

Active Power Filter with Current Balance Capability for Two-Phase Installations

Filtro Activo de Potencia para Instalaciones Bifásicas con Capacidad de Balance de Corrientes

M.V. Fajardo^{1,2} J.C. Viola¹ F.A. Quizhpi¹

¹ Politecnica Salesiana University, Cuenca, Ecuador

E-mail: mfajardom@est.ups.edu.ec; jviola@ups.edu.ec; fquizhpi@ups.edu.ec

² Simon Bolivar University, Caracas, Venezuela

Abstract

The inclusion of high consumption electric loads such as induction stove and electric heaters has made it necessary to install a second phase in many homes. This brings with it the problem of unbalances in the currents of each phase. The present work proposes the use of two inverter topologies acting as active two-phases power filters. In addition to the reactive power compensation capability, these filters can balance active power in each phase for 120-phase and 180-degree two-phases systems.

Index terms– Back to Back, active power filter, two-phase systems, pulse width modulation, load balance, load unbalance.

Resumen

La inclusión de cargas eléctricas de alto consumo como cocinas de inducción y calentadores eléctricos ha hecho necesaria la instalación de una segunda fase en muchos domicilios. Esto trae acarreado el problema de desbalances en las corrientes de cada fase. El presente trabajo propone el uso de dos topologías de inversores actuando como filtros activos de potencia bifásicos. Además de la capacidad de compensación de potencia reactiva estos filtros pueden balancear la potencia activa en cada fase para sistemas bifásicos con 120° y con 180° entre fases.

Palabras clave– Back to Back, filtro activo de potencia, sistemas bifásicos, modulación de ancho de pulso, cargas balanceadas, cargas desbalanceadas.

Recibido: 25-10-2017, Aprobado tras revisión: 20-11-2017

Forma sugerida de citación: Fajardo, M.; Viola, J.; Quizhpi, F. (2018). "Filtro Activo de Potencia para Instalaciones Bifásicas con Capacidad de Balance de Corrientes". Revista Técnica "energía". No. 14, Pp. 64-71
ISSN 1390-5074.

1. INTRODUCCIÓN

La tensión estándar en Ecuador para las conexiones de baja potencia es de 120 Vrms, resultando necesario utilizar una segunda fase para alimentar cargas pesadas especialmente cocinas de inducción y calentadores eléctricos, los cuales se han instalado en gran número en los últimos años.

El cableado de la red residencial en Ecuador es principalmente monofásico, pero con el cambio de la matriz energética y la inclusión de cocinas de inducción, se tuvo que añadir una segunda fase para soportar estas cargas. Un escenario que comúnmente se observa es que en aquellas casas en las que se agregó una segunda fase que no formaba parte del cableado eléctrico original, la segunda fase se dedica exclusivamente al enchufe destinado a la cocina de inducción o el calentador eléctrico, mientras que la fase original alimenta el resto de las cargas monofásicas del domicilio. Esto ocasiona que exista una sobrecarga en una sola fase, porque no se realiza una redistribución de cargas cuando se incluye la segunda fase. Aunque el sistema está diseñado para sistemas residenciales, también puede ser empleado en redes de subdistribución para lograr un balance de cargas en la red.

El artículo se enfoca en las instalaciones residenciales bifásicas, considerando dos tipos particulares: el primero que se obtiene al tomar dos fases y el neutro de un sistema trifásico convencional de 4 hilos, es decir el desfase entre fases es de 120° , y el segundo el cual consiste en utilizar un transformador con 2 salidas en contrafase y toma central, resultando en un desfase de 180° entre fases. En la Fig. 1 se puede observar el esquema del cableado para la obtención de los sistemas bifásicos. El presente documento propone una nueva topología back to back (BtB) para sistemas bifásicos, que permite la compensación de potencia reactiva y el equilibrio de las cargas mediante la compensación de potencia activa.

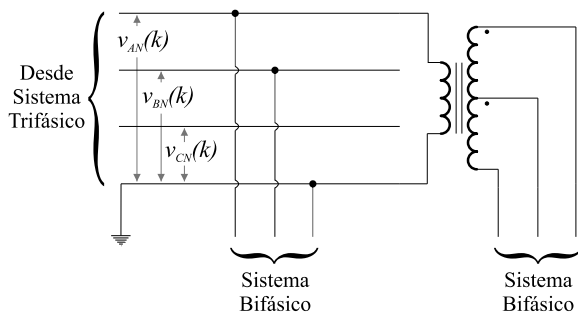


Figura 1: Sistemas Bifásicos

2. FILTROS ACTIVOS DE POTENCIA EN SISTEMAS BIFÁSICOS

El Filtro activo de potencia (APF) para aplicaciones monofásicas y trifásicas se encuentra ampliamente reportada en la literatura técnica en [1], [2], [3], [4], pero hay una falta de documentos

que aborden aplicaciones en sistemas bifásicos. Entre los pocos trabajos sobre sistemas bifásicos están [5], [6], donde los autores han propuesto el uso de dos convertidores de 5 niveles para la compensación de los armónicos de corriente entre dos fases de un sistema trifásico como se muestra en la Fig. 2. No obstante, esta topología no puede compensar la potencia activa, ya que cualquier cantidad de potencia activa tomada de la red producirá un incremento permanente en la carga del condensador en el bus CC. De forma similar, si se requiere una inyección de potencia activa, se reducirá la carga neta del condensador de bus de CC. Por lo tanto, con esta topología se hace imposible equilibrar las corrientes cuando hay conectadas cargas asimétricas a la red. Para los sistemas trifásicos hay varios esquemas propuestos que usan inversor con fuente de voltaje (VSC) en disposición de back-to-back (BtB) para permitir la compensación de potencia activa. La compensación de potencia activa permite tener un equilibrio de cargas en la red.

En [7] y [8] se reportan dos de estas topologías. Sin embargo, la topología presentada en la Fig. 3 utiliza una configuración BtB de puentes H, que permite que la carga neta que se inyecta desde una fase sea extraída y enviada a la otra fase, logrando un equilibrio de corriente permanente. Esta topología de APF presentada en [9], realiza una compensación de potencia activa y reactiva a la vez.

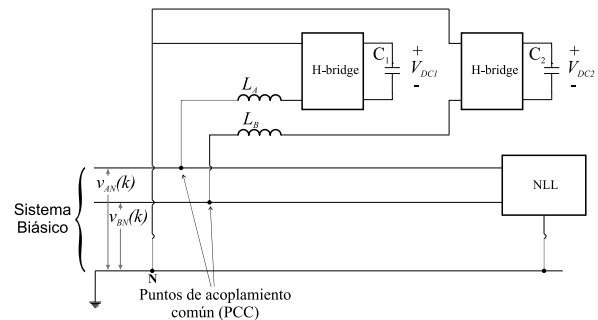


Figura 2: Filtro Activo de Potencia Bifásico

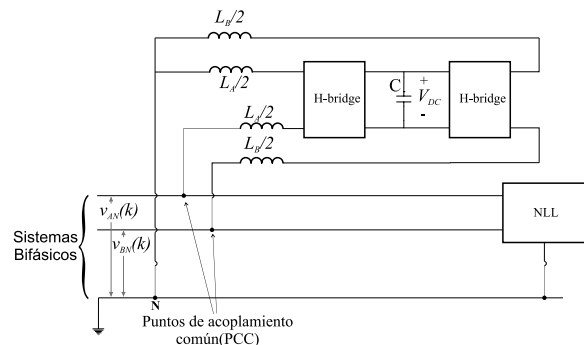


Figura 3: Filtro Bifásico Back to Back

3. TOPOLOGÍA PROPUESTA PARA EL FILTRO DE POTENCIA

La topología propuesta se muestra en la Fig. 4, la cual se basa en la topología de un inversor trifásico, donde dos de las ramas se conectan mediante inductores a las fases de la red y la tercera rama a

neutro. Esta topología, al igual que la BtB mostrada en la Fig. 3 tiene capacidad para compensar tanto potencia reactiva como activa. Algunas de las ventajas de esta topología con relación a la BtB de puentes H son: menor dispositivos de conmutación y no tener estados de conmutación que produzcan cortocircuitos en el bus DC, por lo que no es necesario dividir los inductores para contrarrestar este efecto.

La topología propuesta requiere un rediseño de la modulación de ancho de pulso enviada a cada rama del puente para poder obtener tensiones apropiadas a los distintos sistemas bifásicos.

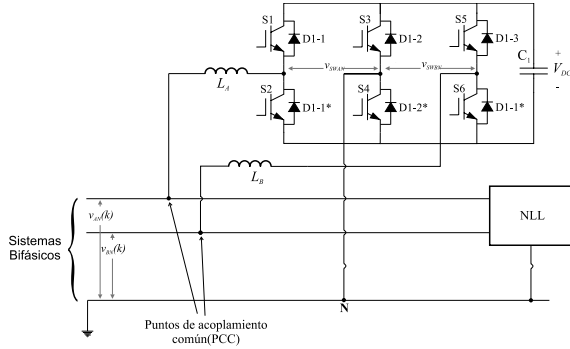


Figura 4: Filtro Bifásico Propuesto

3.1. Modulación en la Tercera Rama de Neutro

En un puente trifásico operando en condiciones equilibradas las expresiones de las moduladoras enviadas a cada rama de puente fueron tomadas de [10] y son:

$$V_{AN} = \frac{V_{DC}}{2} + m_a \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega) \quad (1)$$

$$V_{BN} = \frac{V_{DC}}{2} + m_b \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \frac{2}{3}\pi) \quad (2)$$

$$V_{CN} = \frac{V_{DC}}{2} + m_c \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \frac{4}{3}\pi) \quad (3)$$

Los voltajes de correspondientes de línea resultan:

$$V_{AB} = (m_a - m_b) \sqrt{3} \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega - \frac{\pi}{6}) \quad (4)$$

$$V_{BC} = (m_b - m_c) \sqrt{3} \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \frac{\pi}{2}) \quad (5)$$

$$V_{CA} = (m_c - m_a) \sqrt{3} \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \frac{7}{6}\pi) \quad (6)$$

En (2) y (3) se observa que los voltajes de fase tienen una componente continua y una alterna, pero en los voltajes de línea expresados en (4), (5) y (6) la componente continua se elimina al restar una fase de la otra.

Si se utiliza este mismo principio para un sistema bifásico con desfase de 120° entre fases las expresiones de las moduladoras enviadas a cada rama son:

$$V_{AN} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega) \quad (7)$$

$$V_{BN} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \frac{2}{3}\pi) \quad (8)$$

Sin embargo, a diferencia del sistema trifásico, para obtener voltajes alternos entre las líneas V_{AC} y V_{BC} lo único que se requiere es eliminar la componente continua de los voltajes de V_{AN} y V_{BN} , por lo tanto, el voltaje de la tercera fase que puede cumplir con este requerimiento será:

$$V_{CN} = \frac{V_{DC}}{2} \quad (9)$$

La tercera rama que correspondería a la fase C se conectó al neutro en la topología propuesta y los voltajes de línea son:

$$V_{AC} = \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega) \quad (10)$$

$$V_{BC} = \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \frac{2}{3}\pi) \quad (11)$$

Se utiliza el mismo concepto del sistema trifásico para los sistemas bifásicos con desfase de 180° entre fases y las expresiones para el voltaje de fase y de línea son las siguientes.

$$V_{BN} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega) \quad (12)$$

$$V_{BN} = \frac{V_{DC}}{2} + \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \pi) \quad (13)$$

$$V_{BC} = \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega) \quad (14)$$

$$V_{BC} = \frac{V_{DC}}{2} \sin(\omega + \pi) \quad (15)$$

Adicionalmente con las ecuaciones (10), (11) y (15) se puede determinar que se requiere al menos un bus DC de 350V para obtener un voltaje de red de 175V_{pp} en la carga, cabe recalcar que esto sería con el índice de modulación “m” en su máximo de 1 y que además la tensión de 175V_{pp} es para estar justo por encima del valor pico de la tensión estándar de línea.

La topología y la estrategia de modulación propuestas se prueban conectando cargas resistivas de 20W y un bus de 300V_{DC}. La Fig. 5 muestra el valor medio de las tensiones de salida cuando se modula un sistema bifásico con separación de 120°.

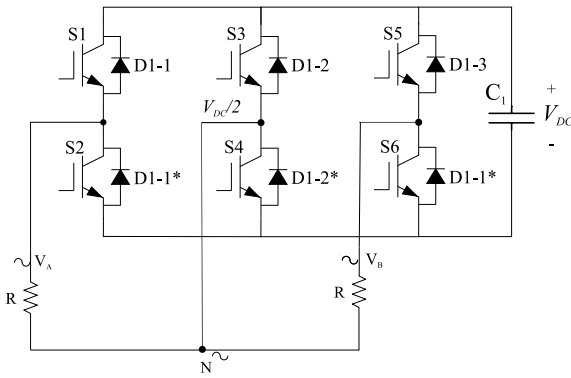


Figura 5: Esquema de Inversor Bifásico

En la Fig. 6 se puede observar que se produce un voltaje sinusoidal en la carga de aproximadamente 150V_{DC}. La topología fue simulada con modulaciones para redes de 120° de desfase como de 180° teniendo un buen funcionamiento para ambos casos.

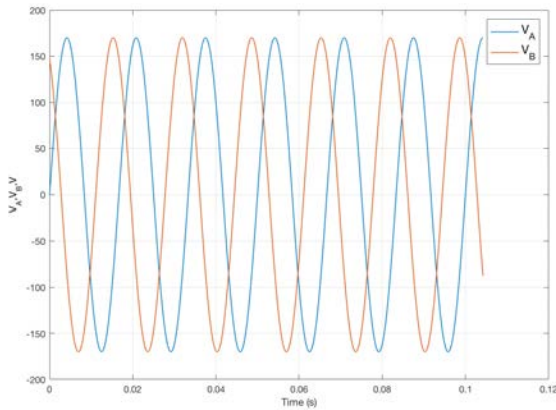


Figura 6: Voltajes de la Red Bifásica con Modulación de 120°

4. DISEÑO DEL LAZO DE CORRIENTE

La topología propuesta se prueba con un control directo de corriente (DCC), que utiliza una expresión discreta predictiva para la corriente a través del inductor de acoplamiento que está expresada como una función de la tensión de la fase V_{xN} , tensión de conmutación V_{swx} , el valor de la inductancia L_x y la resistencia intrínseca R_x asociada con el inductor [9], como se muestra en la Fig. 7.

$$i_A^{APF}(k+1) = i_A^{APF}(k) + \frac{T_s}{L_A}(V_{AN}(k) - R_A i_A^{APF}(k) - V_{SWA}(K)) \quad (16)$$

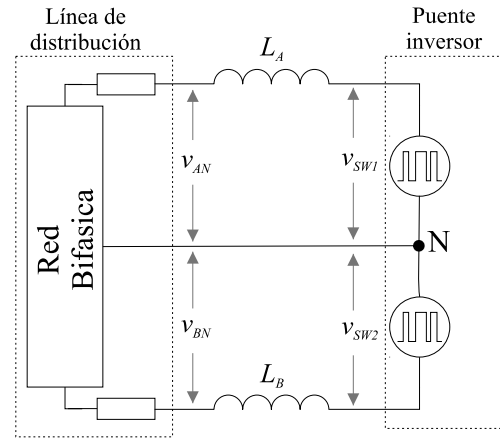


Figura 7: Circuito Equivalente del Filtro Activo Bifásico

donde T_s es el periodo de muestreo e i^{APF} es la corriente de compensación del inversor. Esta expresión es idéntica para ambas fases. Si se reemplaza $i^{APF}(k+1)$ por la referencia de corriente deseada se puede despejar el valor de tensión que el inversor debe sintetizar

$$V_{SWA}(K) = V_{AN}(k) - R_A i_A^{APF}(k) + \frac{T_s}{L_A}(i_A^{APF}(k) - i_{Aref}^{APF}(k)) \quad (17)$$

Las corrientes de referencia para cada fase (i_{Aref} e i_{Bref}) son obtenidas como una versión a escala de las tensiones de fase V_{AN} y V_{BN} respectivamente, lo cual asegura operación con factor de potencia unitario.

En la Fig. 8 se muestra en detalle la conexión del filtro en paralelo a las cargas monofásicas y bifásicas.

De aquí resulta evidente que $i_A = i_A^L + i_A^{APF}$ y en base a esto la corriente de referencia para cada filtro activo de potencia se obtiene como

$$i_{Aref}^{APF} = i_{Aref}^L - i_A^L \quad (18)$$

El esquema de control completo se muestra en la Fig. 9, donde los valores obtenidos para $V_{SWA}(k)$ y $V_{SWB}(k)$ son enviados al modulador PWM y sintetizados para el inversor el siguiente ciclo de control. El valor de $V_{SWC}(k)$ se sintetizará todo el tiempo según la expresión (9).

El control DCC descrito reduce los armónicos de corriente que circulan por la línea, corrige el factor de potencia de las cargas acercándolo a la unidad y balancea las magnitudes de las corrientes tomadas por cada una de las fases.

La explicación de este lazo de control para el caso de una topología de 2 puentes H en configuración back-to-back se puede consultar en [9].

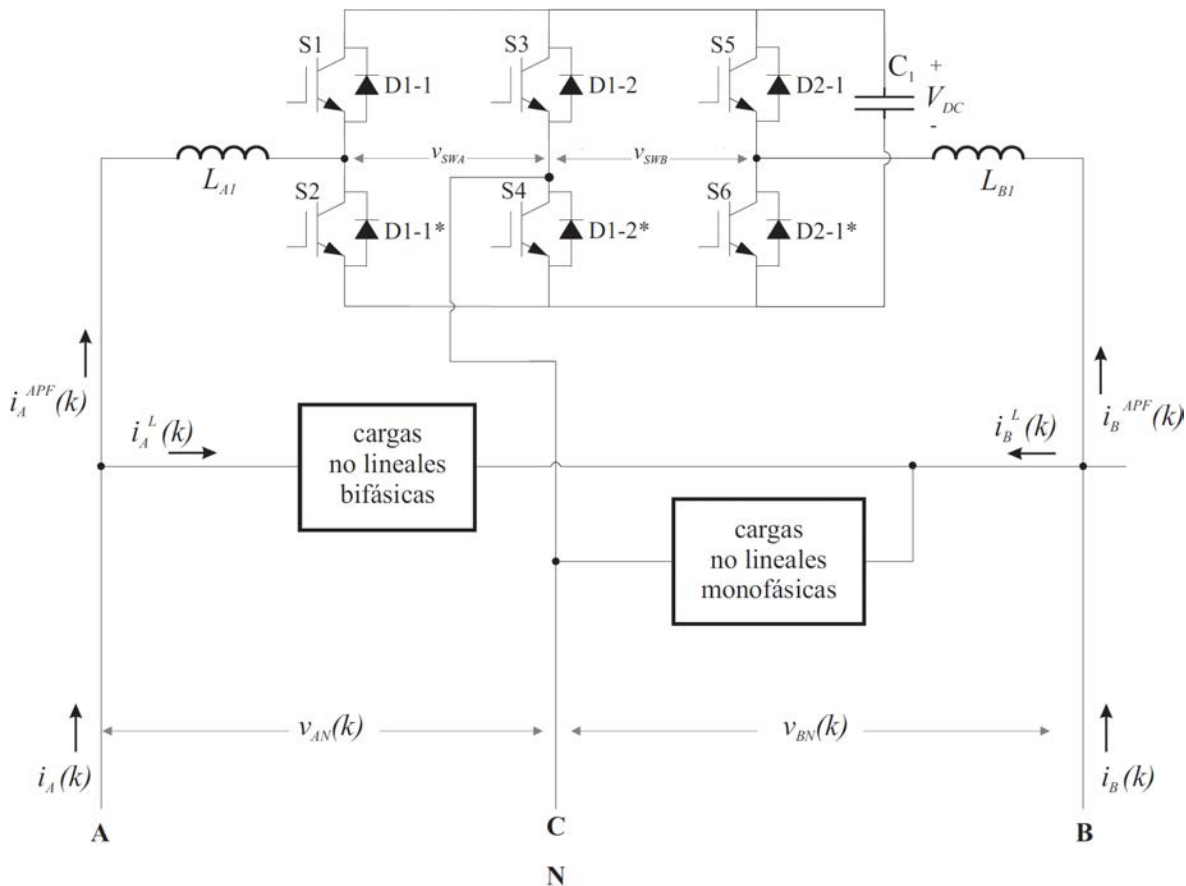


Figura 8: Esquema de Topología Propuesto

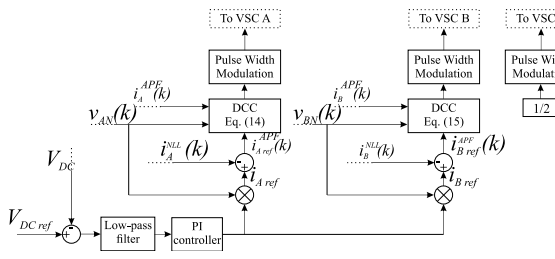


Figura 9: Esquema de Control para Lazo de Corriente

5. SIMULACIONES.

Las simulaciones realizadas en MATLAB/Simulink muestran el funcionamiento de la topología bajo diferentes escenarios. El APF simulado se conecta primero a un sistema bifásico obtenido a partir de una distribución trifásica y posteriormente a un sistema bifásico obtenido de un transformador con toma central en el secundario. En ambos sistemas, el voltaje nominal de fase a neutro es 120Vrms y la frecuencia de conmutación simulada para el inversor es de 10kHz. Los inductores de acoplamiento son de 10mH cada uno y una resistencia intrínseca de $R = 10m\Omega$. El voltaje en el bus DC es de 350V.

5.1. Operación con Cargas Balanceadas

Para esta prueba se conectan dos cargas no lineales compuestas por un rectificador de media onda y una resistencia de 20Ω a cada fase de un sistema bifásico obtenido de un sistema trifásico (120° entre fases). Las corrientes no lineales resultantes, se muestran en la Fig. 10 con un y poseen una distorsión armónica total (DAT) del 44%. Las corrientes totales vistas desde las fuentes de línea, i_A e i_B , se muestran en la Fig. 11. Por el efecto del APF se observa que el DAT en las corrientes de línea se reduce del 44% para la carga no lineal no compensada al 7,5%. Se realizó la misma prueba para un sistema bifásico obtenido de un transformador con toma central en el secundario (180° entre fases) obteniéndose resultados similares, es decir una reducción del 44% de la carga no lineal sin compensación al 7,5% con la compensación del APF. En la Fig. 12 se muestran las corrientes de carga mientras que en la Fig. 13 se muestran las corrientes compensadas.

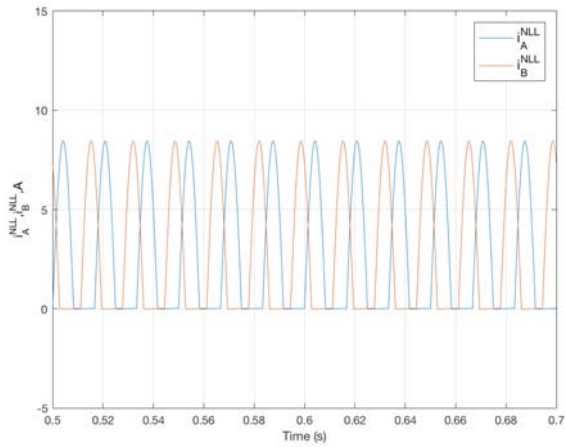


Figura 10: Corrientes en Cargas No Lineales Conectadas a las Fases “A” y “B”

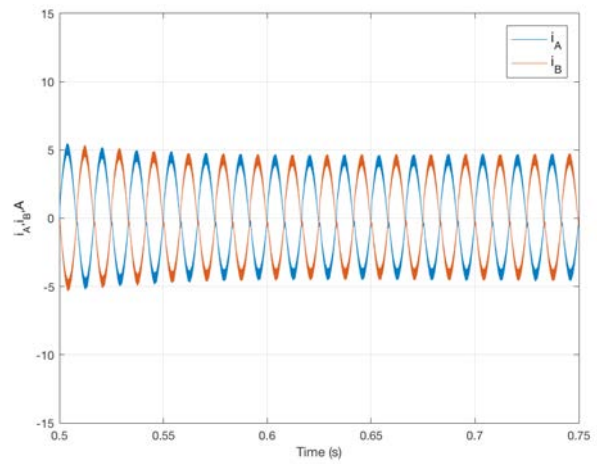


Figura 13: Corrientes Compensadas para las Fases “A” y “B”

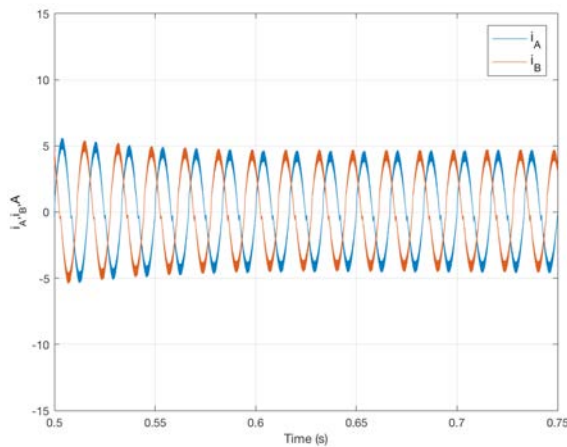


Figura 11: Corrientes Compensadas para las Fases “A” y “B”

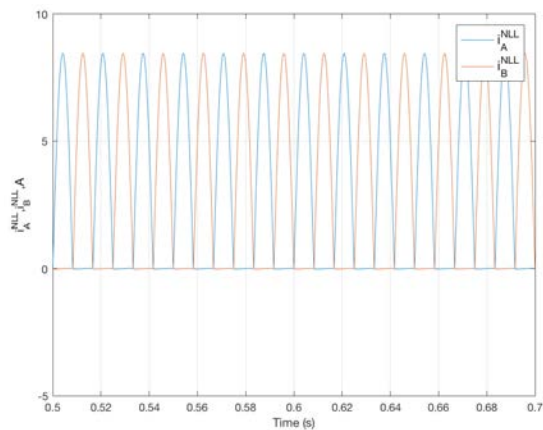


Figura 12: Corrientes en Cargas No Lineales Conectadas a las Fases “A” y “B”

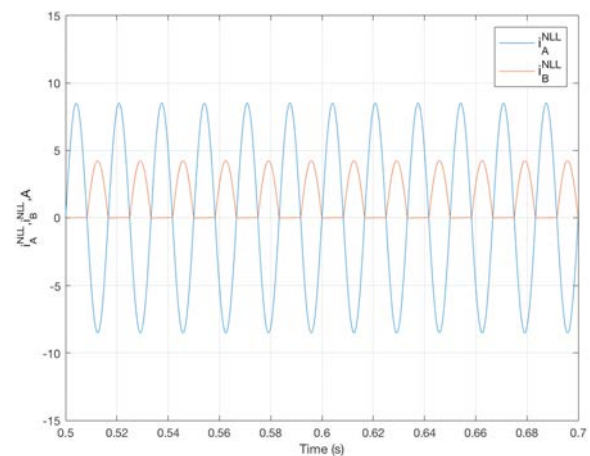


Figura 14: Corrientes en Cargas No Lineales Conectadas a las Fases “A” y “B”

5.2. Operación con Cargas Desbalanceadas

Para esta prueba se conecta en la fase “A” una carga resistiva lineal de 20Ω y se conecta a la fase “B” un rectificador de media onda con una resistencia de 40Ω . En la Fig. 14 se muestran ambas corrientes de carga mientras que la Fig. 15 muestra las corrientes de línea compensadas. La respuesta del sistema ante condiciones transitorias se analiza imponiendo un cambio en la carga conectada en la fase “A” en $t = 1s$ momento en el cual se conecta un rectificador de media onda en paralelo a la carga original. El cambio en la corriente de carga se puede observar en la Fig. 16 y la respuesta del APF se observa en la Fig. 17. Se puede observar como el APF mantiene el equilibrio de ambas corrientes de línea antes y después del cambio en las cargas conectadas.

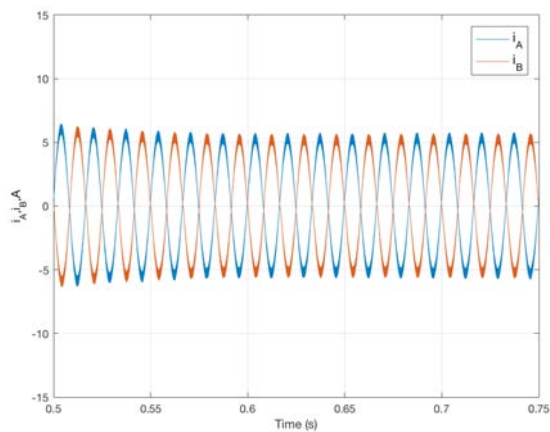


Figura 15: Corrientes Compensadas para las Fases “A” y “B”

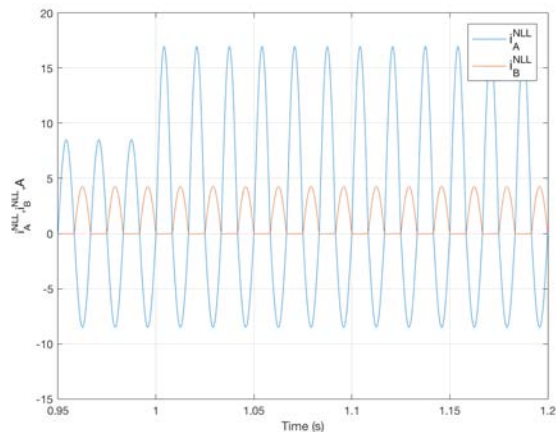


Figura 16: Corrientes en Cargas No Lineales Conectadas a las Fases “A” y “B”

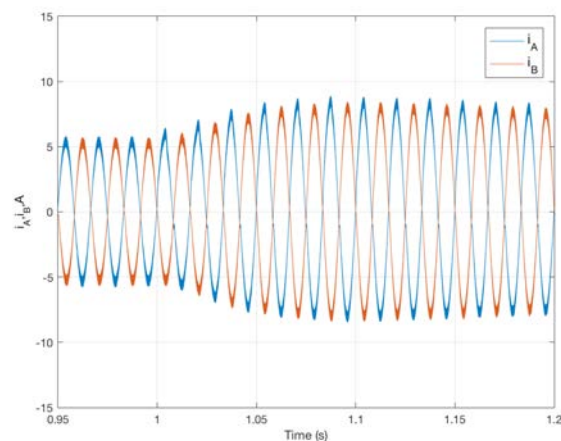


Figura 17: Corrientes Compensadas para las Fases “A” y “B”

6. CONCLUSIONES

El filtro de potencia activo propuesto con una topología para sistemas bifásico es capaz de balancear potencia activa entre las fases además de cumplir con el requerimiento de eliminación de armónicos de corriente y mejora del factor de potencia, permitiendo un equilibrio de potencia entre las fases. El control se basa en un algoritmo de control directo de corriente con un controlador PI para estabilizar el voltaje del bus DC. El APF se simuló para el funcionamiento en

sistemas bifásicos obtenidos a partir de un cableado trifásico o del secundario de un transformador con toma central, con diferentes cargas no lineales balanceadas y desbalanceadas entre las fases. Se obtuvieron reducciones de THD de corriente de línea del 44% a menos del 9%.

Para los trabajos futuros se realizará el control sobre redes con distorsiones elevadas como es el caso Ecuador que tiene un DAT >7%, adicionalmente se tratará de disminuir el pico de demanda resultante en ciertas horas del día. Además, la topología propuesta será implementada experimentalmente usando la plataforma reportada en [11], [12]

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Yaramasu V., Wu B., “Model predictive decoupled active and reactive power control for high-power grid-connected four-level diode-clamped inverters,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 3407–3416, July 2014.
- [2] Singh B., Al-Haddad K., Chandra A., “A review of active filters for power quality improvement,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 960–971, Oct. 1999.
- [3] Dixon J., Moran L., Rodriguez J., Domke R., “Reactive Power Compensation Technologies: State-of-the-Art Review,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, pp. 2144–2164, Dec. 2005.
- [4] Leng S., Liu W., Chung I. Y., Cartes D., “Active power filter for three-phase current harmonic cancellation and reactive power compensation,” in *2009 American Control Conference*, pp. 2140–2147, June 2009.
- [5] Bueno H., Fajardo M., Quizhpi F., Viola J., Restrepo J., “Shunt active power filter for harmonic compensation of two-phase nonlinear loads,” in *Transmission Distribution Conference and Exposition – Latin America (PES T&D-LA)*, 2014 IEEE PES, pp. 1–6, Sept. 2014.
- [6] Fajardo M., Viola J., Restrepo J., Quizhpi F., Aller J., “Two-phase active power filter direct current control with capacitor voltages estimation and balance,” in *2015 IEEE Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA)*, pp. 1–6, June 2015.
- [7] Alcalá J., Cardenas V., Miranda H., Perez-Ramirez J., Charre S., “A three-phase back-to-back converter for reactive power compensation, current harmonic filtering and active power compensation,” in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 2371–2377, Sept 2013.

- [8] Tang C. Y., Chen Y. F., Chen Y. M., Chang Y. R., “DC-link voltage control strategy for three-phase back-to-back active power conditioners,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, pp. 6306–6316, Oct 2015.
- [9] Viola J., Fajardo M., Aller J. M., Quizhpi F., Restrepo J., Ginart A., “Back-to-back active power filter for current balancing in two-phase systems,” in *2017 Ninth Annual IEEE Green Technologies Conference (GreenTech)*, pp. 139–144, March 2017.
- [10] Rashid M., “ELECTRONICA DE POTENCIA, Circuitos, dispositivos y aplicaciones”. México. 3a Edición. Prentice Hall, 2004.
- [11] Gimenez M., Guzman V., Restrepo J., Aller J., Bueno A., Viola J., Millan A., Cabello A., “PLATAFORMA: Development of an integrated dynamic test system to determine power electronics systems performance,” *Revista de la Facultad de Ingeniería - UCV*, vol. 23, no. 3, pp. 91 – 102, 2008.
- [12] Viola J., Restrepo J., Quizhpi F., Gimenez M., Aller J., Guzman V., Bueno A., “A flexible hardware platform for applications in power electronics research and education,” in *Electrical Power Energy Conference (EPEC), 2014 IEEE*, pp. 1–6, Nov. 2014.



Julio César Viola.- Nació en La Paz (ER), Argentina, en 1975. Obtuvo el título de Ingeniero Electrónico en el año 2000 en la Universidad Tecnológica Nacional, Paraná (ER), Argentina, y el título de Doctor en Ingeniería en el año 2008 en la Universidad Simón Bolívar, Caracas,

Venezuela. Desde el año 2012 ha estado en la Universidad Politécnica Salesiana como Investigador del Proyecto Prometeo – SENESCYT y desde el 2016 está vinculado como profesor titular. Sus intereses en investigación se centran en la electrónica de potencia para el control de máquinas eléctricas y compensación de energía reactiva, controles neuronales y difusos y energías alternativas, áreas en las cuales posee más de 40 artículos científicos arbitrados.



Flavio Alfredo Quizhpi.- Nació en Cuenca, Ecuador, en 1969. Recibió el Título de Ingeniero Electrónico en la Universidad Politécnica Salesiana en el 2003, Licenciado en Ciencias de la Educación en la Universidad Politécnica Salesiana en el 1999, Especialista en Educación

Superior en la Universidad del Azuay en el 2002. Actualmente cursando el programa Doctoral en Ingeniería Eléctrica en la Universidad Simón Bolívar de Venezuela. Dedicado al área de investigación de los Sistemas Eléctricos de Potencia, Confiabilidad, FACTs e Inversores Multinivel



Marco Vinicio Fajardo.- Nació en Ambato-Ecuador en 1990. Recibió su título de Ingeniero Electrónica de la Universidad Politécnica Salesiana en 2013; de Master en Ingeniería Biomédica de la Universidad Politécnica de Madrid, Madrid-España en 2015 Actualmente, se encuentra

cursando sus estudios de Doctorado en la Universidad Simón Bolívar, Caraca-Venezuela y su campo de investigación se encuentra relacionado con los Sistemas de Potencia y Eficiencia Energética. Sus intereses de investigación se centran en Sistemas Eléctricos de Potencia, FACTs e Inversores Multinivel y eficiencia energética.