

Current and Voltage Harmonics Acquisition and obtaining reference currents for an Single Phase Shunt Active Power Filter

Fabián R. Jiménez López (*IEEE Mb*)
Electronics Engineering Faculty
Santo Tomas University - USTA
Bogotá, Colombia
fabianjimenez@usantotomas.edu.co

Carlos Andrés Torres Pinzón
Electronics Engineering Faculty
Santo Tomas University - USTA
Bogotá, Colombia
carlostorresp@usantotomas.edu.co

Edwin Forero
Electronics Engineering Faculty
Santo Tomas University - USTA
Bogotá, Colombia
edwinforero@usantotomas.edu.co

Abstract— This paper presents the design and implementation of the insulation and conditioning cards for sensors that measure voltage and current signals for to be applied to harmonic control and compensation in an Active Power Filter (APF). Then describes the characteristics and mathematical algorithm in the time domain technique used to obtain the reference current applied to digital control of a Shunt Single Phase Active Power Filter. Finally presents the simulation and integration of the instrumentation system with the algorithm to obtain reference currents implemented in a Digital Signal Processor (DSP) 56F8323 of Freescale®.

Keywords— Active Power Filter, Reference Currents, Active Control, Time Domain, Digital Signal Processor.

I. INTRODUCCIÓN

Los Filtros Activos de Potencia (FAP) en derivación son sistemas electrónicos de potencia que han sido diseñados para compensar armónicos de corriente, su topología y esquema de control han permitido que además compensen potencia reactiva, desequilibrio en las cargas, corrientes en neutros, desequilibrios de tensión, regulación de voltaje, parpadeo de voltaje y caídas o sobretensiones en la red [1,2,5].

La estructura de un FAP monofásico en derivación se ilustra en la Fig. 1 donde se aprecian tres subsistemas: el de instrumentación, el de potencia y el de control.

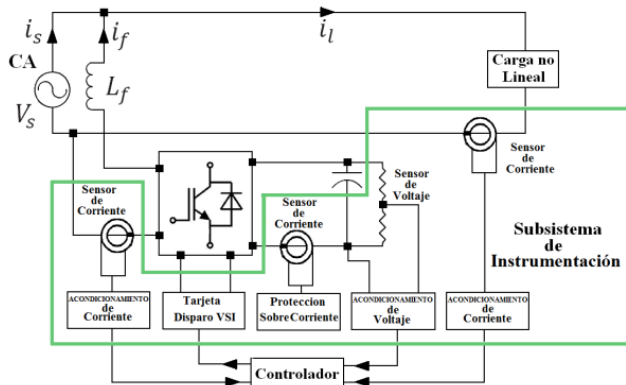


Fig. 1. Esquema del Filtro Activo de Potencia en Derivación y el Subsistema de Instrumentación.

II. DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE TARJETAS DE ADQUISICIÓN DE TENSIÓN Y CORRIENTE

En este trabajo se describe el diseño del subsistema de instrumentación del FAP el cual tiene como propósito la medición, acondicionamiento, aislamiento y adquisición de variables de tensión y corriente que intervienen en el FAP, a niveles de tensión apropiados para ser manejados por el hardware de control.

Adicionalmente, para cumplir con el objetivo de compensar armónicos por el FAP es indispensable contar con un sistema de medición y adquisición de variables de tensión de corriente AC y DC que garantice la detección de componentes armónicas hasta un orden 63 de la frecuencia fundamental de la red de alimentación monofásica. Con el teorema de muestreo de Shannon/Nyquist, de tal manera que el tiempo de respuesta del compensador siga las variaciones de la corriente en la carga de forma suave, con el menor tiempo de establecimiento.

A. Tarjeta de Adquisición de Tensión

En la aplicación del FAP mostrado en la Fig. 1 es necesario sensar la tensión de la red y la tensión en el condensador de continua C para lo cual, los parámetros de selección de sensores y diseño del acondicionamiento de tensión establecido fueron:

- Capacidad de medición de tensiones de naturaleza alterna y continua.
- La escala de acondicionamiento de la señal de tensión debe ser adecuada a un rango de tensión entre 0 a 3.3VDC, apropiada para la conversión analógica digital del procesador digital de control.
- La impedancia del sistema implementado no debe afectar la fase y la tensión de la señal medida, como tampoco introducir ruido.
- La precisión, la sensibilidad y por ende la resolución del sistema de acondicionamiento.

Se adoptó el uso de divisores de tensión por su simplicidad, baja disipación de potencia, baja sensibilidad al ruido, saturación en frecuencia nula, respuesta lineal, facilidad para implementar sistemas de calibración ajustable, facilidad para diseñar el acople de impedancias tanto de entrada como de salida y resolución infinita entre otros. La tarjeta de instrumentación de tensión diseñada a partir de la señal de

salida del atenuador, se ingreso a una etapa amplificadora acoplada en su etapa final por un seguidor de tensión compuesto por el circuito integrado AD713 (Analog Devices, 2002) para aislar los circuitos que se desean conectar evitando el efecto de carga indeseable gracias a la elevada impedancia de entrada (Ver Fig. 2).

Seguidamente, se utilizó un filtro análogo activo Antialiasing pasa bajas con el fin de evitar el efecto de distorsión de aliasing y remover las componentes de alta frecuencia de la señal sensada, y finalmente se utilizó un amplificador de aislamiento AA para salvaguardar la vida útil de la tarjeta de control y de los componentes electrónicos que la componen, seleccionando el circuito integrado ISO124 (Texas Instruments, 2005) por sus características de operación y aislamiento.

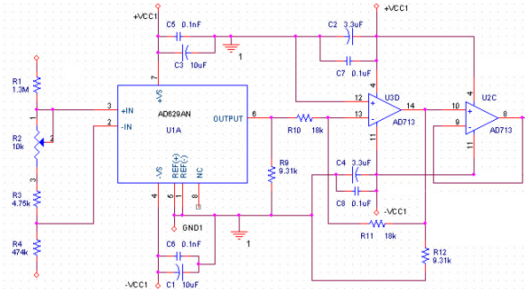


Fig. 2. Diagrama esquemático implementado Amplificador Diferencial y Seguidor.

La Fig. 3 muestra la tarjeta de acondicionamiento de tensión diseñada e implementada (IPC, 1998).

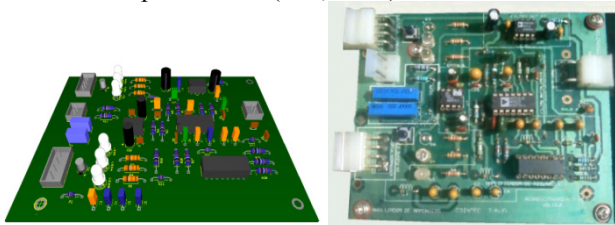


Fig. 3. Tarjeta de Acondicionamiento de Tensión Diseñada e Implementada.

En la Fig. 4 se aprecia la respuesta de la tarjeta de acondicionamiento de tensión de la red de alimentación AC en donde se aprecia el seguimiento y aislamiento a apropiado de la señal de tensión medida a 170 VAC a 60 Hz y acondicionada a 3.3VAC.

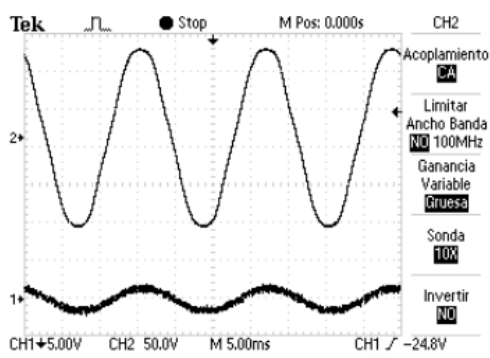


Fig. 4. Señal de tensión de entrada y salida de la tarjeta de acondicionamiento de tensión.

B. Tarjeta de Adquisición de Corriente

En la aplicación del FAP mostrado en la Fig. 1 es necesario sensar la corriente de la red, la corriente de inyección presente en el inductor L y la corriente presente en la carga no lineal.

Para la selección de los sensores de corriente y el diseño de la tarjeta de acondicionamiento de corriente se tuvieron en cuenta las siguientes consideraciones:

- Capacidad de medición de corrientes de naturaleza alterna y continua.
- La escala de acondicionamiento de la señal de corriente debe ser adecuada a un rango de tensión entre 0 a 3.3VDC, apropiada para la ventana de conversión analógica digital del procesador digital de control.
- Ancho de banda 4000Hz para detectar fielmente componentes armónicas especificadas.

El sensor SR652 (AEMC Instruments, 2006) de efecto Hall fue utilizado para medir las componentes de corriente en la red de alimentación y la salida del FAP. Una vez se captura la señal correspondiente a la corriente en la red, se acondicionó referenciándola al mismo punto de masa que la señal de tensión, para facilitar la medición, el cableado y la selección de parámetros de funcionamiento utilizando el amplificador operacional de transconductancia OTA (Operational Transconductance Amplifier) CA3080 (Intersil Americas, 2002) y finalmente la salida entregada por el OTA alimenta un filtro antialiasing para discriminar señales de ruido presentes. La Fig. 5 muestra la tarjeta de acondicionamiento de corriente diseñada e implementada.

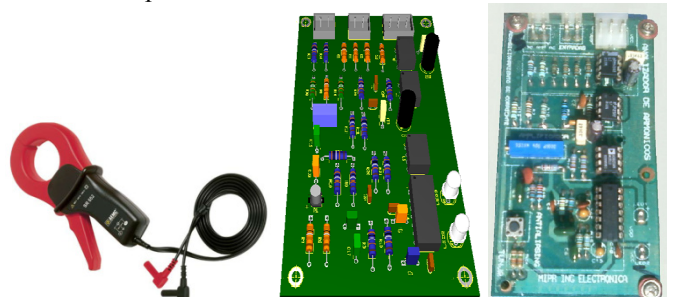


Fig. 5. Sensor y Tarjeta de Acondicionamiento de Corriente Diseñada e Implementada.

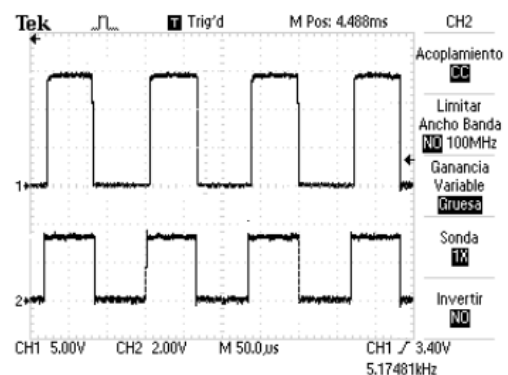


Fig. 6. Señal de corriente de entrada y salida de la tarjeta de acondicionamiento de corriente.

La Fig. 6 muestra la respuesta de la tarjeta de acondicionamiento de corriente teniendo en cuenta una señal de corriente cuadrada con elevado contenido armónico a una

frecuencia de operación de 20 KHz que circula por una carga resistiva.

III. OBTENCIÓN CORRIENTES DE REFERENCIA PARA EL CONTROL DEL FAP

La generación de la corriente de compensación es elemental para el control del FAP, ya que el seguimiento adecuado de la corriente permite asegurar un apropiado procesamiento y cálculo de la acción de control, la generación adecuada de pulsos de disparo al Inversor Alimentado por Tensión VSI, y por lo tanto la inyección de la corriente deseada de compensación de armónicos a la red [3, 4, 6, 12].

La figura 7 muestra el diagrama esquemático de la estructura interna del controlador donde se aprecia el bloque fundamental del estimador de la referencia de corriente.

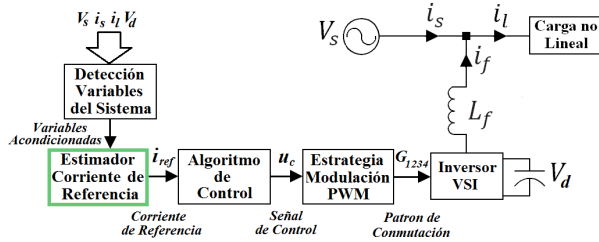


Fig. 7. Diagrama de Bloques del Sistema de Control del FAP en paralelo.

La extracción de la componente fundamental de corriente se obtiene mediante la aplicación de transformaciones sobre los valores de las variables del sistema durante un ciclo de frecuencia fundamental, por lo cual, se tuvo en cuenta en la implementación digital del controlador, la elección de la resolución adecuada para la adquisición de las señales y cumplir con el teorema de muestreo de Shannon/Nyquist, de tal manera que el tiempo de respuesta del compensador siga las variaciones de la corriente en la carga de forma suave, con el menor tiempo de establecimiento.

Los métodos de obtención de corriente de referencia se han clasificado de acuerdo al dominio en el que se calculan, bien sea en el dominio temporal (tradicionales), en el dominio frecuencial y otros algoritmos no convencionales. A continuación se describe el método de obtención de corrientes de referencia implementados para el control del FAP propuesto: el método de obtención de corrientes de referencia que utiliza la teoría de la potencia activa y reactiva instantánea $p-q$ [8,9].

A. Método de generación de referencia de corriente que usa la teoría $p-q$ instantánea:

Este método utiliza el cálculo de la potencia activa y reactiva instantánea de la carga no lineal, compuesta por una componente DC y una componente oscilatoria. La componente oscilatoria se separa en un intervalo de tiempo determinado por un número entero de ciclos. Akagi propuso la teoría $p-q$ que transforma tanto corrientes y voltajes de un sistema trifásico en un marco de referencia $a-b-c$ a un nuevo marco de referencia $\alpha - \beta$, lo que permitió analizar las potencias activa y reactiva instantáneas de los sistemas trifásicos de tres o cuatro hilos, en condiciones equilibradas o

desequilibradas. Con esta representación vectorial de corrientes o voltajes, la potencia real instantánea convencional pL y una nueva definición de potencia reactiva instantánea qL se expresaron de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p}_L + \tilde{p}_L \\ \bar{q}_L + \tilde{q}_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Donde los operadores “-” y “~” corresponden a las componentes de corriente continua y corriente alterna respectivamente. Las componentes de tensión y de corriente en el marco de referencia $\alpha-\beta$ de la ecuación (1) se obtienen de acuerdo a:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_{La} \\ x_{Lb} \\ x_{Lc} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Donde x denota bien sea la componente de tensión o corriente en el punto de conexión de la carga no lineal. Para compensar la potencia reactiva y armónica entregada a la carga no lineal, las corrientes de compensación que se requieren inyectar en la red por el FAP se obtienen mediante la transformación inversa:

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L \\ -\tilde{q}_L \end{bmatrix} \quad (3)$$

Por lo cual las corrientes de compensación en el marco de referencia $\alpha-\beta$ se transforman ahora al sistema de referencia $a-b-c$ así:

$$\begin{bmatrix} i_{fa} \\ i_{fb} \\ i_{fc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} \quad (4)$$

La teoría $p-q$ se extiende a sistemas monofásicos y se aplica donde la tensión de alimentación y la corriente en la carga se transforman al marco de referencia $\alpha-\beta$. La tensión de alimentación y la corriente de carga se consideran como componentes α y los componentes β se generan mediante el desplazamiento de 90° de la señal de tensión y corriente como se ve en la figura 8.

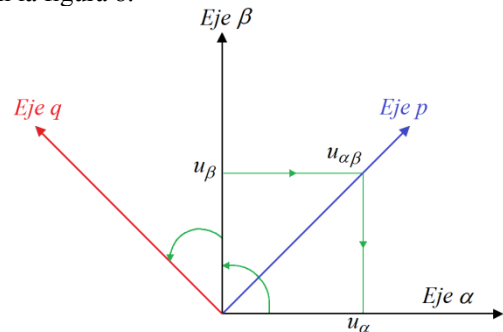


Fig. 8. Coordenadas de potencia para filtrado activo de potencia monofásico en marco de referencia rotatorio.

La potencia instantánea activa y reactiva en el sistema monofásico se define como se expresó en la ecuación (1), de tal manera que si por ejemplo, se considera una onda sinusoidal unitaria como señal de tensión y una onda cuadrada

unitaria como señal de corriente (figura 9), esta señal representa las componentes de voltaje y corriente α [10, 11]. Las componentes β de tensión y corriente se muestran en la figura 9, las cuales fueron obtenidas al desplazar las componentes α por un valor de $\pi/2$.

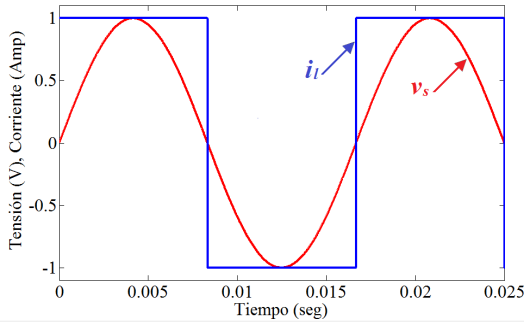


Fig. 9. Componente α de tensión y corriente de carga.

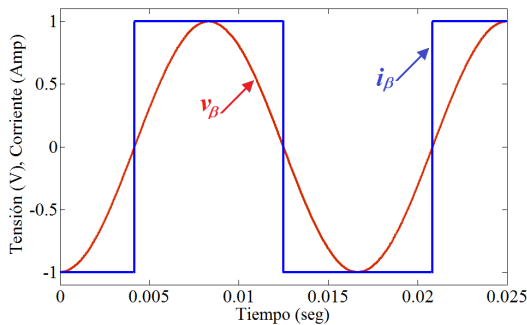


Fig. 10. Componente β de la tensión y corriente de carga.

Mediante simulación se validó el método en donde las potencias activa y reactiva instantáneas se grafican en la figura 11, las cuales corresponden a señales periódicas con periodo $T/4$. La potencia real activa y reactiva promedio puede ser calculada usando las ecuaciones (5) y (6), respectivamente, con un periodo de tiempo promediado de $T/4$. Esto mejora el desempeño transitorio del algoritmo.

$$P_{AV}^{RE} = \frac{P_{AV}}{2} = \frac{2}{T} \int_t^{t+T/4} [v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta] dt \quad (5)$$

$$Q_{AV}^{RE} = \frac{Q_{AV}}{2} = \frac{2}{T} \int_t^{t+T/4} [v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha] dt \quad (6)$$

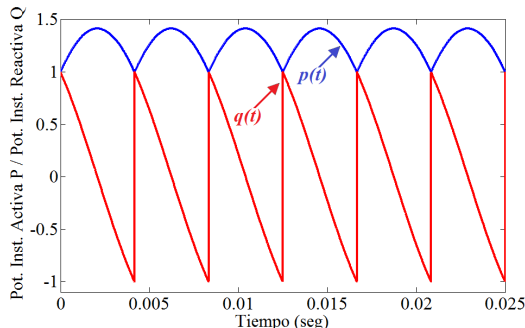


Figura 11. Potencia Real y Reactiva Instantánea utilizando la teoría p-q.

La corriente de referencia del FAP estimada para compensar los armónicos se obtiene de:

$$i_{ref} = \frac{1}{u_{\alpha\beta}^2} [u_\alpha (p - p_{AV}) - u_\beta (q_{AV} + \tilde{q})] \quad (7)$$

Donde $p - p_{AV}$ representa la potencia armónica de la carga y $q_{AV} + \tilde{q}$ representa la potencia reactiva instantánea total de la carga. La corriente de la fuente se puede obtener restando la corriente del filtro de la corriente de carga (Ver figura 12). Este método posee la ventaja de tener un tiempo de respuesta rápido, comparativamente con otros métodos propuestos en la literatura. Sin embargo, el algoritmo no puede reproducir la fuente sinusoidal de corriente cuando la tensión de alimentación está distorsionada.

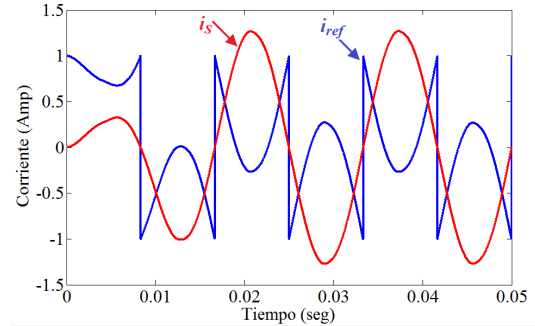


Fig. 12. Corriente compensada en la fuente y corriente de referencia para una tensión sinusoidal unitaria y una corriente de forma de onda cuadrada unitaria.

Esta técnica es fácilmente implementable, posee un excelente rendimiento en estado estacionario con tensión de alimentación ideal, pero en contraste este método es pobre para la compensación de armónicos de corriente si la tensión de la fuente no es simétrica y presenta retrasos en la compensación. La aplicación de esta técnica se resume en la figura 13.

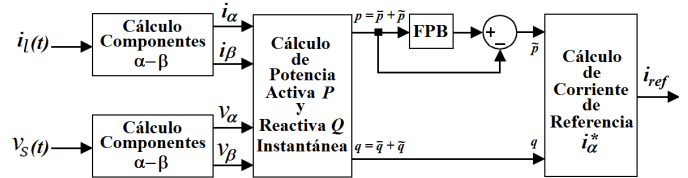


Fig. 13. Diagrama de bloques de la técnica de generación de referencia de corriente basada en la teoría p-q para sistema monofásico.

IV. IMPLEMENTACIÓN ALGORITMO PARA OBTENCIÓN DE CORRIENTES DE REFERENCIA TEORIA PQ MONOFASICA EN DSP

El código implementado en el DSP 56F8323 para el cálculo de corrientes de referencia para el control del FAP se compone de 5 rutinas de programación: la rutina de captura de variables de tensión y corriente desde el subsistema de instrumentación del FAP, la rutina de normalización de datos, la rutina de cálculo de potencia activa y reactiva, la rutina de filtrado de potencia instantánea y la rutina de cálculo de corriente de referencia [14, 15].

A. Rutina de Captura de variables de Tensión y Corriente

Esta rutina de programación tiene el objetivo de retrasar las muestras de tensión de la red V_s y de corriente en la carga i_l por un tiempo de $4,16 \text{ ms}$ que corresponde a un desplazamiento de $\pi/2$ radianes de una señal con periodo fundamental de 60 Hz . En esta rutina 125 muestras de las señales de tensión de la red y corriente de salida del FAP se almacenan cada una en 125 posiciones de memoria RAM del procesador trabajando a una tasa de adquisición de 30 KHz . El esquema del diagrama de

procede a realizar la manipulación de las componentes de tensión y corriente en los ejes α - β . A partir de la obtención de las componentes de tensión y corriente en el marco de referencia α - β en *p.u.*, se calcula la potencia activa y reactiva instantánea, basados en la teoría de potencia instantánea donde se usa la ecuación 11 a partir de la ecuación 1 implementada en el DSP a través de una suma de productos.

$$\begin{aligned} p_L &= v_\alpha \cdot i_{L\alpha} + v_\beta \cdot i_{L\beta} \\ q_L &= -v_\beta \cdot i_{L\alpha} + v_\alpha \cdot i_{L\beta} \end{aligned} \quad (10)$$

Después de obtener la potencia activa y reactiva instantánea, es necesario llevar a cabo el filtrado de la potencia activa para obtener el componente de la potencia activa instantánea que posee el contenido armónico oscilante.

En esta rutina también se calcula el término de potencia activa correspondiente al control de tensión del bus de continua, el cual, se ejecuta con la acción de control *PI* a una frecuencia de *120Hz*, permitiendo que la constante de tiempo de dicho control sea mucho mayor que la del algoritmo de control de corriente. Esto puede resultar extraño a primera vista, pero si se aplica un control muy preciso sobre la tensión en el condensador de continua, sin permitirle que presente oscilaciones, sería equivalente a tener un balance de energía nulo en el mismo, lo cual anularía su capacidad de posibilitar el filtrado activo.

D. Rutina de Filtrado de la potencia activa instantánea

Habiendo calculado el valor de la potencia activa instantánea, es necesario realizar un filtrado con el fin de obtener la componente de potencia activa instantánea de continua y seguidamente generar la corriente instantánea activa de referencia. En ese sentido se implementa un filtro digital de respuesta al impulso finita *IIR* pasa altas implementado como complementario a un filtro pasabajos bajo una frecuencia de corte de *60 Hz* como se aprecia en la figura 18. Este filtro corresponde a un filtro Butterworth de quinto orden trabajando a una frecuencia de *15KHz* cuyos coeficientes fueron calculados utilizando la herramienta *fdatoool* de Matlab®. El filtro diseñado consistió de 5 etapas discretas con periodo de muestreo $T_s = 1/15000 = 66,666\mu s$, y que mediante la aplicación de la transformada inversa Z^{-1} permitió implementar sus coeficientes mediante el comando en *C dfr16IIR* del DSP de Freescale®.

E. Rutina de Cálculo de la Corriente Activa de Referencia

Para obtener la corriente instantánea activa de referencia, es necesario realizar la suma cuadrática entre las componentes de tensión α - β como se muestra en el denominador de la ecuación 11, es decir, se requiere obtener el producto escalar de cada componente de tensión por sí mismo, sumarlas y operarlas como división mediante la transformación inversa de *Park* así:

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -\tilde{p}_L \\ -q_L \end{bmatrix} \quad (11)$$

Esta suma cuadrática es realizable en el DSP a través de las operaciones de multiplicación *MPY* y de suma *ADD*, debidamente utilizadas con respecto a las tensiones en *p.u.* Es necesario tener cuidado y atención cuando el resultado sea

igual a cero para no provocar indeterminaciones. La operación de división se puede realizar por el procesador con el comando de división *DIV*. Por otra parte, se puede establecer que el término $(v_\alpha^2 + v_\beta^2)$, permanece prácticamente constante durante todo el proceso, pues representa literalmente el módulo del vector de tensión de la red, el cual no sufre variaciones significativas.

A partir del desarrollo de los algoritmos presentados en la rutina de filtrado activo y la rutina de la inversa de la suma cuadrática de tensión, se puede obtener la corriente activa instantánea de referencia, de la ecuación (12):

$$i_{ref} = i_{f\alpha} = \frac{-\tilde{p}_L \cdot v_\alpha + q_L \cdot v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (12)$$

La figura 15 muestra el diagrama de flujo de la rutina de cálculo de potencia activa, filtrado de potencia activa y obtención de corriente de referencia implementado. Calculada la corriente de referencia, sólo resta compararla con la corriente medida a la salida del FAP, que es ahora adquirida, para calcular la corriente de compensación [17, 18].

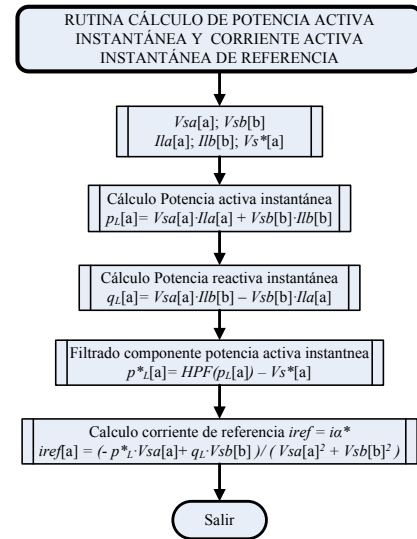


Fig. 15. Flujo de código de la rutina cálculo de potencia activa y obtención de corriente de referencia.

V. RESULTADOS OBTENIDOS

El esquema de FAP mostrado en la figura 16 fue simulado en Matlab®, bajo condiciones estáticas de la carga no lineal correspondiente a un rectificador monofásico con carga *RL*.

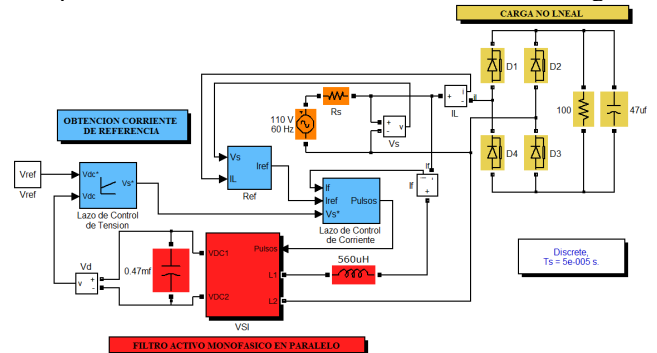


Fig. 16. Esquema de Simulación del FAP.

En esta simulación se evaluó y ajusto el algoritmo de obtención de corriente de referencia mediante el método de la teoría de potencia activa y reactiva instantánea $p-q$. Bajo condiciones de carga constante, el FAP se interconecta al sistema una vez que el puente rectificador monofásico, la fuente de alimentación de alterna y el VSI del FAP estén funcionando en condiciones nominales de operación, es decir, después de un tiempo correspondiente a 4 periodos de la fundamental (66.66ms) [19, 20].

En ese instante, se posibilita la medición de las tensiones y corrientes del sistema, el cálculo de corriente de referencia, y la generación de la tensión de compensación al inductor de inyección de corriente. A continuación se describen los resultados de las simulaciones realizadas y analizadas.

La figura 17 muestra la forma de onda corriente medida en el puente rectificador monofásico con carga RL , y la figura 18 muestra la corriente de referencia i_{ref} calculada mediante el método de obtención de corriente $p-q$ (color azul) y la corriente medida i_f (color rojo) a la salida del FAP, con el respectivo error de estimación.

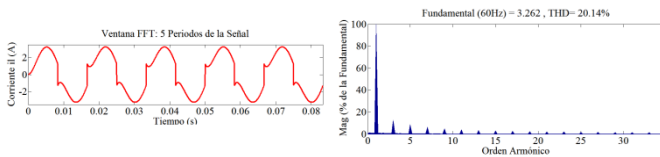


Fig. 17. Corriente en la carga no lineal correspondiente a un puente rectificador monofásico con carga RL y su respectivo espectro frecuencial.

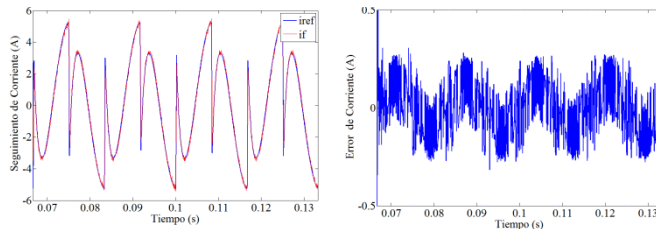


Fig. 18. Corriente de referencia i_{ref} calculada y Corriente de salida del FAP i_f y señal de error de corriente.

De la simulación de la figura 18 se aprecia que el error de estimación de corriente está entre $i_{err} = \pm 0.3A$ que es aceptable para la aplicación. Posteriormente se implementó el sistema de instrumentación integrado al DSP donde reposo el algoritmo de obtención de corrientes de referencia conectado a la carga no lineal (rectificador monofásico con carga RL).



Fig. 21. FAP Prototipo con sistema de instrumentación DSP y carga no lineal rectificador monofásico con carga RL .

Las características de operación de los elementos inductivo y resistivo considerados para la carga RL fueron: $R=20\Omega$ y $L = 16mH$ equivalentes a los valores simulados conectados en serie. Como se muestra en la figura 19. La figura 20 muestra en el canal 2 del osciloscopio Tektronix TDS1012 la tensión presente en la fuente de alimentación adquirida por la tarjeta de adquisición de tensión y en el canal 1 la medición de la corriente en la carga no lineal sin compensar, adquirida por el sensor de corriente.

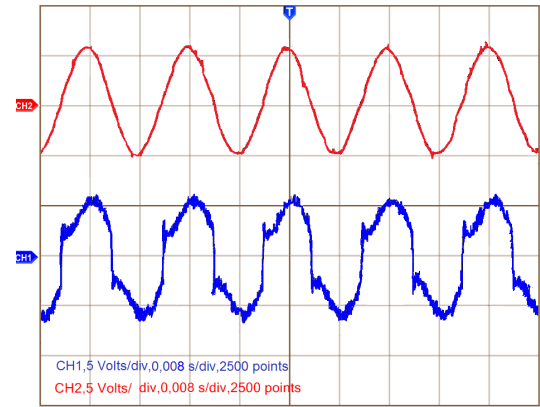


Fig. 20. Tensión de alimentación monofásica. [X: 8ms/div; Y: 50 V/div]. Corriente en el puente rectificador con carga RL [X: 5ms/div; Y: 5 A/div].

Las figura 21 presentan los resultados experimentales cuando el FAP está compensando la carga no lineal en régimen permanente. Se aprecia que la corriente de referencia producida por el filtro activo es equivalente a la simulada previamente en la Figura 17 y 18.

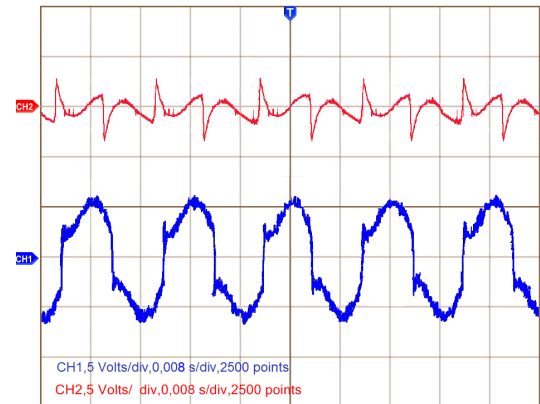


Fig. 21. Corriente de referencia calculada por el DSP [X: 8ms/div; Y: 5 A/div]. Corriente en el rectificador monofásico con carga RL [X: 5ms/div; Y: 5 A/div].

VI. CONCLUSIONES

Debido a que el muestreo de una señal analógica introduce en frecuencia una repetición del espectro centrado en n veces la frecuencia de muestreo, es indispensable utilizar un filtro digital pasabajas con una atenuación a nivel de ruido en por lo menos la frecuencia de muestreo sobre dos, para anular frecuencias que aparecen en la representación digital de la señal pero que en la realidad no existen.

En el presente trabajo ha sido de vital importancia para el funcionamiento del FAP, el análisis, simulación e

implementación del método de la teoría de potencia activa y reactiva instantánea $p-q$ aplicado a sistemas monofásicos para la obtención de referencias de corriente [21, 22]. Esta técnica presentó características provechosas en cuanto al seguimiento realizado a las corrientes de referencia y a la viabilidad de su implementación en el procesador digital de señales. Los resultados de estas simulaciones han permitido entender y medir parámetros del FAP que no podrían ser analizados en su implementación y también han sido de crucial apoyo para ajustar las condiciones de los tiempos de muestreo y filtrado de señales implementadas en el DSP.

En el trabajo realizado surgieron inconvenientes en la implementación digital sobre el DSP del método de la teoría $p-q$ monofásica cuando se presentó la necesidad de desfazar 90° las componentes de corriente y voltaje medidas, para lo cual es importante ajustar los retardos y el almacenamiento temporal de las muestras de tensión y corriente para alcanzar los desfases requeridos.

El uso de la plataforma del DSP 56F8323 que albergo el algoritmo de obtención de corrientes de referencia para controlar el ha facilitado considerablemente los cálculos matemáticos y procesamiento de la información, ya que posee los módulos de soporte de hardware, la velocidad de procesamiento y las librerías especializadas necesarias para la manipulación y conversión de datos en los formatos establecidos.

El error de estimación para las corrientes de referencia en el sistema implementado fue de un 0.3% lo que garantiza la confiabilidad del algoritmo de obtención de corrientes de referencia implementado.

REFERENCIAS

- [1] H. Akagi, "Trends in Active Pow Line Conditioners," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 9, 1994, pp. 263-268.
- [2] B. Singh, K. Al-Haddad, and A. Chandra, "A Review of Active Filters for Power Quality Improvement," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 46, 1999, pp. 960-971.
- [3] P.K. Linash and M.K. Mishra, "Comparison of Single Phase Shunt Active Power Filter Algorithms," IEEE Power India Conference, PIC'06, 2006, pp. 601-608.
- [4] A. Bhattacharya, C. Chakraborty, and S. Bhattacharya, "Shunt Compensation Reviewing Traditional Methods of Reference Current Generation," IEEE Industrial Electronics Magazine, MIE'09, vol. 3, 2009, pp. 38-49.
- [5] M. El-Habrouk, M.K. Darwish, and P. Mehta, "Active Power Filters: A Review," IEEE Proc. of Electric Power Applications, vol. 147, 2000, pp. 403-413.
- [6] T. Furukashi, S. Okuma, and Y. Uchikawa, "A Study on the Theory of Instantaneous Reactive Power," IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 37, 1990, pp. 86-90.
- [7] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components Ler p," vol. I, 1984, pp. 625-630.
- [8] H. Akagi, "New Trends in Active Filters for Power Conditioning," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 32, 1996, pp. 1312-1322.
- [9] H. Akagi, E.H. Watanabe, and M. Aredes, Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, New Jersey: Jhon Wiley & Sons, 2007.
- [10] M.T. Haque, "Single Phase $p-q$ Theory," Power Electronics Specialists Conference, PESC'02, pp.1815-1820, 2002., 2002, pp. 1815-1820.
- [11] M.T. Haque and T. Ise, "Implementation of Single Phase $p-q$ Theory," Power Conversion Conference, PCC'02, vol. 2, 2002, pp. 761-765.
- [12] M.T. Haque, "Single Phase $p-q$ Theory for Active Filters," IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering, TENCON '02, vol. 3, 2002, pp. 1941-1944.
- [13] E.H. Watanabe, R.M. Stephan, and M. Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and Reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads," IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 8, 1993, pp. 697-703.
- [14] M. Saitou and N. Matsui, "A Control Strategy of Single Phase Active Filter Using a Novel $d-q$ Transformation," Industry Application Conference, IAS'03, 2003, pp. 1222-1227.
- [15] M.K. Mishra and P.K. Linash, "A Fast Transient Response Single Phase Active Power Filter," IEEE Region 10 Conference, TENCON'05, 2005, pp. 1-6.
- [16] Costa-Castello, R. Griñó, and E. Fossas, "Odd-Harmonic Digital Repetitive Control of a Single-Phase Current Active Filter," IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, 2004, pp. 1060-1068.
- [17] M. GhatermaniKarimi, H. Mokhtari, R. Irvani, and M. Sedighy, "A Signal Processing System for Extraction of Harmonics and Reactive Current of Single-Phase Systems," IEEE Trans. on Power Delivery, vol. 19, 2004, pp. 979-986.
- [18] F. R. Jimenez, "Implementación De Una Técnica De Control No Lineal En Un DSP Para Un Compensador Activo Monofásico En Derivación" 2011, Tesis de Maestría en Ingeniería. Universidad Nacional de Colombia. pp. 1-143.
- [19] F.R. Jiménez, P. F. Cárdenas & D. L. Morales, "Consideraciones Matemáticas para el Modelamiento y Control de un Filtro Activo de Potencia en Paralelo," Revista Internacional ALAMMI. 2do. Congreso Internacional. Las Matemáticas un Lenguaje Universal. ALAMMI 2009. Do: <http://www.alammi.info/2congreso/memorias/inicio.html>
- [20] F.R. Jiménez & P. F. Cárdenas, "Filtro Activo de Potencia en Paralelo: Análisis y Diseño," Revista Colombiana de Tecnologías de Avanzada - CIETA '09, vol. 2, núm. 14, 2009, pp. 17 – 25.
- [21] F.R. Jiménez & P. F. Cárdenas, "Control Methods for Shunt Power Active Filters to reduce Harmonic Content in Electrical Systems," Proc. in 5th Conference of the Euro-American Association on Telematics and Information Systems EATIS '10, 2010.
- [22] F.R. Jiménez, P. F. Cárdenas & O. O. Rodríguez, "VSI Converter Model - As Active Power Filter," Revista Ingeniería, Investigación y Desarrollo, 2010, vol. 10, núm. 1, 2010, pp. 1 – 7 – 14.