramiento de Profesor – Investigador en la Universidad

Autónoma de San Luis Potosí en el programa de Maestría y Doctorado en Ingeniería Eléctrica del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado de la Facultad de Ingeniería. Ha sido Profesor – Investigador en el Posgrado de Electrónica de Potencia del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico. Ha realizado estancias de investigación en la Universidad Nacional de Educación a Distancia, España, en la Universidad de Oviedo, España y en la Universidad de Concepción, Chile. Ha desarrollado diversos proyectos de investigación relacionados con desarrollo y vinculación tecnológica para empresas privadas y departamentos gubernamentales. Su línea de Investigación está centrada en los temas de Calidad de la Energía Eléctrica (Power Quality, FACTS, Active Filters), Sistemas de Alimentación Ininterrumpible, Variadores de velocidad para motores de corriente alterna y sistemas de electrónica de potencia.

El Dr. Cárdenas es miembro de Power Electronics Society, Industry Electronics Society, Power Engineering Society y Industrial Electronics Society del IEEE. Es socio fundador y Vicepresidente de la Sociedad Mexicana de Electrónica de Potencia.