

CONTROL DE CORRIENTE DEAD-BEAT PARA FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA

Alfonso Álzate G., Jesser James Marulanda

Ingeniería Eléctrica, Universidad Tecnológica de Pereira, Pereira, Colombia

alalzate@utp.edu.co

jjmarulanda@utp.edu.co

Resumen— El objetivo de este documento es presentar el modelo de un Filtro Activo de Potencia en simulación para mitigar los armónicos de corriente introducidos por la operación de una carga no-lineal. Utilizando el programa de simulación MATLAB-SIMULINK, se implementa el modelo del Filtro Activo Paralelo, considerando la teoría de la potencia reactiva instantánea para determinar las consignas de corriente y un controlador no lineal de corriente de banda adaptativa Dead-Beat para mantener la frecuencia de conmutación del inversor casi constante.

Palabras claves— Control de potencia reactiva, banda adaptiva, calidad de potencia, control de corriente.

Abstract— This paper describes the modeling for active power filter in simulation to mitigate current harmonics introduced by the operation of a non-linear load. The model is developed using MATLAB-SIMULINK, the instantaneous reactive power theory is used to determine the suitable current reference signals, and the dead beat current control is used to minimize commutated frequency variations of the inverters.

Keywords— Reactive control, adaptive band, power quality, current control

I. INTRODUCCIÓN

El deterioro en la calidad de la potencia eléctrica se debe en gran parte a armónicos en la corriente y en el voltaje, que son producidos por convertidores electrónicos de potencia, cargas desbalanceadas o variadores de velocidad entre otros. Todos estos elementos producen efectos indeseables en las líneas y los dispositivos conectados a esta [1], tales como pérdidas en las líneas, calentamiento en los conductores, transformadores y motores, corrientes excesivas por el neutro e incremento en los costos de operación. Por este motivo, en el diseño de las redes eléctricas industriales se hace necesaria la ubicación de dispositivos que compensen la potencia reactiva y eliminen los armónicos.

Los efectos producidos por potencias reactivas se han afrontado tradicionalmente con el uso de bancos de condensadores, mientras que para reducir el efecto de las corrientes armónicas en las líneas se utilizan filtros pasivos, filtros activos de potencia y compensadores híbridos, que son una combinación de los anteriores. La elección para cada caso particular de uno de esos tipos depende de las

condiciones técnicas y económicas que se consideren. El método tradicionalmente utilizado son los filtros pasivos, que por lo general son circuitos LC resonantes conectados en paralelo con la carga y sintonizados a la frecuencia del armónico dominante, también pueden ser de bloqueo de armónicos, paso banda o paso bajo. Un filtro activo, es un dispositivo electrónico que aprovecha la energía almacenada ya sea en un condensador o en una bobina, para entregar y/o volver a almacenar la energía según una consigna que busca compensar la perturbación. Dicha consigna se conoce con el nombre de referencia y su generación se da por medio de la apertura y cierre de interruptores de potencia (normalmente semiconductores).

Un filtro activo de potencia paralelo para la compensación de corrientes armónicas se compone principalmente de 3 bloques, un convertidor estático, un generador de referencia y un controlador de corriente, parte fundamental de un filtro activo de potencia ya que garantiza que el filtro siga la referencia deseada mediante las señales de disparo a los semiconductores utilizados en el convertidor estático.

Dentro de los controladores de corriente que existen en la actualidad, la técnica de control por histéresis da la solución más apta de todos los controladores de corriente en inversores, donde se necesita un gran rendimiento [2]. Como es bien conocido, el control por histéresis se caracteriza por su estabilidad, respuesta rápida y buena exactitud, pero presenta características indeseables, como una frecuencia de conmutación variable y una fuerte interferencia entre fases en el caso de sistemas trifásicos con neutro aislado.

Una solución satisfactoria para estos inconvenientes es la implementación de un control de corriente dead-beat [3] para banda de histéresis, para mantener una frecuencia de conmutación constante y alta velocidad de respuesta en presencia de variaciones de la corriente de referencia o transitorios. En este documento, se presenta una descripción del sistema de compensación utilizado, la estructura del filtro activo de potencia, el algoritmo utilizado en la compensación de armónicos y la descripción del controlador de corriente. Se muestra en la última parte del documento los resultados obtenidos y las conclusiones realizadas.

II. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA ELÉCTRICO Y DEL FILTRO ACTIVO DE POTENCIA

La estructura del filtro activo de potencia, la red de alimentación y la carga utilizada se muestra en la Figura 1.

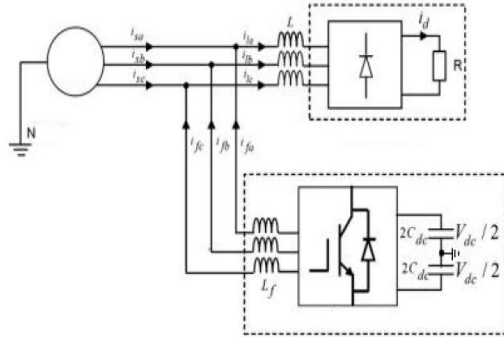


Figura 1. Modelo del sistema de potencia y del filtro activo paralelo.

El sistema de distribución de baja tensión se ha modelado con un generador trifásico de tensión balanceado en serie con una impedancia RL que representa la impedancia de la línea.

Para evaluar el desempeño del filtro activo y de la técnica de control de corriente dead-dead, la carga se compone de tres rectificadores monofásicos no controlados, que alimentan cargas en el lado de continua conformadas por una resistencia en serie con una inductancia, con valores distintos para cada rectificador para introducir desbalance en las corrientes de la carga.

El filtro activo en paralelo con la carga, presenta un inversor trifásico conectado a la red a través de inductancias de acople y se ha conectado el neutro de la carga al punto medio de la barra de continua del inversor facilitando el control del inversor ya que las tres ramas del inversor operan de manera independiente.

Para mitigar las componentes de alta frecuencia de la corriente que se producen por los estados de conmutación del inversor, en la salida del filtro activo se ha considerado una etapa de filtrado pasivo con una frecuencia de sintonización superior a la máxima a la máxima frecuencia que presentan las corrientes de compensación para no afectar la forma de estas señales.

III. CÁLCULO DE LAS CORRIENTES DE COMPENSACIÓN

Se utiliza el método de la potencia reactiva instantánea para calcular las consignas de corriente del inversor como se describe en [4]. Por medio del cálculo de la potencia instantánea consumida por la carga en un marco de referencia estacionario, se determina la consigna de inyección. Los valores de las corrientes de compensación en el sistema trifásico abc , se obtienen mediante la transformación inversa de Clarke, como se muestra en (1).

$$\begin{pmatrix} i_{ca} \\ i_{cb} \\ i_{cc} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{c\alpha} \\ i_{c\beta} \\ i_{c0} \end{pmatrix} \quad (1)$$

IV. CONTROL DE CORRIENTE DE INYECCIÓN DEAD BEAT

Es un control de corriente predictivo muy común, el cual trabaja en un número finito de intervalos y es utilizado en este documento.

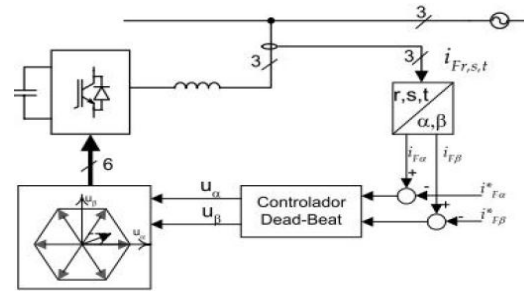


Figura 2. Esquema simplificado de control dead-beat con modulación vectorial.

Este tipo de controlador utiliza la información relativa al modelo del inversor que se está implementando, para en función de la corriente que se quiere producir, calcular la tensión que se quiere en bornes, antes de las bobinas, para generar el incremento deseado de corriente. Cuando la estrategia de control trata de alcanzar la referencia al final del intervalo de conmutación se habla de controladores dead-beat. Un esquema simplificado para este método de control se muestra en la Figura 2, en la que el método de modulación de la tensión es, en este caso, vectorial. El modelo del controlador se basa en la discretización de las ecuaciones de la evolución de la corriente por la bobina de alisado del mismo.

$$i(k+1) = \frac{T}{L} (u_{av}(k) - u_s(k)) + i(k) \quad (2)$$

T : Tiempo de muestreo.

L : Inductancia de conexión a la red en cada fase.

$u_{av}(k)$: Tensión media del inversor en el k .

$u_s(k)$: Tensión muestreada de la red en el instante k .

$i(k)$: Corriente en el instante k .

$i(k+1)$: Corriente en el instante $k+1$.

En función de esta ecuación, se calcula la tensión que se necesita imponer para que la corriente siga a una determinada referencia como

$$u_a(k+1) = \frac{L_m}{T}(i_r(k) - i(k)) + 2u_s(k) - 2u_{av}(k) \quad (3)$$

i_r : Referencia de corriente

L_m : Valor modelado de la inductancia.

La tensión de red $u_s(k)$ se puede estimar en función de los valores anteriores de la tensión del inversor y las corrientes, que se suponen conocidas:

$$e_s(k+1) = u_{av}(k+1) + \frac{L_m}{T}(i(k+1) - i(k)) \quad (4)$$

Sustituyendo la tensión de red $u_s(k)$ por esta tensión estimada $e_s(k+1)$, se obtiene el modelo deseado. El controlador dead-beat es mejor que el método basado en controladores *PI*, obteniendo mejores resultados que este [5]. Sin embargo, sigue generando un retraso entre la referencia y la corriente real del inversor que puede dificultar su utilización en filtros activos.

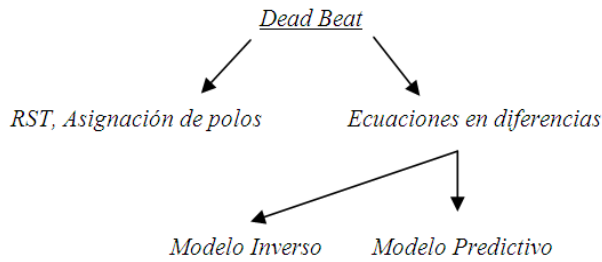


Figura 3. Estrategia de desarrollo de control dead-beat.

Generalmente el control dead-beat, por ser un algoritmo de control de tiempo mínimo se desarrolla mediante métodos de síntesis [6], estrategia de asignación de polos *RST* y diseño mediante ecuaciones en diferencias como se muestra en la Figura. 3. La estrategia de asignación de polos *RST* se basa en la definición de tres polinomios (*R, S y T*) de manera que los polos en lazo cerrado se sitúen en las posiciones adecuadas para que el sistema tenga el comportamiento deseado. En este caso se pretende que la respuesta tenga un tiempo de establecimiento mínimo. El diseño mediante ecuaciones en diferencias por modelo inverso se determina en dos etapas. En la primera etapa se obtienen las funciones de transferencia discreta del sistema. En la segunda etapa, partiendo de las funciones de transferencia discreta expresadas en *z* se obtienen las relaciones que definen la ley de control y se expresan en forma de ecuaciones diferenciales. Por otra parte, el diseño basado en el modelo predictivo [2] es el que se utiliza en este documento y se realiza mediante la aproximación

discreta de las magnitudes que aparecen en las ecuaciones diferenciales del sistema. La aproximación discreta se realiza mediante la adopción de ciertos supuestos y aproximaciones. En la Figura 1, se presenta el modelo sobre el cual se desarrollan las ecuaciones diferenciales para llegar a un controlador de corriente dead-beat. Solo se toma la fase *a*, para simplificar el desarrollo. El voltaje en la fase *a* y la corriente inyectada por el filtro activo de potencia se relacionan de la siguiente forma:

$$L_f \frac{di_{fa}}{dt} + v_{sa} = u_a \quad (5)$$

Donde u_a es el voltaje instantáneo de salida de cada pierna del filtro, referido al punto medio del bus *DC*. En la práctica, u_a puede tomar valores de $\pm v_{dc}/2$, dependiendo del estado de conmutación de los transistores. Sin embargo, si una corriente de referencia ideal i_{fa}^* fluye por la fase *a* del filtro, existirá un voltaje ficticio dado por u_a^* , dado por (6)

$$L_f \frac{di_{fa}^*}{dt} + v_{sa} = u_a^* \quad (6)$$

Así, la diferencia entre la corriente real y la referencia se define como:

$$\varepsilon_a = i_{fa} - i_{fa}^* \quad (7)$$

Despejando i_{fa} de (5), i_{fa}^* de (6) y reemplazando en (7), se tiene:

$$L_f \frac{d\varepsilon_a}{dt} = u_a - u_a^* \quad (8)$$

El término $u_a - u_a^*$ puede ser considerado constante durante un periodo de modulación. Con esta ecuación se muestra que una modulación libre de interferencia se puede obtener y que $\varepsilon_a(t)$ tiene un comportamiento triangular como se muestra en la Figura 4.

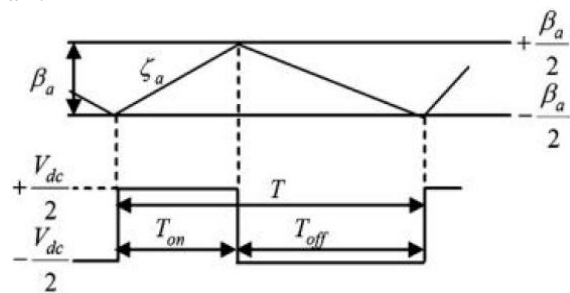


Figura 4. Error de corriente (arriba), voltaje de cada pierna del inversor (abajo).

Ahora, de la ecuación (8) y con referencia de la Figura. 4, se puede obtener una expresión matemática de la forma

Para $0 < t < T_{ON}$, se tiene que:

$$\frac{V_{dc}}{2} - u_a^* = L_f \frac{\Delta \varepsilon_a}{\Delta t} = L_f \frac{\beta_a}{T_{ON}} \quad (9)$$

Para $T_{ON} < t < T$, se tiene que:

$$-\frac{V_{dc}}{2} - u_a^* = L_f \frac{\Delta \varepsilon_a}{\Delta t} = -L_f \frac{\beta_a}{T - T_{ON}} \quad (10)$$

De (9) y (10), se obtiene el periodo de conmutación

$$T = \frac{4L_f \beta_a}{V_{dc}(1 - u_{na}^2)} \quad (11)$$

$$\tau_p = T \frac{1 + u_n}{2}, \quad (12)$$

$$\tau_n = T \frac{1 - u_n}{2} \quad (13)$$

Donde u_{na} es el voltaje normalizado.

$$u_{na} = \frac{u_a^*}{(V_{dc}/2)} \quad (14)$$

De (11), es claro que si el ancho de banda β_a es constante y u_a^* varía, entonces el periodo de conmutación T es variable.

Para mantener una frecuencia de conmutación constante, la banda de histéresis β_a tiene que ser dinámicamente modificada de acuerdo a (19)

$$\beta_a = \frac{V_{dc}(1 - u_{na}^2)}{4L_f} T_d \quad (15)$$

Donde T_d es el periodo de modulación deseado. De las ecuaciones (11), (12), (13) y (15), una simple estimación del estimador de banda se puede obtener:

$$\beta_1 = 4\beta_0 \frac{\tau_p \tau_n}{T^2} = 2\beta_0 \left(1 - \frac{\tau_p^2}{T^2} - \frac{\tau_n^2}{T^2} \right) \quad (16)$$

Donde la banda de referencia β_0 es la banda de histéresis necesaria para una frecuencia fija en el voltaje de fase cero, dado por (17)

$$\beta_0 = \frac{ET_r}{4L} \quad (17)$$

Una expresión aproximada para β_1 está dada por

$$\beta_1 \approx 2\beta_0 \left(1 - \frac{\tau_p^2}{T_r T} + \frac{\tau_n^2}{T_r T} \right) \quad (18)$$

Hasta este punto el controlador mantiene su estructura análoga, pero un control digital de ancho de banda adaptivo se adiciona para lograr una frecuencia de conmutación constante como se muestra en la Figura. 5, donde se muestra la adaptación de la banda de histéresis para dos periodos de modulación consecutivos. De la Figura 5, se establecen las siguientes ecuaciones

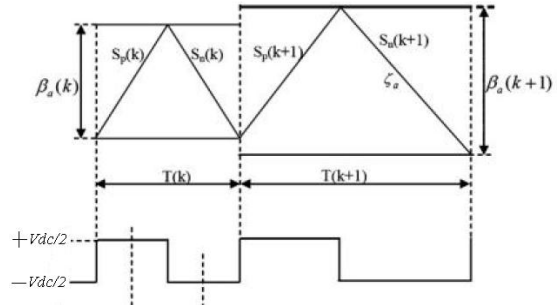


Figura 5. Algoritmo de control dead-bead para dos periodos.

$$\beta_a = S_p T_{ON} = S_n T_{OFF} \quad (19)$$

$$T = T_{ON} + T_{OFF} \quad (20)$$

Donde S_p y S_n son las pendientes positiva y negativa del error de corriente ε_a . Para un periodo de conmutación a k , se tiene

$$T(k) = \beta_a(k) \frac{S_p(k) + S_n(k)}{S_p(k)S_n(k)} \quad (21)$$

Para un periodo de conmutación correspondiente a $k + 1$, se tiene que:

$$T(k + 1) = \beta_a(k + 1) \frac{S_p(k + 1) + S_n(k + 1)}{S_p(k + 1) \cdot S_n(k + 1)} \quad (22)$$

Para dos periodos de conmutación, se tienen las siguientes simplificaciones:

$$S_p(k) = S_p(k + 1) \tag{23}$$

$$S_n(k) = S_n(k + 1) \tag{24}$$

De (22), (23) y (24) se puede derivar la ecuación de control

$$\beta_a(k + 1) = \beta_a(k) \frac{T(k + 1)}{T(k)} \tag{25}$$

El principio de control dado por (25), mantiene la frecuencia de conmutación constante, donde $T(k + 1)$ es el periodo de conmutación deseado, el cual se quiere imponer y $T(k)$ es el periodo actual, todo esto para predecir el ancho en el tiempo k el ancho de banda $\beta(k + 1)$ y por lo tanto este razonamiento se destina para lograr el ancho de banda apropiado que lleve a cero el error entre el periodo de conmutación real y el periodo de conmutación deseado. El razonamiento anterior lleva a un algoritmo que es equivalente a un control dead-beat de primer orden.

V. RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN

Las corrientes en la red de alimentación, previas a la conexión del filtro activo de potencia, introducidas por la operación de los rectificadores monofásicos no controlados, se muestran en la Figura 6.

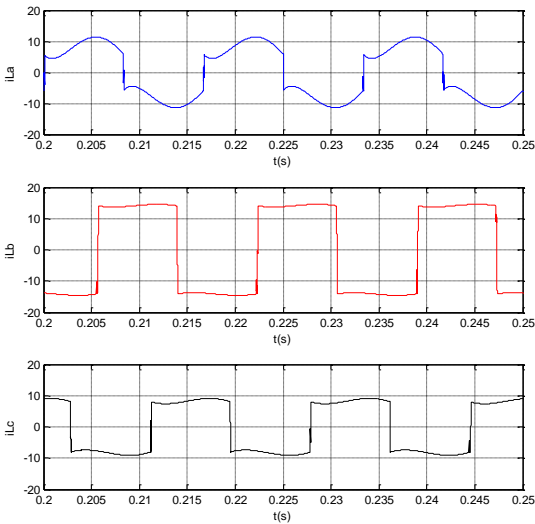


Figura 6. Corrientes en la fuente de alimentación sin compensación.

Debido al desbalance que se presenta en la carga, se genera una corriente por el conductor neutro que se muestra en la Figura 7.

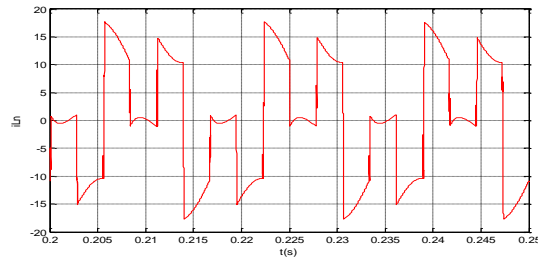


Figura 7. Corrientes en el neutro de la alimentación sin el filtro activo de potencia.

Además, debido a la naturaleza no-lineal de la carga, se generan armónicos en las corrientes y voltajes en la alimentación. El THD de las señales de corriente, se presenta en la Tabla I.

Fases	THD (%)
Corriente fase a	24.7
Corriente fase b	43.6
Corriente fase c	43.2

Tabla I. Distorsión armónica de las corrientes de alimentación.

Una vez realizada la compensación, aplicando el control de corriente dead-beat, se obtuvieron las siguientes formas de onda en las corrientes de alimentación.

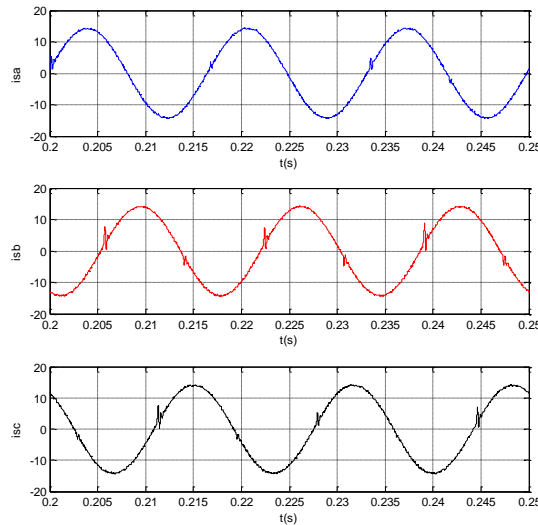


Figura 8. Corrientes en la fuente de alimentación compensadas.

La corriente por el neutro de la red de alimentación, después de la compensación se muestra en la Figura 9.

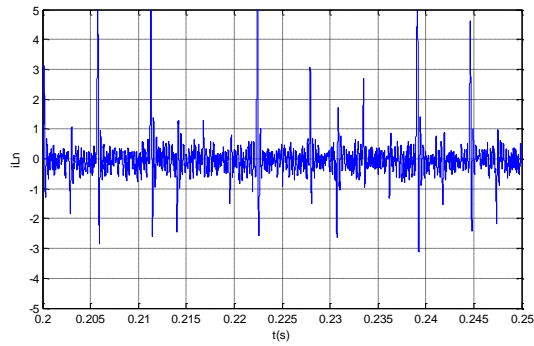


Figura 9. Corriente en el neutro de la fuente de alimentación compensada.

La frecuencia de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia del inversor se muestra en la Figura 10, y en la Figura 11 se presenta la forma de onda de la banda adaptativa obtenida con el controlador dead-bead para alcanzar la frecuencia de conmutación deseada.

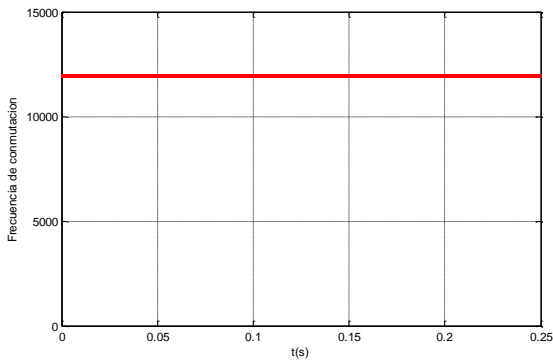


Figura 10. Frecuencia de conmutación para una rama del inversor.

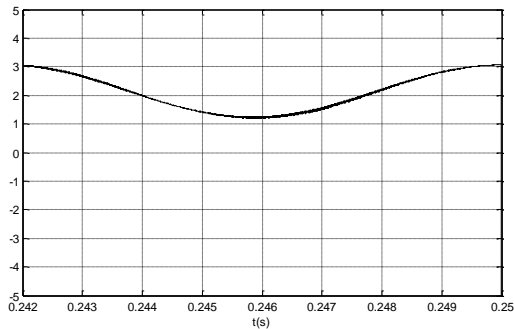


Figura 11. Banda adaptiva con el controlador dead-bead.

La consigna de corriente instantánea para las fases *abc*, a partir de la teoría de la potencia reactiva instantánea, se muestran en la Figura 12.

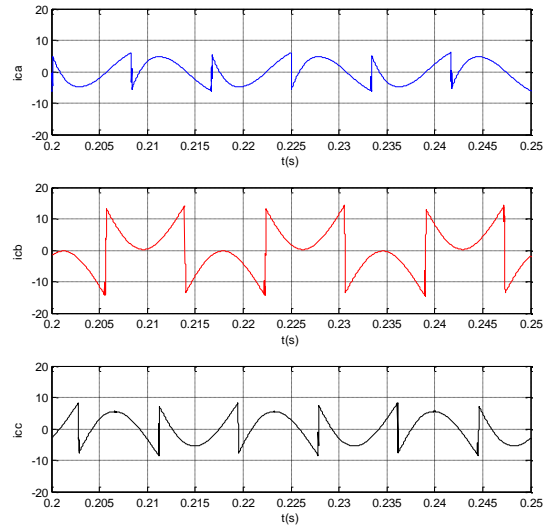


Figura 12. Consignas de corriente en los ejes *abc*.

Una grafica de los armónicos en la red de alimentación, después de la compensación, se muestra en la Figura 13 para las tres fases. Los valores de *THD* para las corrientes de la red de alimentación compensadas, se muestran en la Tabla II. Se demuestra la calidad de las señales obtenidas y la efectividad del sistema de compensación para mitigar armónicos de corriente en una red de distribución.

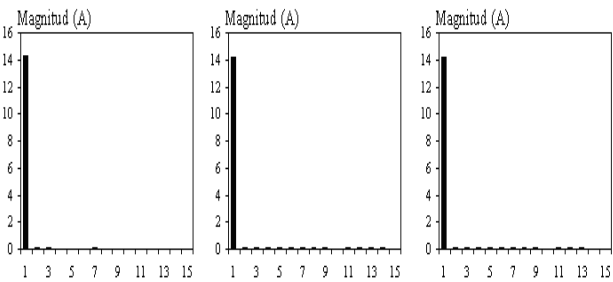


Figura 13. Distorsión armónica de la corriente de alimentación antes y después de la compensación.

Fases	THD (%)
Corriente fase a	24.7
Corriente fase b	43.6
Corriente fase c	43.2

Tabla II. Distorsión armónica de las corrientes de alimentación antes y después de la compensación.

VI. CONCLUSIONES

Se muestra la implementación en simulación de un control de corriente digital dead-bead, para filtros activos de potencia en paralelo, logrando compensar corrientes armónicas y eliminando casi en su totalidad corrientes por el neutro para sistemas con

cargas desbalanceadas. Además, es posible obtener una frecuencia de conmutación constante en el inversor, razón necesaria para la operación de un filtro activo de potencia.

Al emplear la técnica de la potencia reactiva instantánea, se muestra que es efectiva y presenta excelentes resultados, pero su implementación requiere de un procesamiento matemático fuerte y por lo tanto de rápidos microcontroladores que respondan en tiempo real a las exigencias del sistema.

Al hacer un análisis comparativo de un control de corriente digital dead-bead con un controlador análogo de corriente adaptiva de histéresis [7], se puede decir que los resultados son similares con la ventaja que presenta el controlador digital en la implementación.

REFERENCIAS

- [1]. C. Roger, F. Mark and H. Wayne, "Power System Quality", *McGraw-Hill*, New York, 1976.
- [2]. L. Malesani, S. Buso, S. Faloso and L. Matavelli, "A dead bead adaptive hysteresis," *IEEE Trans. On industry applications*, vol. 36, No. 4, Jul. 2000.
- [3]. L. Malesani, L. Matavelli, S. Robust, "Current control for PWM rectifiers and active filters," *Universidad de Padova*, Departamento de Ingeniería Eléctrica.
- [4]. H. Akagi, H. Kanazawa and Y. Nabae, "Instantaneous reactive power compensator comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Trans. On industry applications*, vol. IA-20, No. 3, May. 1984.
- [5]. J. Farith, "Topologías y algoritmos de control para filtros activos aplicados a la mejora de la calidad del suministro eléctrico," *Universidad Carlos III de Madrid*. 2005.
- [6]. J. Galarza, "Control de un compensador de huecos e interrupciones breves de estructura monoconvertidor," *Universidad de Mondragon*. 2006.
- [7]. A. Alzate, J. Marulanda "Control de armónicos usando la teoría pq y control de corriente basado en histéresis con banda adaptiva", SICEL 2010.