

Modelado en Espacio de Estados de un Conversor CA/CC Monofásico Aislado con Alto Factor de Potencia

State Space Modeling of an Isolated Single-Phase AC/DC Converter with High Power Factor

JORGE ANTONIO TENORIO MELO

*Ingeniero Electrónico y Magíster en Ingeniería en Automática
Universidad del Valle
jatenori@gmail.com
Cali, Colombia*

EDINSON FRANCO MEJÍA

*Ingeniero Electricista, Magíster y Doctor en Ingeniería en Automática
Universidad del Valle
edinson.franco@correounivalle.edu.co
Cali, Colombia*

HERNANDO VÁSQUEZ

*Ingeniero Electricista y Magíster en Electrotecnia
Universidad del Valle
hernando.vasquez@correounivalle.edu.co
Cali, Colombia*

*Fecha de recibido: 06/07/2012
Fecha de aprobación: 10/04/2013*

RESUMEN

En este artículo se presenta un modelado detallado de un conversor de CA/CC con capacidad de corregir el factor de potencia, representando los circuitos en los diferentes ciclos de operación. Inicialmente se obtienen las ecuaciones diferenciales y la representación en espacio de estados, para luego llegar a un modelo promediado. Con base en ese modelo se propone una ley de control para lograr un factor de potencia alto, la que se verificó numéricamente usando la herramienta POWERSIM[©] de MATLAB[®]. Los resultados se analizaron siguiendo la norma IEC 61000-3-2.

PALABRAS CLAVE: Conversor de Potencia, Corrección del Factor de Potencia (CFP), Modelado de conversor AC/DC, Distorsión de Armónicos Total (THD), norma IEC 61000-3-2.

ABSTRACT

This article presents a detailed model of an AC/DC converter with capacity to correct power factor, by representing the electrical circuits on the different operation cycles. First, the differential equations and states space models are obtained, then an averaged model. Based on this model a control law is proposed to achieve a high power factor correction, what was numerically verified by using POWERSIM[©] toolbox of MATLAB[®]. The results were analyzed by following the standard IEC 61000-3-2.

KEYWORDS: Power Converter, Power Factor Correction, AC/DC Converter Modeling, Total Distortion Harmonics (TDH). Standard IEC 61000-3-2.

1. INTRODUCCIÓN

La proliferación de convertidores electrónicos de potencia ha traído como consecuencia la polución de las redes eléctricas y el deterioro del factor de potencia especialmente en el sector industrial. Esto ha estimulado a los desarrolladores a utilizar y/o desarrollar diferentes topologías de convertidores AC/DC [5]-[15] y estrategias de control, análogas [10], [11], [14] y digitales [2], [7], [13] para mitigar los problemas que conllevan la generación de armónicos de dichos convertidores de potencia, en particular la corrección del factor de potencia.

Se han presentado importantes soluciones con control análogo para conseguir la corrección del factor de potencia en rectificadores de tensión monofásicos. Hoy en día se tienen dispositivos digitales con gran capacidad de procesamiento, como las FPGA, y los DSP, sobre los cuales resulta interesante implementar controladores digitales más elaborados y con mejor desempeño que el típico P, PI o PID.

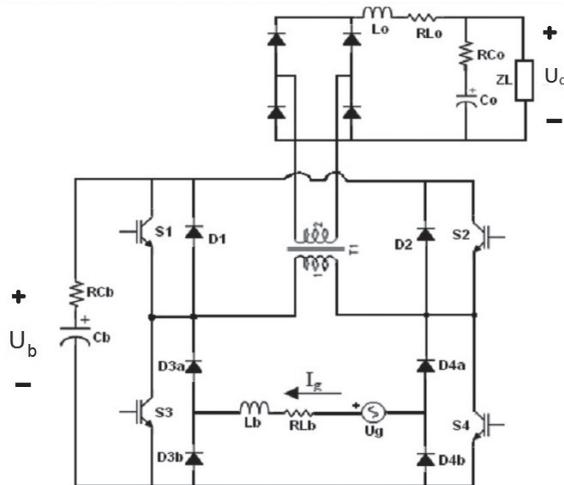


Figura 1. Topología del convertidor AC/DC

Este trabajo se inspira en las publicaciones “Single-phase AC/DC Integrated PWM Converter” y “Digitally-Controlled Single-phase AC/DC Integrated PWM Converter”, publicado por los autores Buso S. y Rossetto L. [1,2]. Se presenta el desarrollo de un modelo en espacio de estados del convertidor de CA/CC monofásico integrado, tratado en dichas publicaciones. El artículo está organizado como sigue, en la sección 2 se presenta la descripción del funcionamiento del convertidor de potencia; luego, en la sección 3, se muestra el desarrollo del modelo en espacio de estados; finalmente, en la sección 4, utilizando éste

modelo matemático se establece una ley de control para corrección del factor de potencia la cual es probada mediante SIMULINK de MATLAB, del modelo en espacio de estados y finalmente, en la sección 4, utilizando éste modelo matemático se establece una ley de control para corrección del factor de potencia la cual es probada mediante SIMULINK de MATLAB.

Tabla 1. Modos de operación del convertidor

I.C.	SW.C	D.Q.C.	U_g	U_p	I_g
0	S3-S4	(D3a) D4b	>0	0	INC
1	S2-S3	(D3a) D4b	>0	$-U_b$	INC
2	S1-S2	(D1) D3a-D4b	>0	0	DEC
3	S1-S4	(D1) D3a-D4b	>0	$+U_b$	DEC
4	S1-S2	D2, D3b-D4a	<0	0	INC
5	S2-S3	(D2) D3b-D4a	<0	$-U_b$	INC
6	S3-S4	D3b-D4a	<0	0	DEC
7	S1-S4	D3b-D4a	<0	$+U_b$	DEC

I.C.: INTERVALO DE CONMUTACIÓN

SW.C: SWITCHES EN CONDUCCIÓN

D.Q.C.: DIODOS QUE CONDUCCEN

INC: INCREMENTA

DEC: DECREMENTA

2. DESCRIPCIÓN DEL CONVERTOR DE POTENCIA

En la topología del convertidor, mostrada en la figura #1, se distinguen cuatro transistores de potencia IGBTs (S1 a S4) que conforman un puente completo y seis diodos. Los transistores de potencia junto a los diodos D1 y D2, participan en la elevación del voltaje rectificado el cual es almacenado en el condensador C_b , también se encargan de generar el voltaje alterno de alta frecuencia que entra al devanado primario del transformador T1. Los diodos D3a, D3b, D4a y D4b actúan como diodos de rueda libre y conforman un puente rectificador monofásico de onda completa a la entrada del convertidor de potencia. La inductancia L_b permite filtrar la corriente de línea y elevar el voltaje rectificado. La onda de voltaje alterno de alta frecuencia que se obtiene en el devanado secundario del transformador T1 es rectificadas mediante un filtro LC compuesto por L_o y C_o . El voltaje DC obtenido, U_o , alimenta una carga la cual, se supone, tiene una dinámica lenta respecto al periodo de conmutación. La tabla 1 resume las posibles combinaciones de conmutación de los transistores (las cuatro primeras filas durante un voltaje de entrada U_g positivo y las cuatro últimas filas considerando un voltaje U_g negativo). Las fases han sido enumeradas

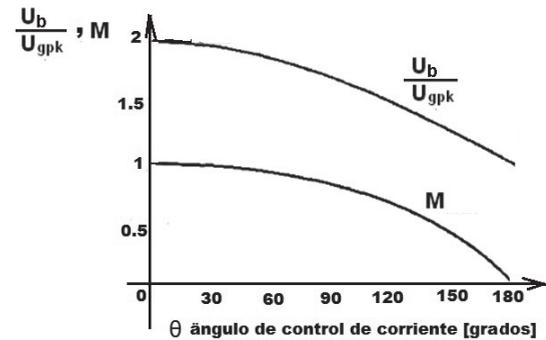
como ‘modos’ de operación para hacer referencia a ellas posteriormente.

La operación del convertidor es explicada asumiendo un voltaje en el condensador C_b estable y mayor al voltaje de línea U_g considerado en la fase positiva. Se considera la corriente de línea en fase con el voltaje de entrada. Bajo estas condiciones la corriente de línea fluirá a través de los diodos D_{3a} y D_{4b} del puente rectificador. Cuando los transistores de la diagonal S_1 y S_4 entran en conducción, un voltaje positivo igual a U_b es aplicado primario del transformador T_1 , mientras un voltaje negativo (igual a $U_g - U_b$) es aplicado al inductor L_b . La corriente de línea I_g es forzada a decrecer. Cuando los transistores de potencia S_2 y S_3 entran en conducción, el primario del transformador T_1 recibe un voltaje negativo igual a $-U_b$ y un voltaje positivo igual a U_g es puesto sobre el inductor de L_b . Estas dos fases del convertidor deben durar el mismo tiempo para evitar la saturación del núcleo del transformador. En principio, es posible variar el voltaje de salida, U_o , en función de la duración de las fases de potencia descritas, del voltaje U_b y de la relación de transformación (n) en T_1 . Son también posibles dos fases de rueda libre que permiten imponer cero Volts al devanado primario del transformador: en primer lugar se da cuando se activan los transistores de potencia S_1 y S_2 que a su vez permite aplicar un voltaje negativo (igual a $U_g - U_b$) al inductor L_b el cual conduce a la corriente de entrada a decrecer; en segundo lugar, se da cuando se activan los transistores de potencia S_3 y S_4 con lo que a su vez se logra imponer un voltaje positivo U_g a la inductancia L_b lo cual hará que se incremente la corriente de línea I_g . Como consecuencia, durante la rueda libre, el control puede seleccionar la combinación S_1 - S_2 ó S_3 - S_4 que convenga. Se tienen consideraciones similares en caso de que U_g sea negativo.

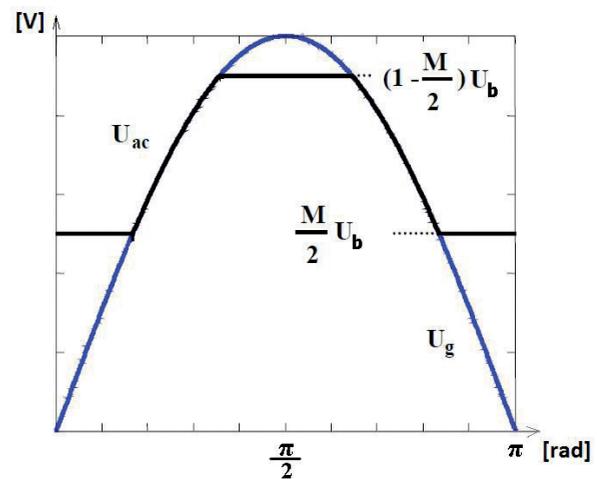
El convertidor presenta una limitación que impide el completo control de la corriente de entrada. La corriente de entrada I_g se controla en los intervalos de rueda libre. Cuando el índice de modulación de voltaje, M [2], es muy próximo a uno (1) resulta difícil controlar la corriente de entrada dado que esta magnitud de M implica que el tiempo en que la inductancia de entrada incrementa corriente I_g , tiende a ser cero.

En [1,2] se deduce entonces que la corriente puede controlarse sólo en un intervalo (denominado ángulo θ , el cual es menor a 180°) de tiempo de cada semiciclo del voltaje de línea, U_g . La corriente de línea se puede controlar siempre y cuando el voltaje de línea se encuentre dentro de un rango de voltaje (ecuación 2) máximo y mínimo (ecuación 3 y 4) en función de θ .

La figura 2 muestra la relación que existe entre el cociente U_o/U_{gpk} (siendo U_{gpk} el voltaje de pico de línea. U_g), el índice de modulación M , y el ángulo dentro del voltaje de línea durante el cual se puede controlar la corriente de entrada del convertidor.



(a)



(b)

Figura 2. a) Ángulo del voltaje de línea donde se puede ejercer el control de la corriente según el índice de modulación de voltaje M seleccionado. b) Ángulo dentro de la fase del voltaje de línea dentro del cual es posible controlar la corriente que entra al convertidor de potencia [1,2].

3. MODELO MATEMÁTICO DEL CONVERTOR

Para obtener el modelo del convertidor, se asume a los dispositivos electrónicos de potencia como elementos de conmutación ideales, no se tienen en cuenta las resistencias de los condensadores C_b y C_o , y se ignora los transitorios de muy corta duración ocurridos entre cada conmutación. Esto permite simplificar el modelo del convertidor.

El análisis del circuito electrónico se realiza considerando los cuatro primeros intervalos de conmutación posibles (enumerados del 0 al 3 en la tabla 2), dentro de un periodo de conmutación T , teniendo en cuenta sólo la fase positiva de U_g . Este análisis es similar para los cuatro restantes modos posibles en la fase negativa de U_g . El intervalo de conmutación cero establece tres circuitos básicos mostrados en la figura 3.

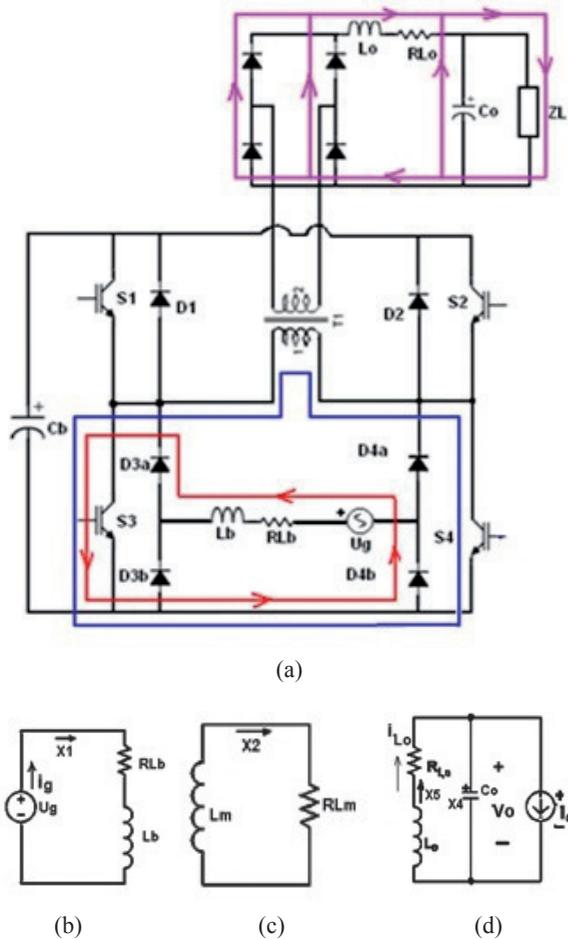


Figura 3. Intervalo de conmutación cero. a) Corrientes en el circuito; b, c, d) circuitos obtenidos en este intervalo de conmutación

A partir de esta figura se introducen términos que hacen referencia a variables de estado (que por conveniencia son voltajes y corrientes).

$$M = \frac{U_o}{U_b} \quad (1)$$

$$U_{g \min} \leq U_g(\theta) \leq U_{g \max} \quad (2)$$

$$U_{g \min} = \frac{M}{2} U_b \quad (3)$$

$$U_{g \max} = \left(1 - \frac{M}{2}\right) U_b \quad (4)$$

La figura 3a muestra las corrientes que se establecen en el intervalo de conmutación cero y en la figura 3b se muestran los circuitos eléctricos en este intervalo de conmutación.

De los circuitos mostrados en la figura 3b se obtienen las ecuaciones diferenciales 5, 6, 7 y 8 de los cuales, haciendo las equivalencias de variables de la tabla 2, se obtienen las matrices A_0 y B_0 que definen el espacio de estados (9) que describe este intervalo de conmutación.

$$U_g = R_{LB} i_g + L_b \frac{di_g}{dt} \quad (5)$$

$$R_{Lm} i_m = -L_m \frac{di_m}{dt} \quad (6)$$

$$i_{L_o} + C_o \frac{dV_{C_o}}{dt} = i_o \quad (7)$$

$$L_o \frac{di_{L_o}}{dt} + R_{L_o} i_{L_o} = -V_{C_o} \quad (8)$$

Tabla 2. Variables del convertidor

Variable Eléctrica	Variable de estado	Descripción
I_g	X_1	Corriente de entrada al convertidor
I_m	X_2	Corriente del primario del transformador
U_b	X_3	Voltaje en el capacitor del elevador (C_b)
U_o	X_4	Voltaje en el capacitor de salida (C_o)
I_{L_o}	X_5	Corriente en la inductancia del filtro de salida, I_{L_o}
U_g	U_g	Voltaje de entrada al convertidor, V_g . Esta es una señal de disturbio en el modelo.
I_o	I_o	Corriente en la carga. Esta es una señal de disturbio en el modelo.

La variable τ en la ecuación 9 corresponde a la fracción del periodo de conmutación en el cual L_b almacena

corriente y junto a M conforman el PWM indicado en [1] para accionar el convertor.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_o x + B_o u \\ t_o \leq t \leq t_o + (1 - \gamma - M)T \end{aligned} \quad (9)$$

$$A_o = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Lm}}{L_m} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} & -\frac{R_{Lo}}{L_o} \end{bmatrix} \quad B_o = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En el intervalo de 1 de conmutación se distinguen dos circuitos básicos, figura 4, haciendo las equivalencias de variables de la tabla 2 se obtienen las ecuaciones diferenciales 10, 11, 12, 13, 14 y las matrices A_1 y B_1 que definen el espacio de estados de este intervalo de conmutación (ecuación (15)).

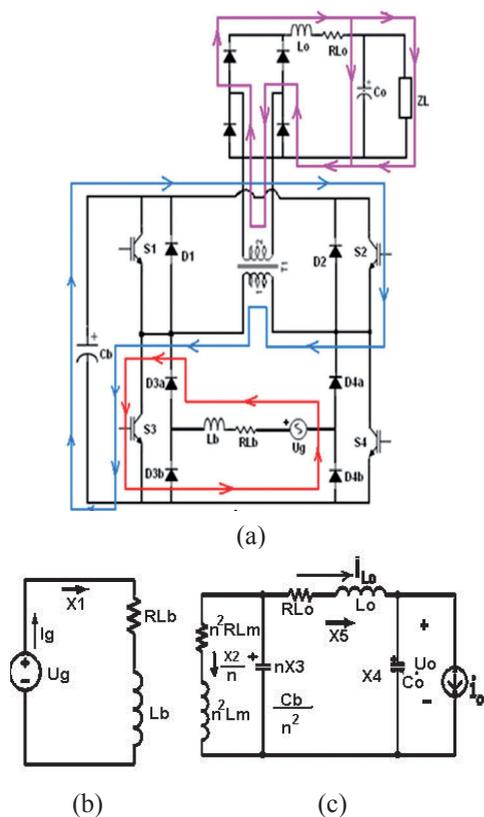


Figura 4. Intervalo de conmutación uno. a) Corrientes en el circuito; b, c) circuitos obtenidos en este intervalo de conmutación.

$$U_g = R_{Lb} i_g + L_b \frac{di_g}{dt} \quad (10)$$

$$nV_{C_b} = n^2 R_m \frac{i_m}{n} + n^2 L_m \frac{1}{n} \frac{di_m}{dt} \quad (11)$$

$$-\frac{C_b}{n^2} \dot{x}_3 = \frac{x_2}{n} + x_5 \quad (12)$$

$$-C_o \dot{x}_4 = x_5 + i_o \quad (13)$$

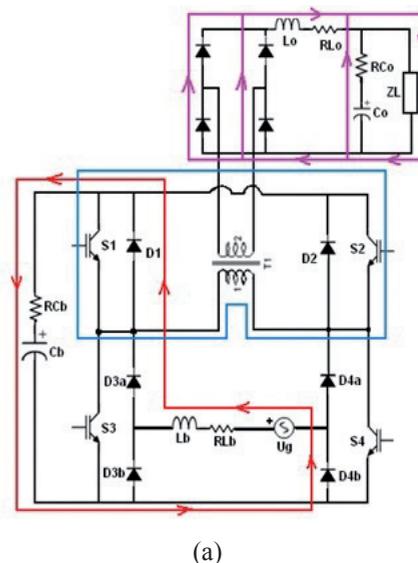
$$nx_3 - x_4 = R_{Lo} x_5 + L_o \dot{x}_5 \quad (14)$$

$$\dot{x} = A_1 x + V_1 u$$

$$t_o + (1 - \gamma - M)T \leq t \leq t_o + \frac{M}{2} T \quad (15)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{Lm}}{L_m} & \frac{1}{L_m} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_a} & 0 & 0 & -\frac{n}{C_b} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 & \frac{n}{L_o} & -\frac{1}{L_o} & -\frac{R_{Lo}}{L_o} \end{bmatrix} \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En el intervalo 2 de conmutación se distinguen dos circuitos básicos. Las ecuaciones 16, 17 y 18 describen los circuitos deducidos en la figura 5.



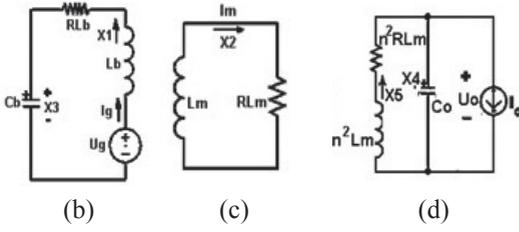


Figura 5. Intervalo de conmutación dos. a) Corrientes en el circuito; b, c d) circuitos obtenidos en este intervalo de conmutación.

$$\frac{V_g - V_{C_b} - L_b \frac{di_g}{dt}}{R_{L_b}} = i_g \quad (16)$$

$$i_g = C_b \frac{di_g}{dt} \quad (17)$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 u \quad (18)$$

$$t_0 + \left(\frac{M}{2}\right)T \leq t < t_o + \left(\frac{M}{2} + \gamma\right)T$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_b}}{L_b} & 0 & -\frac{1}{L_b} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{L_m}}{L_m} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_b} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_o} & \frac{R_{L_o}}{L_o} \end{bmatrix} \quad B_2 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En el intervalo de conmutación 3 se distinguen dos circuitos básicos. Estos circuitos se describen en la figura 6. Del circuito mostrado en la figura 6.b se obtienen las ecuaciones diferenciales 19 y 20 (solo se presentan dos de ellas debido a que las demás ecuaciones son las mismas que en el intervalo de conmutación uno) de las cuales, haciendo las equivalencias de variables de la tabla 2, se obtienen las matrices A_3 y B_3 que definen el espacio de estados (ecuación 21) que describe este intervalo de conmutación.

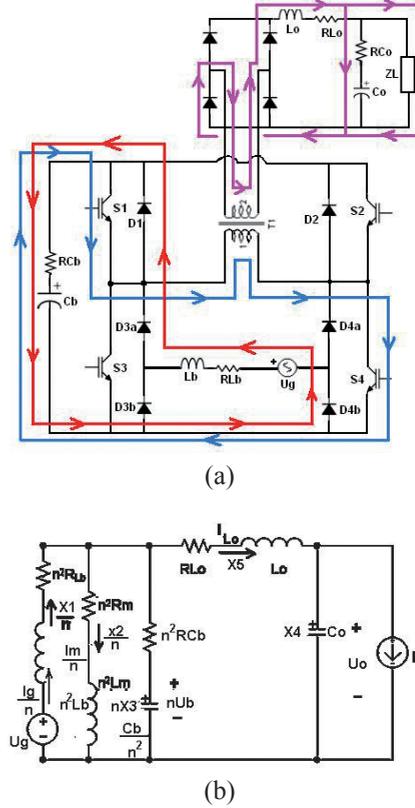


Figura 6. Intervalo de conmutación tres. a) Corrientes en el circuito; b) circuito obtenido en este intervalo de conmutación.

$$-\frac{C_b}{n^2} n \frac{dV_{C_b}}{dt} = -\frac{i_g}{n} + \frac{i_m}{n} + i_{L_o} \quad (19)$$

$$nV_{C_b} = n^2 R_m \frac{i_m}{n} + n^2 L_m \frac{1}{n} \frac{di_m}{dt} \quad (20)$$

$$\dot{x} = A_3 x + B_3 u \quad (21)$$

$$t_o + (1 - \gamma)T \leq t \leq t_o + T$$

$$A_3 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{L_b}}{L_b} & 0 & -\frac{1}{L_b} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_{L_m}}{L_m} & -\frac{1}{L_m} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{C_b} & 0 & 0 & -\frac{n}{C_b} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 & \frac{n}{L_o} & -\frac{1}{L_o} & -\frac{R_{L_o}}{L_o} \end{bmatrix} \quad B_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ya que las variables de interés (el voltaje de línea U_g , el voltaje elevado U_b , el voltaje de salida U_o y la corriente de salida I_o) son de muy baja frecuencia respecto a la frecuencia de conmutación, es posible unificar los cuatro

modelos obtenidos en los intervalos de conmutación del sistema en un solo modelo promediado, sumando las matrices de estados como se muestra en la ecuación 22.

$$A_{\gamma, M} = (1 - \gamma - M)A_o + \frac{M}{2}(A_1 + A_3) + \gamma A_2 \quad (22)$$

Donde $A_{\gamma, M}$ es la matriz de transición promedio de estados y se obtiene de sumar las matrices de estados en cada modo multiplicadas por la fracción del periodo en el cual están vigentes.

Obsérvese de la matriz de espacio de estado promediado que la columna y la fila correspondiente a la corriente de magnetización del transformador no depende ninguna ecuación de estados por lo que se concluye que es posible eliminarla, reduciendo así el orden del modelo (ecuación 23).

$$\dot{x} = A_{\gamma, M} x + B_{\gamma, M} u \quad (23)$$

$$A_{\gamma, M} = \begin{bmatrix} -\frac{R_{Lb}}{L_b} & 0 & -\frac{1}{L_b}\left(\gamma + \frac{M}{2}\right) & 0 \\ \frac{1}{C_b}\left(\gamma + \frac{M}{2}\right) & 0 & 0 & -\frac{nM}{C_b} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & nM \frac{1}{L_o} & -\frac{1}{L_o} & \frac{R_{Lc}}{L_o} \end{bmatrix}$$

$$B_{\gamma, M} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_b} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_o} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4. CORRECCIÓN DEL FACTOR DE POTENCIA

Utilizando la ecuación de estado de la corriente de línea, x_1 en la ecuación 23 y mostrada en la ecuación 24, se deduce una ley de control para la corrección del factor de potencia.

$$\dot{x}_1 = -\frac{R_{Lb}}{L_b} x_1 - \frac{1}{L_b} \left(\gamma + \frac{M}{2} \right) x_3 + \frac{1}{L_b} U_g \quad (24)$$

Asumiendo que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia del voltaje de línea, U_g , (es cierto que 20 kHz es mucho mayor que 60 Hz) se puede escribir integrando la ecuación de la corriente

de entrada al conversor de potencia entre los periodos discretos conmutados k y $k+1$ como se muestra en la ecuación 25 [3,4].

$$\int_{kT}^{(k+1)T} \frac{dx_1}{dt} dt = -\frac{R_{Lb}}{L_b} \int_{kT}^{(k+1)T} x_1 dt - \frac{1}{L_b} \left(\gamma + \frac{M}{2} \right) \int_{kT}^{(k+1)T} x_3 dt + \frac{1}{L_b} \int_{kT}^{(k+1)T} U_g dt \quad (25)$$

La ecuación 25 se puede simplificar dando como resultado la ecuación 26.

$$X_1(k+1) - X_1(k) = T \left(-\frac{R_{Lb}}{L_b} \right) X_1(k) - \frac{T}{L_b} \left(\gamma + \frac{M}{2} \right) X_3(k) + \frac{T}{L_b} U_g(k) \quad (26)$$

Y despejando de la ecuación 26 el ciclo útil (asumiendo $g(k) @ g(k+1)$) se obtiene la ecuación 27. En la figura 7 se observa la curva de factor de potencia obtenida al evaluar la ecuación 27.

$$\gamma(k+1) = \frac{(X_1(k+1) - X_1(k)) + \frac{T}{L_b} U_g(k)}{-\frac{T}{L_b} X_3(k)} - \frac{M}{2} \quad (27)$$

El control de la corriente de línea i_g (X_1) se obtiene al sustituir en la ecuación 24 $X_1(k+1)$ por $U_g(k)$ (lo cual es aproximadamente igual a $U_g(k+1)$) dado que U_g es el voltaje de línea y a su vez, define la referencia a seguir por el control de la corriente. Usando POWERSIM de MULTISIM de MATLAB se simuló el conversor de potencia, ver figura 12.

Para la simulación se configuró la frecuencia de conmutación f_{sw} a 20 kHz, la frecuencia de línea f_l es 60Hz, M se varió en el rango de 0.25 a 0.62 (por fuera de este rango los controladores de corriente y de tensión del conversor de potencia no muestran buen desempeño), $L_b=1\text{mH}$, $C_b=10000\mu\text{F}$, $C_o=1300 \mu\text{F}$ y la relación de vueltas del transformador, $n = 3$, para obtener 450 V y 4 kW de potencia en la carga.

Los resultados de la simulación se muestran en las figuras 7 a 11. Una vez que los condensadores se cargan plenamente, se observa el resultado esperado. El THD de corriente (estimado con un bloque de Simulink de Matlab®) varía entre el 12% y el 26%, como se muestra en la figura 10, en función del índice de modulación de tensión M y se consigue un factor de potencia en estado estable (calculado como se muestra en la ecuación 28) superior a 0.96, ligeramente variable por encima de este valor en función de M (Ver figura 11). Es de resaltar que según la figura 10, al manejar un índice de modulación de tensión M menor a 0.5 se

obtiene un THD de corriente inferior al 16%, tal y como lo recomienda la norma IEC 61000-3-2 aplicable a este tipo de convertidores electrónicos de potencia.

$$FP = \frac{P[W]}{S[VA]} \quad (28)$$

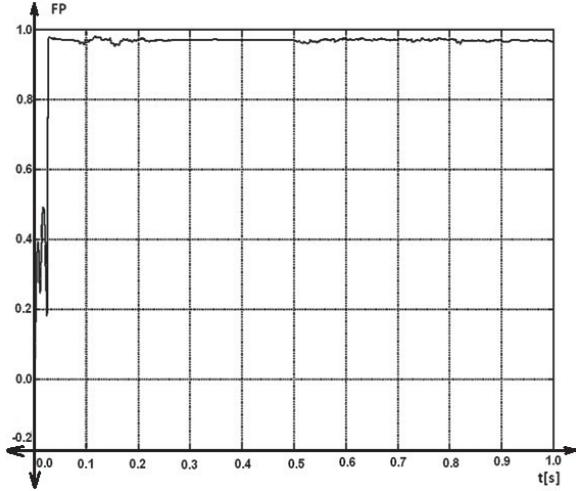


Figura 7. Factor de potencia obtenido con el control de corriente utilizando la ley de control vista en la ecuación 27.

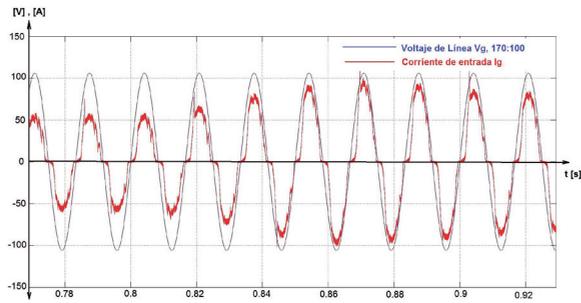


Figura 8. Corriente de entrada del convertidor en presencia de perturbaciones en la carga usando control de corriente de la ecuación.

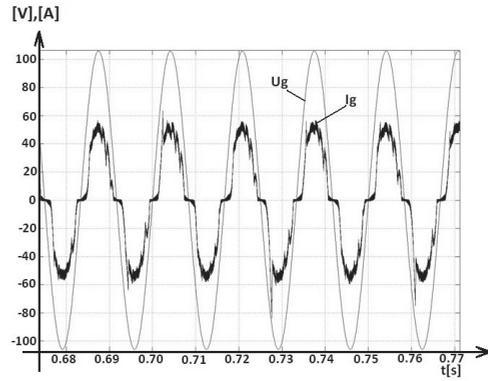


Figura 9. Corriente de entrada al convertidor de potencia para 4kW, con M=0.4. THD=17%.

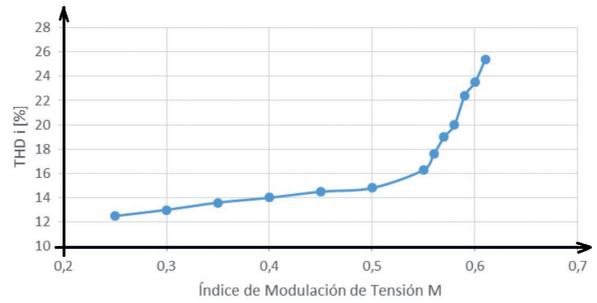


Figura 10. Distorsión armónica de corriente de entrada del convertidor de potencia en función del índice de modulación de tensión M.

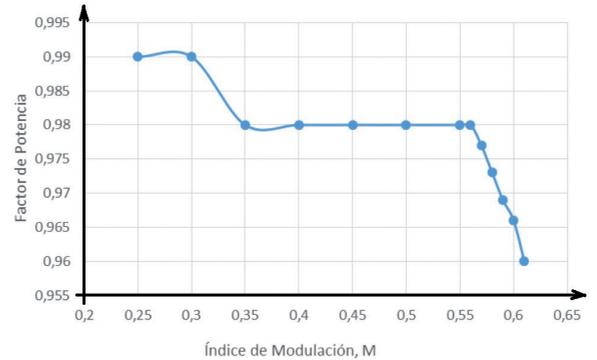


Figura 11. Factor de potencia de entrada al convertidor de potencia en función del índice de modulación de tensión M.

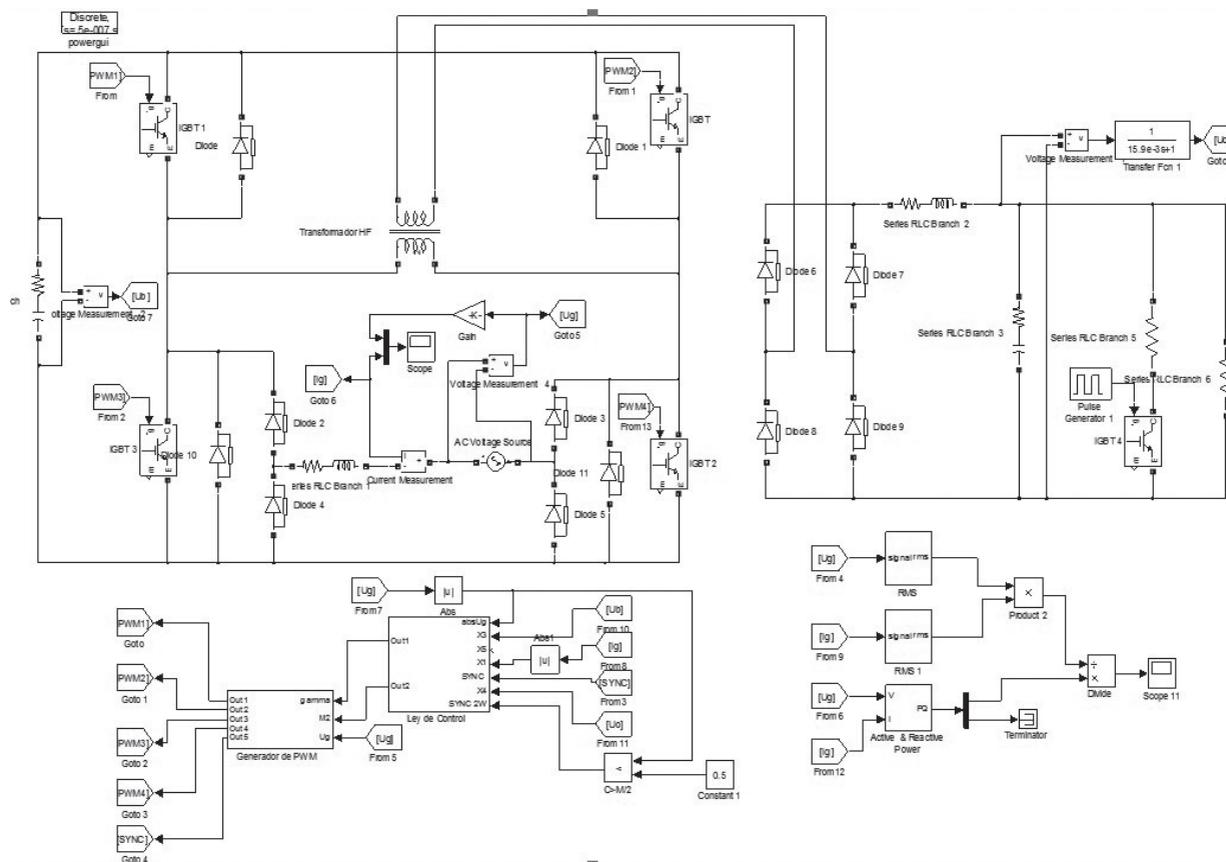


Figura 12. Diagrama de bloques usando POWERSIM de MULTISIM de MATLAB para la simulación del convertor de potencia.

5. CONCLUSIONES

Se ha estudiado el modelo de un convertor CA/CC de mediana potencia, aislado, compacto, del cual se puede obtener alto factor de potencia. Este modelo se utilizó para diseñar una estrategia de control de corriente, la cual permitió corroborar que el modelo obtenido fue apropiado.

Con esta topología y usando la ley de control diseñada se presentan resultados de simulación donde se obtuvo un THD de corriente entre el 12 y el 26% y un factor de potencia superior o igual a 0.96, a una potencia de 4kW. El índice de modulación de amplitud se utilizó en el rango comprendido entre 0.25 y 0.65 para obtener buen desempeño tanto en el control de voltaje de salida como el de corriente de entrada al convertor, pero se encuentra que con un índice M inferior a 0.5 el convertor de potencia cumple con la norma IEC 61000-3-2.

6. REFERENCIAS

- [1] Buso S. Rossetto L. “Single-phase AC/DC Integrated PWM Converter”. Telecommunications Energy Conference, 2000. INTELEC. Twenty-second International.
- [2] Buso S. Rossetto L. “Digitally-Controlled Single-Phase AC/DC Integrated PWM Converter”. Industry Applications Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE.
- [3] Sira Ramirez H. “Control Design Techniques in Power Electronics Devices”. 2006. ISBN: 978-1-84628-458-8 (Print) 978-1-84628-459-5 (Online). Springer. P400-p407.
- [4] Buso S. Malesani L. “Robust Dead-Beat Current Control for PWM Rectifiers and Active Filters”. IEEE Transactions on Industry Applications (Volume 35, Issue: 3) May 1999.

- [5] Chien-Ming Wang, "High-Power-Factor Soft-Switched DC Power Supply System"; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 2, February 2011.
- [6] Hussain S. "A High-efficiency AC/DC Converters With Quasi-Active Power Factor Correction". IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 5, May 2010.
- [7] Athalye P., Marksimovic D., Erickson R. "Variable-Frequency Predictive Digital Current Mode Control"; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 2, no. 4, February 2004.
- [8] Ferreira K., Emanuel A., "A Digitally Controlled Unity Power Factor Compensator for Pulse-Width-Modulated Loads"; IEEE transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 7, July 2010.
- [9] Wang C., Lin C., Yang T., "High-Power-Factor Soft-Switched DC Power Supply System"; IEEE transactions on Power Electronics, vol. 26, no. 2, February 2011.
- [10] Kanna H., Haddad A., Mougharbel I. "Design, study, modeling and control of new single-phase high power rectifier based on the single-ended primary inductance converter and Sheppar-Taylor topology". IET Power Electronics. 2009, Vol. 2, Iss2, pp 13-177.
- [11] Faccio P., Gules R., Ribeiro F., "A Modified SEPIC Converter for High-Power-Factor Rectifier and Universal Input Voltage Applications"; IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, no. 2, February 2010.
- [12] Jang Y., Jovanovic M., "Bridgeless High-Power-Factor Buck Converter". IEEE transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 2, February 2011.
- [13] Moon S., Corradini L., Maksimović D. "Autotuning of Digitally Controlled Boost Power". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 10, October 2011.
- [14] Pini H., Barbi I. "A Single-Phase High-Power-Factor Rectifier, Based on a Two-Quadrant Shunt Active Filter". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 11, November 2011.
- [15] Wu X., Yang J., Xu M., "Design Considerations of Soft-Switched Buck PFC Converter With Constant On-Time (COT) Control". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 26, No. 11, November 2011.

7. AGRADECIMIENTOS

Agradecimientos especiales al programa de Posgrados en Ingeniería Eléctrica y Electrónica, PPIEE, de la Universidad del Valle por el apoyo recibido y por el beneficio de la asistencia de docencia por la cual fue posible el desarrollo de este trabajo.

8. AUTORES

Jorge A. Tenorio M. Ingeniero Electrónico y Especialista en Automatización Industrial. Magíster en ingeniería con énfasis en Automática, Universidad del Valle. Asistente de docencia de programa de Posgrado en Ingeniería Eléctrica y Electrónica de la Universidad del Valle, Colombia.

Edinson Franco Mejía. Ingeniero Electricista, Magister en Automática, Doctor en Ingeniería, Universidad del Valle, Colombia.

Hernando Vásquez Palacios. Ingeniero Electricista, Universidad del Valle. Diplom Ingenieur del Elektrotechnik. Technische Universität Braunschweig, Alemania. Pertenece a la cátedra de accionamientos eléctricos y electrónica de potencia, escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica, Universidad del Valle, Colombia.