

PI-PBC Cascade Control Tuning for Active Power Filter Application

R. Terán, J. Pérez, and J. Beristáin

Abstract—Because of the non-linear load increase in the electrical grid, the use of active power filter has gone increasing, this last is to improve the power quality. In the study of control applied to the active power filter, cascade control is the most used; this control scheme consists of two control loops: one external dc voltage control loop and one internal current control loop. For this work, in the external loop, a proportional-integral (PI) control is used, whereas in the inner loop a passivity-based controller (PBC) is used. The main objective of this work is to present a proposal for tuning of PI and PBC controllers. This tuning methodology allows computing the gain k of the traditional PBC based on switching frequency, taking into account the error dynamics. From step response analysis, the PI parameters are obtained. This tuning proposal is simple and has shown to be consistent for different switching frequency values. Through the measurement of the active power filter performance, the tuning proposal has been corroborated. Simulation and experimental results are presented.

Index Terms—Active power filter, Dc voltage regulation, Reactive power compensation, Harmonics current, Passivity-based control, Proportional-integral control.

I. INTRODUCCIÓN

LA constante inclusión e incremento de cargas de carácter no lineal en la red eléctrica dan como resultado la distorsión de la corriente y el voltaje de la red eléctrica [1], comprometiendo la calidad de la energía y el funcionamiento del equipo eléctrico interconectado. Parámetros que permiten dictaminar el estado de la calidad de la energía corresponden a la distorsión armónica total (THD_i, por sus siglas en inglés), la cual se incrementa conforme las cargas no lineales provocan mayor distorsión en la red eléctrica; otro parámetro importante es el factor de potencia (PF, por sus siglas en inglés), mismo que se reduce conforme se suscita el acoplamiento de cargas no lineales y cargas lineales reactivas. Una buena calidad de la energía consta de una mínima THD_i (típicamente menor al 5%) y un PF cercano a la unidad. Debido a esto se ha intensificado el estudio de estrategias y prototipos que permiten la eliminación del contenido armónico y con ello mejorar la calidad de la energía en la red eléctrica, entre las más empleadas se encuentra el filtro activo paralelo (SAPF, por sus siglas en inglés).

El estudio y desarrollo de técnicas de control aplicadas a filtros activos han sido significativos a la hora de llevar a cabo las tareas de compensación de corrientes armónicas.

Cuando se habla de pasividad en un sistema en específico, se hace referencia a las entradas y salidas del mismo, o bien, puede ser interpretado desde el punto de vista de energía y su sinergia en conjunto con la dinámica del sistema [2]. Los controladores basados en pasividad son adecuados para aplicaciones de filtros activos debido a que la topología del SAPF involucra el empleo de elementos disipativos (inductores, capacitores, diodos, transistores) por lo que la estructura del convertidor SAPF corresponde en su totalidad a un sistema pasivo, es por esto que el PBC es empleado para aplicaciones de filtros activos donde se requiera desempeñar tareas de seguimiento de la corriente de compensación. De la misma forma, se requiere también desempeñar la tarea de regulación del voltaje de cd del convertidor, hecho que le permite establecer al convertidor las condiciones necesarias para la compensación; para ello uno de los controladores más destacados en cuanto a tareas de regulación corresponde al controlador PI, los cuales son muy utilizados en la industria [3], [4]. Para aplicaciones de filtros activos se necesitan controladores que cumplan con las tareas de regulación de voltaje y de seguimiento de una corriente de referencia, es por esto que una estrategia de control adecuada corresponde al control en cascada [5], [6].

En este trabajo se emplea el control en cascada compuesto por un lazo externo y un lazo interno, donde se hace presente un controlador PI en el lazo externo para llevar a cabo la regulación del voltaje de cd y un PBC en el lazo interno con el fin de lograr la compensación de componentes armónicas en la red eléctrica.

La contribución de este trabajo es presentar un método de fácil desarrollo para la sintonización del esquema de control en cascada PI-PBC aplicado a filtros activos de potencia, poniendo énfasis en la sintonización del controlador PBC (por sintonización se debe asociar a la obtención de la ganancia k del PBC). Es importante mencionar que no puede ser empleado cualquier valor de ganancia k para el PBC, pues si ésta es demasiado grande, los esfuerzos de control se incrementarán ocasionando una saturación en el modulador SPWM, provocando un mal seguimiento de la corriente de referencia. Por otro lado, si el valor de k es muy pequeño, entonces el controlador no tendrá la fuerza para hacer un buen seguimiento de la referencia de corriente.

Con todo lo anterior, el objetivo principal de este trabajo es presentar una nueva propuesta de sintonización de los dos controladores PBC y PI, la cual permita el cálculo de la ganancia k del controlador PBC en función de la frecuencia de conmutación, además de utilizar un criterio de sintonización

R. A. de J. Terán, Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Sonora, México, raul.tego@outlook.com.

J. Pérez, Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Sonora, México, javier.perezr@itson.edu.mx.

J. A. Beristáin, Instituto Tecnológico de Sonora, Cd. Obregón, Sonora, México, jaberistain@itson.edu.mx.

Corresponding author: J. Pérez.

basado en la constante de tiempo de la dinámica del error; así mismo, los parámetros del PI son obtenidos a partir del análisis de la respuesta al escalón. Dependiendo de la frecuencia específica que haya sido seleccionada para trabajar el SAPF, el método debe ser consistente, es decir, debe proporcionar una sintonización adecuada para dichas condiciones de trabajo específicas. El método de sintonización se ha corroborado a través de los resultados del desempeño del SAPF tanto en simulación como experimentación bajo las mismas condiciones de operación. El artículo está organizado de la siguiente manera. La sección II presenta la topología y el modelo del convertidor; en la sección III se muestra la construcción de la corriente de referencia; después en la sección IV se expone el método de sintonización de los controladores PI y PBC del esquema de control en cascada; en las secciones V y VI se presentan los resultados en simulación y experimentación, respectivamente, para finalmente cerrar con la sección VII correspondiente a las conclusiones del trabajo.

II. MODELO DEL CONVERTIDOR

La base del filtro activo es un convertidor puente H, el cual consta de un bus de cd y un bus de ca. El puente H se compone de dos ramas de transistores con funcionamiento complementario entre cada par de transistores, es decir, cuando un transistor de cada rama se encuentra en conducción el otro se encuentra en un estado de no conducción. La Fig. 1 presenta cada uno de los sectores del SAPF, incluyendo las cargas de lado de ca, tanto lineales como no lineales. El convertidor se encuentra acoplado a la red eléctrica a través del filtro de acoplamiento L (r_L es la resistencia parásita de L). De lado del bus de cd, se encuentra el capacitor de cd C , y una resistencia R que modela las pérdidas del convertidor. La TABLA I muestra a detalle los parámetros mostrados en la Fig. 1.

TABLA I
ELEMENTOS Y SEÑALES INVOLUCRADOS EN EL FILTRO ACTIVO

Elemento	Descripción
C	Capacitor de cd
r_C	Resistencia parásita de C
R	Resistencia de pérdidas
T_1, T_2, T_3, T_4	Transistores
D_1, D_2, D_3, D_4	Diodos en anti paralelo con el transistor
L	Bobina de acoplamiento
r_L	Resistencia parásita de L
v_g	Red eléctrica
L_{zL}	Bobina de la carga lineal
R_{zL}	Resistencia de la carga lineal
L_{zNL}	Bobina de la carga no lineal
C_{zNL}	Capacitor de la carga no lineal
R_{zNL}	Resistencia de la carga no lineal
v_C	Voltaje en el bus de cd
v_{inv}	Voltaje de salida del convertidor
v_g	Voltaje de red
i_g	Corriente de red
i_L	Corriente de salida del convertidor
i_z	Corriente de la carga de ca

El circuito equivalente del filtro activo sin incluir las cargas de ca es como el que se muestra en la Fig. 2, el cual corresponde al modelo promediado [7].

Llevando a cabo la ley de voltajes de Kirchhoff (LVK) en la malla mostrada en el diagrama de la Fig. 2 se obtiene la

dinámica de la corriente de salida del convertidor mostrada en la ecuación (1).

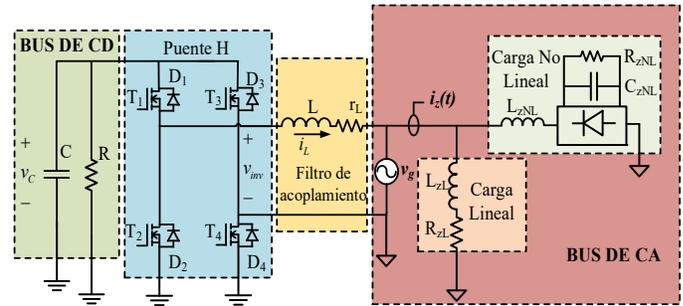


Fig. 1. Filtro activo de potencia acoplado a la red eléctrica.

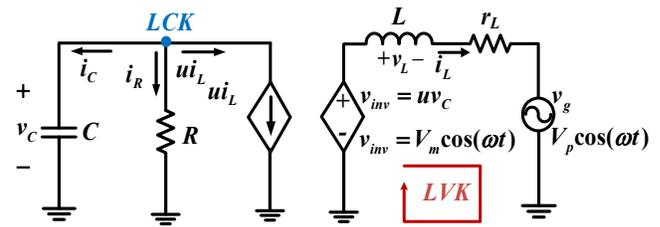


Fig. 2. Circuito equivalente del convertidor usando fuentes dependientes.

Así mismo, realizando la ley de corrientes de Kirchhoff (LCK) en el nodo del bus de cd, se obtiene la ecuación (2) correspondiente a la dinámica del voltaje en el capacitor.

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{uv_C}{L} - \frac{r_L i_L}{L} - \frac{v_g}{L} \quad (1)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = -u \frac{i_L}{C} - \frac{v_C}{RC} \quad (2)$$

Las dinámicas (1) y (2) corresponden al modelo promediado del convertidor, donde u corresponde a la señal de control del sistema, cuya forma es:

$$u = \sum_{n=1}^N m_n \cos(n\omega t + \alpha_n) \quad (3)$$

donde n es el número del armónico de la señal de control, m_n es la amplitud de cada una de las componentes armónicas de u , $\omega=2\pi 60$, α_n es la fase de cada uno de los armónicos, y N es el armónico de mayor orden a considerar dentro de la compensación. Debido a la modulación SPWM: $-1 \leq u \leq 1$.

III. CONSTRUCCIÓN DE LA CORRIENTE DE REFERENCIA

El principio de funcionamiento del SAPF se basa en el intercambio de potencia activa (P), reactiva (Q) y de distorsión (D) con la red eléctrica; con esto es posible la compensación de armónicos de corriente en la red eléctrica. Una forma de gobernar los niveles de potencia necesarios para la compensación es a través de la corriente de referencia, es decir, la corriente de salida que el convertidor debe generar para que se produzcan los flujos de: potencia activa, potencia reactiva y potencia de distorsión. Por lo tanto, la corriente de

referencia debe ser compuesta por tres componentes principales: una corriente activa $i_a^*(t)$ que permita la transferencia de potencia activa hacia el convertidor para la regulación del voltaje de cd; una corriente reactiva $i_q^*(t)$ que permita compensar potencia reactiva y con ello mejorar el PF; y una corriente armónica $i_h^*(t)$ que contenga las componentes armónicas de corriente necesarias para la compensación de armónicos, logrando la disminución de la THD_1 y el incremento del PF.

Las componentes $i_q^*(t)$ e $i_h^*(t)$ son obtenidas a través del empleo de la transformada DQ monofásica, cuya expresión se muestra a continuación.

$$\begin{bmatrix} I_{dz} \\ I_{qz} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_z \\ i_{z90} \end{bmatrix} \quad (4)$$

donde $i_z(t)$ corresponde a la corriente demandada por las cargas de ca. Así mismo, es necesario generar una réplica de $i_z(t)$ retrasada 90° denominada como $i_{z90}(t)$. Las señales $\sin(\omega t)$ y $\cos(\omega t)$ vistas en (4) mantienen una relación de sincronía con la fase de la red eléctrica, mismas que para cuestiones de implementación pueden ser obtenidas a través de un lazo de seguimiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés).

La Fig. 3 representa el proceso para la obtención de las componentes $i_q^*(t)$ e $i_h^*(t)$, donde FPB corresponde a un filtro pasa bajas empleado para la obtención de los niveles de cd I_{dzf} e I_{qzf} de I_{dz} e I_{qz} , respectivamente. Al multiplicar I_{qzf} por $\sin(\omega t)$ se obtiene la referencia de corriente reactiva $i_q^*(t)$ en el dominio del tiempo. Haciendo pasar las componentes de alta frecuencia I_{dzh} e I_{qzh} por la transformada inversa DQ se obtiene la componente $i_h^*(t)$ que corresponde a la suma de las corrientes armónicas.

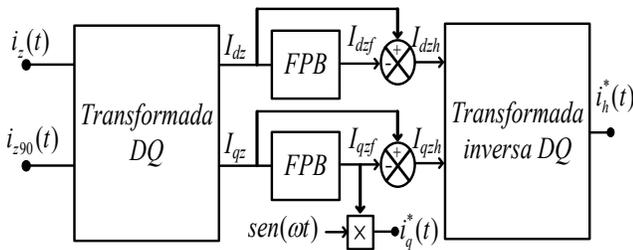


Fig. 3. Proceso DQ para la obtención de las componentes $i_q^*(t)$ e $i_h^*(t)$.

La componente $i_a^*(t)$ se obtiene como se muestra en la Fig. 4. A partir de una referencia de voltaje de cd y del empleo de un lazo de control de voltaje, se genera un error que al ser procesado por el PI del lazo externo, se estima una P (pérdidas del convertidor) necesaria para la regulación del voltaje de cd, la cual se multiplica por la ganancia $-2/V_p$ obteniendo una

estimación de corriente activa en el dominio DQ, I_d , misma que al multiplicarse por $\cos(\omega t)$ resulta en la componente activa necesaria en el dominio del tiempo $i_d^*(t)$.

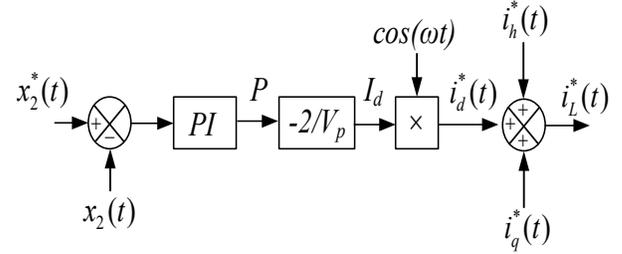


Fig. 4. Obtención de la corriente de referencia a partir de sus componentes activa $i_d^*(t)$, reactiva $i_q^*(t)$ y de armónicos $i_h^*(t)$.

La suma algebraica de las componentes $i_d^*(t)$, $i_q^*(t)$ e $i_h^*(t)$ (mostrada en la Fig. 4) da lugar a la corriente de referencia denotada como $i_L^*(t)$, misma que para fines de control corresponde a $x_1^*(t)$.

IV. CONTROL EN CASCA DA

El filtro activo es un sistema acoplado, es decir, $x_1(t)$ depende de $x_2(t)$ y viceversa. La transferencia de potencia lograda a través de $x_1(t)$ afecta directamente a $x_2(t)$ y viceversa. La dinámica de $x_1(t)$ es más rápida que la de $x_2(t)$, por lo que esto se puede aprovechar para desacoplar los dos estados del sistema a través de un controlador en cascada compuesto por: (a) un lazo de control externo y (b) un lazo de control interno, que puedan ser sintonizados de forma independiente.

A. Lazo Interno: Controlador PBC

Para el desarrollo de este controlador se considera el procedimiento presentado en [2], y se asume que el sistema es estable en lazo cerrado, como ya se ha mostrado en [8].

Se parte del modelo promediado del convertidor presentado en las ecuaciones (1) y (2), y se considera que $i_L(t) = x_1(t)$ y que $v_C(t) = x_2(t)$. Debido a que el sistema es no lineal con la forma:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = f(\mathbf{x}(t)) + g(\mathbf{x}(t))u(t) \quad (5)$$

con $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^2$, $u(t) \in \mathbb{R}$, donde las funciones $f(\cdot)$ y $g(\cdot)$ son conocidas, entonces el sistema (5) puede representarse de manera equivalente como:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}(x(t))u(t) \quad (6)$$

Las ecuaciones (1) y (2) pueden reescribirse en el formato de (6) de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}}_{\mathbf{A}} \underbrace{\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}}_{\mathbf{x}} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{x_2}{L} \\ -\frac{x_1}{C} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B(x)}} u(t) + \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{v_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{\mathbf{W}} \quad (7)$$

Nótese en (7) que \mathbf{W} contiene a la red eléctrica, la cual será vista como una perturbación conocida y reproducible. Para cuestiones de diseño es conveniente reescribir el modelo de la ecuación (6) como:

$$\mathbf{D}\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{x}(t)u(t) + \mathbf{W} \quad (8)$$

Donde las matrices son:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -r_L & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C \end{bmatrix}, \quad \mathbf{W} = \begin{bmatrix} -v_g \\ 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

Ahora se define el error y la derivada del error en las expresiones (10) y (11) que se muestran a continuación:

$$\mathbf{e}_x = \mathbf{x}^* - \mathbf{x} \Rightarrow \mathbf{x} = \mathbf{x}^* - \mathbf{e}_x \quad (10)$$

$$\dot{\mathbf{e}}_x = \dot{\mathbf{x}}^* - \dot{\mathbf{x}} \Rightarrow \dot{\mathbf{x}} = \dot{\mathbf{x}}^* - \dot{\mathbf{e}}_x \quad (11)$$

con el vector de error $\mathbf{e}_x = [e_{x_1} \ e_{x_2}]^T = [x_1^* - x_1 \ x_2^* - x_2]^T$ y su derivada $\dot{\mathbf{e}}_x = [\dot{e}_{x_1} \ \dot{e}_{x_2}]^T = [\dot{x}_1^* - \dot{x}_1 \ \dot{x}_2^* - \dot{x}_2]^T$. Dejando la ecuación (8) en términos del error y los valores deseados se llega a:

$$\mathbf{D}(\dot{\mathbf{x}}^* - \dot{\mathbf{e}}_x) = \mathbf{A}(\mathbf{x}^* - \mathbf{e}_x) + \mathbf{B}(\mathbf{x}^* - \mathbf{e}_x)u(t) + \mathbf{W} \quad (12)$$

Desarrollando (12) y pasando la dinámica del error hacia el lado izquierdo de la ecuación se tiene:

$$\mathbf{A}\mathbf{e}_x + \mathbf{B}\mathbf{e}_x u(t) - \mathbf{D}\dot{\mathbf{e}}_x = \mathbf{A}\mathbf{x}^* + \mathbf{B}\mathbf{x}^* u(t) - \mathbf{D}\dot{\mathbf{x}}^* + \mathbf{W} \quad (13)$$

Desarrollando el lado derecho de la ecuación (13) y considerando que la dinámica del error de lado izquierdo es igual a cero, entonces la forma matricial queda como:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -r_L x_1^* - L\dot{x}_1^* + x_2^* u(t) - v_g \\ -\frac{1}{R} x_2^* - C\dot{x}_2^* - x_1^* u(t) \end{bmatrix} \quad (14)$$

Se observa que cada una de las filas del vector de lado derecho de la ecuación (14) define la dinámica cero del sistema. Dado que se busca una señal de control que permita

realizar un buen seguimiento de la corriente de referencia, entonces se toma la expresión de la primera fila de la ecuación (14), con el fin de despejar la señal de control de la siguiente manera:

$$u(t) = \frac{1}{x_2^*} (r_L x_1^* + L\dot{x}_1^* + v_g) \quad (15)$$

Con la señal de control presentada en (15) es posible cancelar la dinámica de la corriente de salida, por lo que ahora solo basta agregar una realimentación negativa para lograr la convergencia hacia la referencia, por lo tanto la estructura de la señal de control queda como:

$$u(t) = \frac{1}{x_2^*} \left[r_L x_1^* + L\dot{x}_1^* + v_g - k(x_1^* - x_1) \right] \quad (16)$$

Así mismo, la representación gráfica de la ecuación (16) se muestra en la Fig. 5. Además, se ha agregado un limitador debido a que el SPWM debe trabajar con $-1 \leq u \leq 1$; la salida del limitador se ha denotado como $u_{PBC}(t)$.

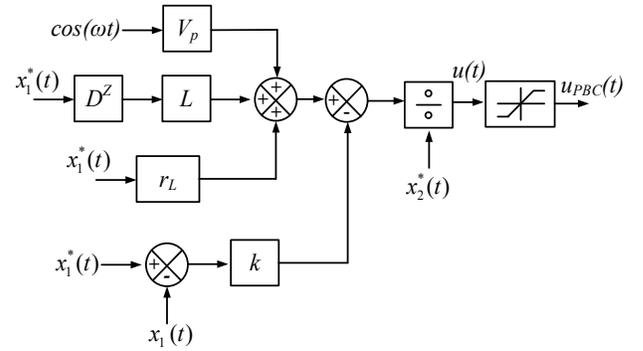


Fig. 5. Esquema de control PBC correspondiente al lazo interno para seguimiento de la corriente de referencia.

Lo siguiente en el método de sintonización es determinar el valor de la ganancia k incluida en el PBC. Para esto se sustituye la ley de control (16) en la ecuación (1) correspondiente a la dinámica de la corriente de salida del convertidor, quedando:

$$L\dot{x}_1 = \frac{1}{x_2^*} \left[r_L x_1^* + L\dot{x}_1^* + v_g - k(x_1^* - x_1) \right] x_2 - r_L x_1 - v_g \quad (17)$$

Assumiendo ahora que el lazo externo se encuentra correctamente sintonizado, entonces se considera que $x_2 = x_2^*$, por lo tanto la ecuación (17) resulta:

$$L(\underbrace{\dot{x}_1 - \dot{x}_1^*}_{-e_{\dot{x}_1}}) = r_L(\underbrace{x_1^* - x_1}_{e_x}) - k(\underbrace{x_1^* - x_1}_{e_x}) \quad (18)$$

entonces de (18) se tiene:

$$-L\dot{e}_x = e_x(r_L - k) \Rightarrow e_x = e^{-\left(\frac{r_L - k}{L}\right)t} \quad (19)$$

De (19) se observa que el error e_x decrece exponencialmente a cero a una velocidad asociada a la constante de tiempo dada por:

$$\tau = \frac{L}{r_L - k} \quad (20)$$

Nótese además que conforme k es más grande entonces el error se acerca más rápidamente a cero, como observa en la Fig. 6.

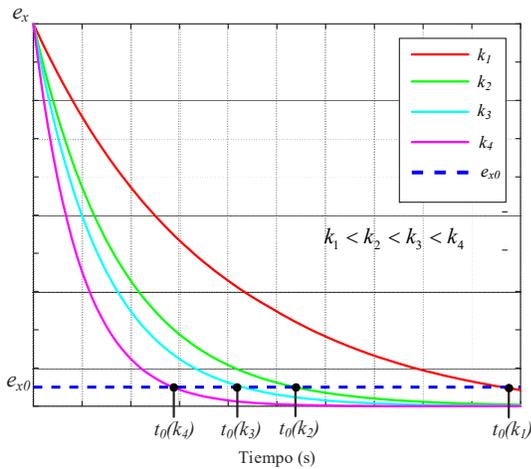


Fig. 6. Tendencia de la dinámica del error en función de la ganancia k .

Hasta aquí se podría decir que, con cualquier valor de k el error e_x va a aproximarse a cero. Sin embargo, en términos generales, el error no puede ser cero cuando el controlador se aplica al sistema conmutado, debido a que la corriente de referencia x_I^* es suave, mientras que la corriente del convertidor x_I contiene un rizo de conmutación, como se aprecia en la Fig. 7. Por lo tanto, en estado estable siempre existirá un error en el seguimiento de corriente, el cual es proporcional al tamaño del rizo de corriente del SAFP; este error será denotado como e_{x0} , como se ilustra en la Fig. 7. Ahora bien, no puede ser empleado cualquier valor de k debido a que, si ésta es demasiado grande, los esfuerzos de control se incrementarían ocasionando una saturación en el modulador SPWM, provocando un mal seguimiento de la corriente de referencia. Por otro lado, si el valor de k es muy pequeño, entonces el controlador no tendrá la fuerza suficiente para hacer un buen seguimiento de la referencia.

Tomando en cuenta lo anterior, es necesario llevar a cabo una sintonización del controlador, de manera que permita obtener una ganancia adecuada para los parámetros dados de frecuencia de conmutación del convertidor y del valor del inductor de acoplamiento.

Debido a que se está aplicando un controlador continuo a una planta de carácter conmutado y que éste es implementado en un dispositivo digital, entonces la velocidad de convergencia tiene que estar asociada a la frecuencia de muestreo f_m , la cual es igual a la frecuencia de la portadora en un modulador SPWM, y debido a esta técnica de modulación

la frecuencia a la que opera el convertidor f_c es el doble de la frecuencia de f_m .

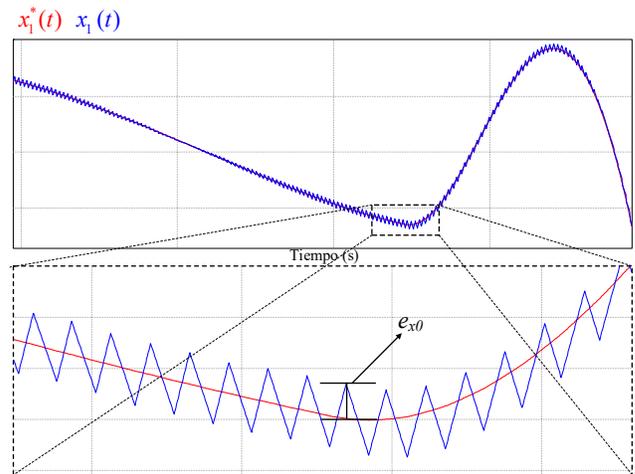


Fig. 7. Error entre la corriente de referencia y la corriente de salida del sistema conmutado.

Tratando de no rebasar la frecuencia de operación del convertidor f_c y de acuerdo a múltiples pruebas realizadas, se observó que una propuesta adecuada de la constante de tiempo τ , es que ésta sea tres veces el recíproco de ω_m , o lo que es lo mismo 6 veces el recíproco de ω_c , como se muestra en (21).

$$\tau = \frac{3}{\omega_m} = \frac{6}{\omega_c} \quad (21)$$

donde $\omega_m = 2\pi f_m$ y $\omega_c = 2\pi f_c$.

Una vez hecha la propuesta de la constante de tiempo a partir de (20), se obtiene la ganancia del controlador de la siguiente manera:

$$k = r_L - \frac{L}{\tau} \quad (22)$$

De esta manera, el controlador queda sintonizado, y con la capacidad de compensar los armónicos presentes en la red eléctrica. Donde el valor de la bobina de acoplamiento L se puede obtener del procedimiento de dimensionamiento establecido en [9].

B. Lazo externo: Controlador PI

Para llevar a cabo la tarea de regulación del voltaje en el bus de cd se utiliza un controlador PI, el cual es reconocido por su buen desempeño para tareas de regulación, además de que se caracteriza por su simplicidad y fácil implementación. Los parámetros involucrados en la sintonización del PI corresponden a la ganancia proporcional k_P y el tiempo integral T_i . La Fig. 8 muestra la estructura del lazo externo de control, para la cual se considera que el lazo interno se encuentra bien sintonizado y por lo tanto se puede asumir como un bloque de ganancia unitaria; además se observa que a la salida del controlador PI definido como G_{PI} se tiene un estimado de la potencia activa P necesaria para regular el voltaje de cd.

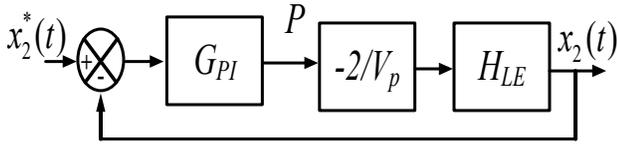


Fig. 8. Esquema de control correspondiente al lazo externo para regulación del bus de cd.

Considerando la dinámica del voltaje en el capacitor, ecuación (2), y teniendo en cuenta que el producto ux_1 será considerada como una sola señal de entrada y x_2 es la salida, entonces aplicando la transformada de Laplace se obtiene la siguiente función de transferencia:

$$H_{LE}(s) = \frac{\mathcal{L}\{x_2\}}{\mathcal{L}\{ux_1\}} = \frac{-R}{sRC + 1} \quad (23)$$

Empleando (23), la función de transferencia en lazo cerrado del esquema de la Fig. 8 es:

$$H_c = \frac{X_2(s)}{X_2^*(s)} = \frac{T_s + 1}{\frac{T_i V_p C}{2k_p} s^2 + T_i \left(\frac{V_p}{2Rk_p} + 1 \right) s + 1} \quad (24)$$

A través de la respuesta al escalón se encuentra el valor de la ganancia k_p , para la cual se establece un máximo sobre impulso OS y un tiempo de asentamiento t_s , por lo que se encuentran los valores de factor de amortiguamiento ζ y frecuencia natural ω_n a través de las ecuaciones (25) y (26), respectivamente.

$$\zeta = \frac{\left| \ln \left(\frac{\%OS}{100} \right) \right|}{\sqrt{\pi^2 + \ln^2 \left(\frac{\%OS}{100} \right)}} \quad (25)$$

$$\omega_n^2 = \frac{-\ln \left(0.02 \sqrt{1 - \zeta^2} \right)}{\zeta t_s} \quad (26)$$

Ahora bien, la ganancia k_p se obtiene de la siguiente manera:

$$\omega_n^2 = \frac{2k_p}{T_i V_p C} \Rightarrow k_p = \frac{\omega_n^2 T_i V_p C}{2} \quad (27)$$

Como se puede ver en (27), se tienen dos incógnitas (k_p y T_i) en una sola ecuación, las cuales corresponden a los parámetros del controlador PI; ahora bien, al no contar con alguna otra expresión que contenga dichas incógnitas, se propuso una de ellas. Para ello, se toma en cuenta que, para desacoplar los lazos de control, el lazo externo debe operar de forma más lenta que el lazo interno. Considerando que la T_i contribuye en la velocidad de respuesta del controlador del lazo externo, y que su unidad de medida es segundos, se optó por relacionar T_i con τ de la ecuación (21), de la siguiente manera:

$$T_i = \tau \eta = \frac{3}{2\pi f_m} \eta \quad (28)$$

A través de múltiples pruebas que se llevaron a cabo, se vio que un buen factor de escalamiento η se encuentra en el intervalo [1000, 5000]; la elección fue $\eta=3000$.

V. RESULTADOS EN SIMULACIÓN

Construida la corriente de referencia y sintonizados los controladores de regulación y seguimiento empleados en el esquema de control en cascada, lo siguiente es presentar algunos resultados en simulación que muestren el buen desempeño del PI-PBC ya sintonizado. La TABLA II muestra los parámetros empleados para las pruebas en simulación.

TABLA II
PARÁMETROS PARA PRUEBAS EN SIMULACIÓN

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
$ S _{max}$	1 kVA	R	1290.3 Ω
ΔV_C	5 %	R_{zL}	60 Ω
V_p	180 V	L_{zI}	6.49 mH
L	3.68 mH	R_{zNL}	200 Ω
C	1 mF	L_{zNL}	1.44 mH
r_L	0.18 Ω	C_{zNL}	1 mF
r_C	0.1 Ω	f_m	15 kHz

En la Fig. 9 se muestran los resultados de simulación para cuando el PI-PBC se encuentra deshabilitado, por lo que no se compensan corrientes armónicas y potencia reactiva; nótese como la corriente de la red eléctrica i_g presenta una notable distorsión en su forma de onda debido al contenido armónico de la carga no lineal, lo cual genera una THD_1 de 37.2 % y un PF de 0.93; así mismo es posible observar que la corriente de referencia i_L^* es igual a cero, es decir, no se está generando ninguna referencia para la tarea de seguimiento.

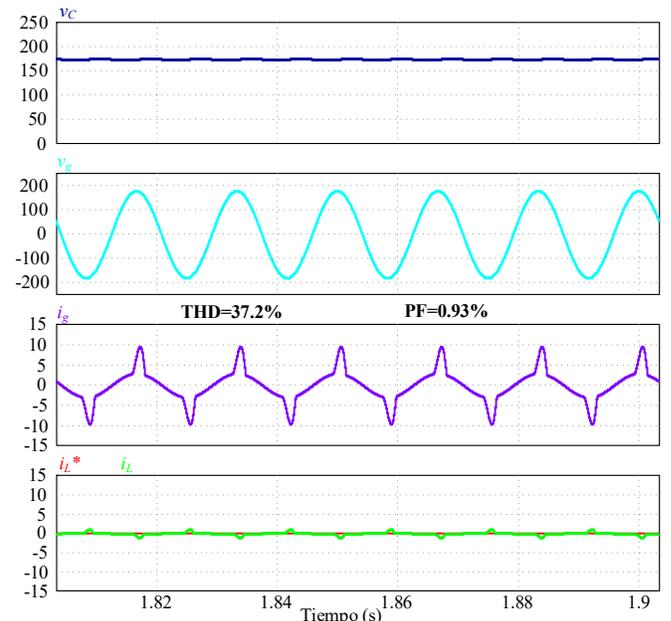


Fig. 9. Resultados en simulación sin control; v_c : voltaje de cd, v_g : voltaje de la red eléctrica, i_g : corriente de la red eléctrica, i_L^* : corriente de referencia, i_L : corriente de salida del convertidor.

Aunque el SAPF no se encuentra compensando, si presenta un funcionamiento de rectificación pasiva debido a los diodos, por lo que la corriente de compensación i_L se encarga de transferir potencia activa hacia el bus de cd para estabilizar el voltaje de cd en aproximadamente el voltaje pico de la red eléctrica. Esta etapa de precarga del capacitor, en condiciones prácticas permite reducir el transitorio de voltaje una vez que se busca regular el voltaje de cd a un nivel específico.

La Fig. 10 muestra los resultados de la tarea de regulación y seguimiento de la corriente de referencia cuando el controlador se encuentra habilitado, cuya sintonización considera un máximo sobre impulso OS del 10 % y un tiempo de establecimiento t_s de 0.3 s para el lazo externo; esta propuesta de parámetros mostró ser adecuada para tener una buena regulación del voltaje de cd.

Nótese como la regulación estabiliza el voltaje de cd a una referencia dada en 210 V aproximadamente; así mismo, la corriente de compensación i_L se superpone con la corriente de referencia i_L^* , lo cual permite compensar corrientes armónicas y potencia reactiva, logrando que la forma de onda de la red eléctrica obtenga un carácter más sinusoidal y se corrija el factor de potencia. Durante la compensación, los parámetros de rendimiento que se lograron corresponden a $THD_1=4.15\%$ y $PF=0.99$.

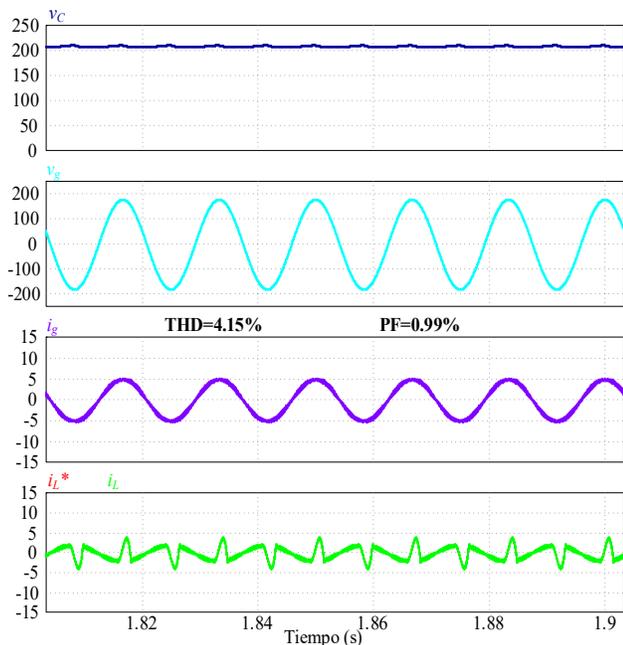


Fig. 10. Resultados en simulación con control; v_C : voltaje de cd, v_g : voltaje de la red eléctrica, i_g : corriente de la red eléctrica, i_L^* : corriente de referencia, i_L : corriente de salida del convertidor.

Los resultados obtenidos para la verificación de la consistencia de la metodología de sintonización se observan en la TABLA III. Nótese que para frecuencias de conmutación más altas se obtienen valores más pequeños de THD_1 , esto es debido a que al incrementar la frecuencia de conmutación el rizo de corriente se reduce, logrando un menor error en estado estable. Es importante comentar que para los distintos valores de frecuencia de muestreo presentados en la TABLA III, se utilizaron un sobre impulso OS del 10 % y un tiempo de establecimiento t_s de 0.3 s.

TABLA III
VALORES DE THD_1 OBTENIDOS PARA DISTINTAS FRECUENCIAS DE CONMUTACIÓN

f_m	T_i	k_P	$\tau (\times 10^{-3})$	$-k$	$THD_1 (\%)$
9600	0.1492	4.3895	9.9472	36.8154	5.86
15000	0.0955	2.8093	6.3662	57.6253	4.15
19200	0.0746	2.1948	4.9736	73.8108	3.24
24000	0.0597	1.7558	3.9789	92.3085	3.19
36000	0.0398	1.1705	2.6526	138.5527	2.20

VI. RESULTADOS EXPERIMENTALES

Se presentan ahora los resultados experimentales, mismos que se obtuvieron con condiciones similares a las de simulación, definidas en la TABLA II; cabe mencionar que el convertidor está diseñado para transferir una potencia máxima de 1 kVA aproximadamente.

En la Fig. 11 se observan resultados experimentales para cuando el controlador se encuentra deshabilitado. Nótese que para este caso la forma de onda de la corriente de la red se distorsiona debido a las corrientes armónicas de la carga, mientras que la corriente de salida del convertidor se mantiene muy pequeña.

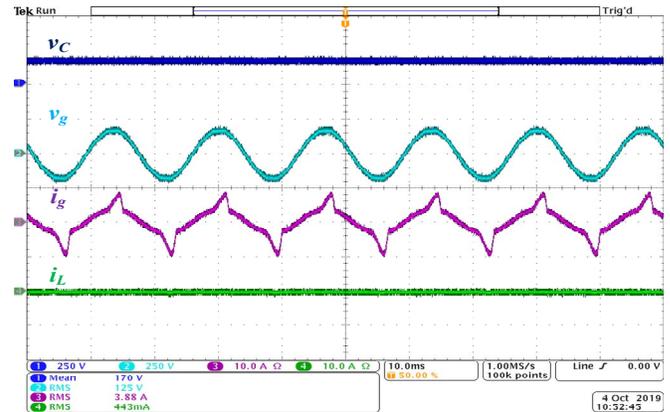


Fig. 11. Resultados experimentales sin control; 1) Voltaje de cd; 2) Voltaje de la red eléctrica; 3) Corriente de la red eléctrica; 4) Corriente de salida del convertidor.

Ahora bien, la Fig. 12 presenta los resultados obtenidos para cuando se habilita el controlador, nótese cómo la corriente de salida del convertidor adopta la forma de onda de la suma de las corrientes armónicas, mientras que la corriente de la red eléctrica presenta un comportamiento más sinusoidal.

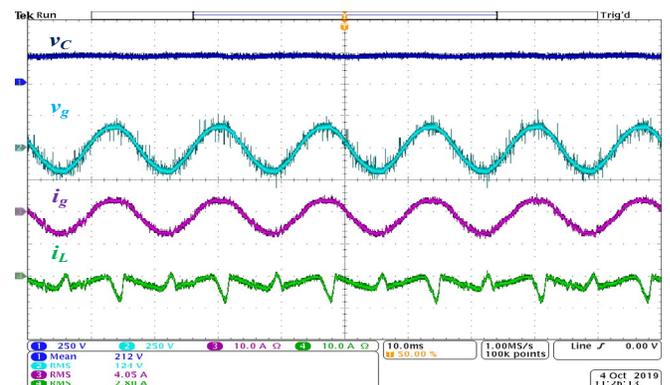


Fig. 12. Resultados experimentales con control; 1) Voltaje de cd; 2) Voltaje de la red eléctrica; 3) Corriente de la red eléctrica; 4) Corriente de salida del convertidor.

Los parámetros de THD_i y PF obtenidos experimentalmente se presentan a continuación. La Fig. 13 muestra una THD_i de 36.2 % para cuando no hay compensación, siendo los armónicos 3, 5, 7 y 9 los más significativos del espectro en frecuencia. De igual manera, se presenta un PF correspondiente a 0.94.

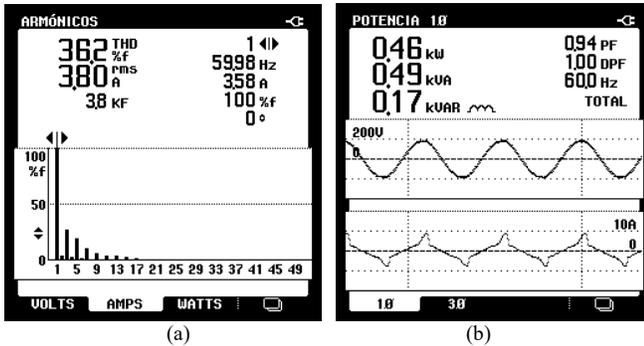


Fig. 13. Resultados experimentales con control deshabilitado: (a) THD_i y espectro armónico de la red eléctrica; (b) PF y potencias activa y reactiva en la red eléctrica.

Una vez que se habilita el controlador, la compensación de armónicos permite obtener una THD_i de 4.4 % y un incremento en el PF igual a la unidad tal y como se muestra en la Fig.14. Nótese además que las amplitudes de los armónicos 3, 5, 7 y 9 disminuyen considerablemente.

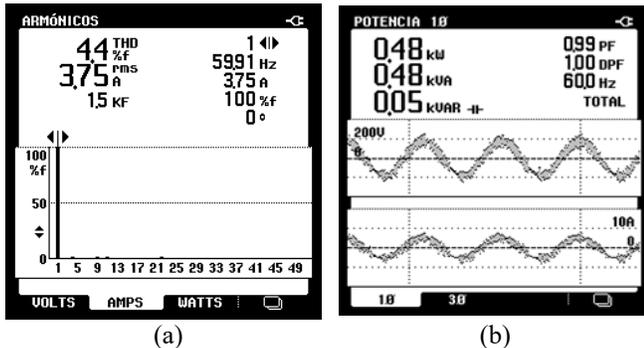


Fig. 14. Resultados experimentales con control habilitado: (a) THD_i y espectro armónico de la red eléctrica; (b) PF y potencias activa y reactiva en la red eléctrica.

En la Fig. 15 se muestra el comportamiento del sistema en condiciones de cambio de carga en la red eléctrica, las cuales involucran el acoplamiento de la carga no lineal, es decir, se parte de condiciones de carga lineal solamente, y después se habilita la carga no lineal.

La carga no lineal corresponde a un rectificador monofásico por ser de las cargas no lineales más comunes. Nótese que, a pesar del transitorio el controlador PI-PBC permite estabilizar las variables de estado aproximadamente en 4 ciclos de red, a partir de que estas se ven afectadas.

Ahora bien, con fines de resaltar las bondades del controlador PI-PBC se ha tomado como referencia un controlador PI-PI, el cual es uno de los más utilizados en filtros activos [10], [11]. En la TABLA IV se muestran resultados del controlador PI-PBC en comparación con los obtenidos con un controlador PI-PI convencional, donde las condiciones de operación son las ya establecidas por la TABLA II.

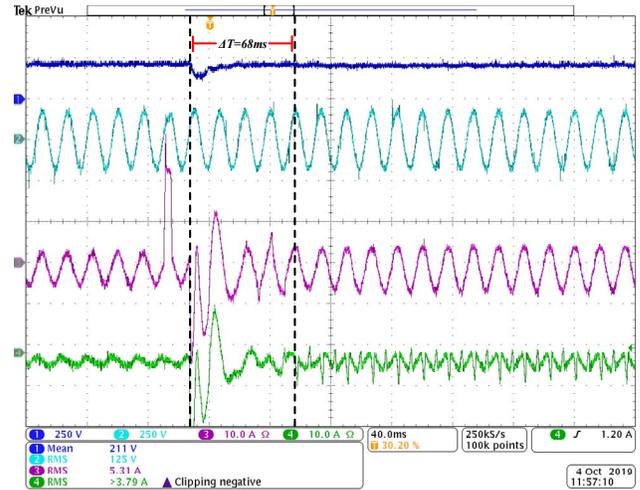


Fig. 15. Resultados experimentales para cambios de carga; 1) Voltaje de cd; 2) Voltaje de la red eléctrica; 3) Corriente de la red eléctrica; 4) Corriente de salida del convertidor.

Los parámetros involucrados en estos resultados corresponden al voltaje de red v_g , el voltaje en el bus de cd V_{cd} , el tiempo de estabilización del voltaje de cd ante variaciones de carga de lado de ca Δt , la potencia activa P_{red} , potencia reactiva Q_{red} y potencia aparente $|S_{red}|$ en la red, seguido del factor de potencia PF , la magnitud de las componentes de corriente en la red eléctrica i_1 , i_3 , i_5 e i_7 (por ser los más significativos), y la distorsión armónica de la corriente de red THD_i . Los resultados mostrados en la TABLA IV denotan una superioridad en el desempeño del PI-PBC con respecto al PI-PI, ya que el PI-PBC permite estabilizar V_{cd} en aproximadamente un ciclo de red más rápido que el PI-PI; el factor de potencia PF es corregido de forma exitosa por ambos controladores, mientras que la magnitud de las componentes armónicas 3, 5 y 7 son reducidas en mayor proporción por el controlador PI-PBC, logrando una THD_i del 4.4% en comparación con una THD_i del 7.1% conseguida con el PI-PI.

TABLA IV
COMPARATIVA ENTRE PI-PBC Y PI-PI IMPLEMENTADOS CON DSPACE1104

Parámetro	Sin SAPP	PI-PBC	PI-PI
$v_g (V_{rms})$	127	127	127
$V_{cd} (V)$	172	212	212
Δt de $V_{cd} (ms)$	---	68	84
$P_{red} (W)$	460	480	480
$Q_{red} (VAR)$	170	50	40
$ S_{red} (VA)$	490	482	481
PF	0.94	0.99	0.99
$i_1 (A_{rms})$	3.80	3.75	3.73
$i_3 (A_{rms})$	0.96	0.02	0.12
$i_5 (A_{rms})$	0.67	0.04	0.09
$i_7 (A_{rms})$	0.40	0.01	0.01
$THD_i (%)$	36.2	4.4	7.1
Número de operaciones	---	83	78

En la última fila de la TABLA IV se presenta el número de operaciones del algoritmo de control implementado en la dSPACE1104 a través del entorno de simulink, el cual es descrito a continuación.

En la etapa de adquisición de datos se tienen 4 sumas y 4 multiplicaciones a manera de adecuación de las señales sensadas; en esta misma etapa de adquisición de señales se requirió de un filtro pasa bajas de segundo orden para reducir el rizo de V_{cd} , el cual llevado a ecuación en diferencias consta de 4 sumas y 5 multiplicaciones.

La obtención de las componentes de corriente i_q^* e i_h^* correspondiente a la Fig. 3 involucra lo siguiente:

- Transformada DQ monofásica que consta de 2 sumas y 4 multiplicaciones.
- Dos filtros pasa bajas de segundo orden equivalentes a 4 sumas y 5 multiplicaciones cada uno de ellos; además de 2 sumas adicionales.
- Transformada DQ inversa monofásica que consta de 1 suma y 2 multiplicaciones.

Para la sincronización de la señal de control con el voltaje de la red eléctrica se empleó un lazo de seguimiento de fase (PLL, por sus siglas en inglés), el cual consta de 8 sumas y 10 multiplicaciones.

El esquema correspondiente a la Fig. 4 consta de:

- Un controlador PI del lazo externo, el cual llevado a ecuaciones en diferencias consta de 2 sumas y 2 multiplicaciones.
- Del resto del esquema se tienen 2 sumas y 3 multiplicaciones.

Hasta aquí, tanto el PI-PBC como el PI-PI utilizan las mismas etapas descritas anteriormente y por lo tanto el mismo número de operaciones (33 sumas y 40 multiplicaciones), únicamente cambia el controlador utilizado en el lazo interno en ambos esquemas.

El controlador PBC, de la Fig. 5, utilizado en el lazo interno consta de 4 sumas, 4 multiplicaciones y 2 divisiones. Por lo tanto, el número de operaciones requeridas para el algoritmo de control PI-PBC corresponden a 37 sumas, 44 multiplicaciones y 2 división, dando un total de 83 operaciones. Así mismo, el algoritmo de control PI de lazo interno del esquema PI-PI con el que se comparan resultados en la TABLA IV, consta de 3 sumas y 2 multiplicaciones, por lo que el algoritmo de control PI-PI utiliza 36 sumas y 42 multiplicaciones sin ninguna división, obteniendo un total de 78 operaciones. Nótese que el PI-PBC requiere de más operaciones que el PI-PI, pero a cambio se obtiene un mejor desempeño del SAPF.

VII. CONCLUSIONES

Una metodología de sintonización del controlador en cascada PI-PBC fue presentada, cuya consistencia se corroboró para distintos valores de frecuencias de conmutación. Por un lado, la sintonización del PI se basó en la simplificación de la función de transferencia del lazo externo, lo cual permitió sintonizar el PI de una manera sencilla utilizando la respuesta al escalón. Por otro lado, la sintonización del controlador PBC se basó en una propuesta respecto de la constante de tiempo de la dinámica del error; se observó que conforme la frecuencia de conmutación se incrementa, el error en el seguimiento de la corriente de referencia en estado estable disminuye. También, si se cambia la frecuencia de conmutación por una más alta, esto hace que el SAPF adquiera una dinámica más rápida, por lo que la

resintonización del PBC da lugar a una ganancia k mayor, mejorando el desempeño en la compensación de las corrientes armónicas, logrando una reducción más significativa de la THD₁. Los resultados en simulación y experimentales permitieron corroborar el buen desempeño del controlador, tanto en condiciones de estado estable como en condiciones transitorias debidas a cambios de carga en la red eléctrica. Resalta la sencillez y fácil desarrollo del método de sintonización, el cual permite la obtención de la ganancia k del PBC necesaria para condiciones específicas de frecuencia de operación del SAPF. Finalmente, con fines de resaltar las bondades del controlador PI-PBC se tomó como referencia un controlador PI-PI para realizar una tabla comparativa, donde se observó que si bien el PI-PBC requiere de más operaciones que el PI-PI, a cambio se obtiene un mejor desempeño del SAPF.

AGRADECIMIENTOS

Se agradece al Instituto Tecnológico de Sonora (ITSON) por los fondos proporcionados a través de los programas PROFAPI y PFCE para el desarrollo del proyecto.

REFERENCIAS

- [1] W. U. K. Tareen and S. Mekhief, "Three-Phase Transformerless Shunt Active Power Filter with Reduced Switch Count for Harmonic Compensation in Grid-Connected Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 6, pp. 4868–4881, 2018.
- [2] J. A. Vila, "Control No Lineal De Convertidores Electricos De Potencia," Universidad Nacional Autónoma De México, 2005.
- [3] E. Pruna, E. R. Sasig, and S. Mullo, "PI and PID controller tuning tool based on the lambda method," in *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies, CHILECON 2017 - Proceedings*, 2017, vol. 2017-Janua, pp. 1–6.
- [4] M. W. Foley, N. R. Ramharack, and B. R. Copeland, "Comparison of PI controller tuning methods," *Ind. Eng. Chem. Res.*, vol. 44, no. 17, pp. 6741–6750, 2005.
- [5] H. Hafezi, E. Akpınar, and A. Balıkcı, "Cascade PI controller for single-phase STATCOM," *16th Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo. PEMC 2014*, vol. 2, pp. 88–93, 2014.
- [6] O. Gonzalez, J. Perez-Ramirez, and J. A. Beristain, "Photovoltaic power injection to the grid with reactive power and harmonic compensation using a simple H bridge converter," in *2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, 2015, pp. 1–7.
- [7] O. Valle, E. Rodríguez, J. Martínez, J. Pérez, and J. A. Beristain, "Photovoltaic Inverter with Power Decoupling Ripple-Port for DC Voltage Ripple Minimization," *IEEE Int. Autumn Meet. Power, Electron. Comput. (ROPEC 2017). Ixtapa, Mex.*, vol. 1, p. 6, 2017.
- [8] G. Sandoval, H. Miranda, G. Espinosa, and V. Cardenas, "Passivity-based control of an asymmetric nine-level inverter for harmonic current mitigation," *Power Electron. IET*, vol. 5, no. 2, pp. 237–247, 2012.
- [9] R. A. G. Teran, J. R. Perez, J. A. J. Beristain, I. T. Sosa, and J. H. L. Hernandez, "Comparison of three-phase grid-connected inverters topologies for reactive power compensation and PV power injection," *2018 IEEE Int. Autumn Meet. Power, Electron. Comput. ROPEC 2018*, no. Ropec, 2019.
- [10] B. A. Angélico, S. A. Oliveira da Silva, and L. B. G. Campanhol, "Proportional-integral/proportional-integral-derivative tuning procedure of a single-phase shunt active power filter using Bode diagram," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 10, pp. 2647–2659, Oct. 2014.
- [11] R. A. J. Teran, J. Perez, and J. A. Beristain, "Tuning Methodology For Pi Controllers In Active Power Filters," *DYNA Energia y Sostenibilidad*, vol. 8, no. 1, pp. 1–11, 2019.



Terán G. Raúl Antonio de Jesús nació en Navojoa, Sonora, México. Obtuvo el título de Ingeniero en Mecatrónica y el grado de Maestro en Ciencias de la Ingeniería por el Instituto Tecnológico de Sonora. Actualmente funge como asistente de investigación en el área de control aplicado a convertidores de potencia. Sus áreas de interés son: electrónica de potencia, calidad de la energía eléctrica, sistemas fotovoltaicos y control automático.



Pérez R. Javier nació en Puebla, Puebla, México. Obtuvo el título de Licenciado en Electrónica por la Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico, y el Doctorado en Ingeniería Eléctrica por la Universidad Autónoma de San Luis Potosí. Desde el 2000 se ha desempeñado como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, México. Sus áreas de interés son: electrónica de potencia, calidad de la energía eléctrica, sistemas fotovoltaicos y control automático.



Beristáin J. José A. nació en Córdoba, Veracruz, México en 1973. Obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica del Instituto Tecnológico de Orizaba, el grado de Maestro en Ciencias en Ingeniería Electrónica por el Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico y el grado de Doctor por la Universidad Politécnica de Cataluña. Desde 1998 se ha desempeñado como profesor de tiempo completo en el Instituto Tecnológico de Sonora, México. Sus áreas de interés son: electrónica de potencia, calidad de la energía eléctrica y sistemas fotovoltaicos.