

## Facing chaos in parallel active filters using robust nonlinear control

**Gerardo V. Guerrero Ramírez, Luis G. Vela Valdés, Manuel Adam Medina, Marving Aguilar Justo, Carlos M. Astorga Zaragoza**

*Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico (CENIDET), Interior Internado Palmira S/N Col. Palmira, CP 62490, Cuernavaca Morelos, México.*

*Tel. +52 777 3 627770 ext. 218, fax +52 777 3627795, [gerardog@cenidet.edu.mx](mailto:gerardog@cenidet.edu.mx), [adam@cenidet.edu.mx](mailto:adam@cenidet.edu.mx).*

### Abstract

Parallel active filters (PAF) are power electronic converters used to improve the electrical energy quality in distributed electrical systems. These filters are nonlinear systems due to the effect of the control signal. In addition, the variable nature of the electrical parameters makes them time-varying systems. PAF are used to obtain a good performance (harmonics generation of the load), however, chaos could be appear when some of their parameters change. Hence, the need of using a control law to face the existent parameter variation. In this paper a robust control law based on Lyapunov's redesign technique is used to design an additional control signal to face the parameter uncertainties and make that variation interval of parameters be greater without a chaos behavior. Simulations are presented to illustrate the performance of this controller.

**Key words:** parallel active filter, chaos, robust control, passivity based controller, total harmonic distortion, Lyapunov exponent, Poincaré map.

## Enfrentando el caos en el filtro activo paralelo usando control no lineal robusto

### Resumen

Los filtros activos paralelos (FAP's) son sistemas electrónicos usados para mejorar la calidad de la energía, ya que se diseñan para suministrar las componentes armónicas de corriente que la carga requiere, de manera que la red eléctrica suministra solamente la componente fundamental. Estos filtros son no lineales debido a la señal de control y variantes en el tiempo por la naturaleza variable de algunos de sus componentes. En una primera aproximación, se diseñan controladores nominales basados en pasividad considerando parámetros conocidos; sin embargo, cuando algunos parámetros del sistema cambian puede presentarse un comportamiento caótico. En este artículo se usa una ley de control robusto basada en la técnica de rediseño de Lyapunov para diseñar una señal de control adicional que enfrente las incertidumbres paramétricas y haga que el intervalo de variación de parámetros sea mayor sin que se presente comportamiento caótico en el sistema. Se presentan el diseño del control robusto y simulaciones para ilustrar el desempeño del sistema.

**Palabras clave:** filtro activo paralelo, caos, control robusto, controlador basado en pasividad, distorsión armónica total, exponente de Lyapunov, mapa de Poincaré.

## Introducción

Los Filtros Activos Paralelo (o de corriente) y Serie (o de voltaje) han sido extensamente estudiados en electrónica de potencia desde el punto de vista topológico ya que están constituidos por inversores de potencia (de medio puente o de puente completo) [1, 2]. Por otro lado, se sabe que diversos sistemas eléctricos y electrónicos pueden entrar en regiones de comportamiento caótico [3-8]. En el análisis de sistemas que presentan comportamiento caótico, se usan gráficas, como los diagramas de Poincaré (DP) y los diagramas de órbitas (DO), que proporcionan información acerca de la dinámica del sistema [9-11]. Se usan técnicas geométricas de análisis (retratos de fase, diagramas de Poincaré, diagramas de órbitas, gráficas del exponente de Lyapunov y diagramas de estabilidad) basadas en la teoría de caos para investigar dos aspectos importantes: En primer lugar, se busca determinar si los filtros activos son topologías candidatas para exhibir caos; y posteriormente modificar la dinámica correspondiente (por medio de un controlador) con el fin de mejorar el correspondiente desempeño del filtro. El filtro activo paralelo se comporta como una fuente de suministro de componentes armónicas de corriente requeridas por cargas no lineales. Esto evita que la red eléctrica primaria suministre dichos armónicos de corriente, de manera que la distorsión armónica total (total harmonic distortion: THD) es mejorada. Los FAP basan su operación en dispositivos semiconductores de potencia (utilizados como interruptores electrónicos). Muchos de los estudios reportados en la literatura técnica relacionados con filtros activos presentan técnicas de control convencionales para producir los patrones de conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia (por ejemplo, el control on-off o el PI con modulación mediante una portadora triangular). En sistemas electromecánicos y eléctricos se ha utilizado exitosamente el diseño de controladores basados en pasividad [12, 13]. Los filtros activos también han sido estudiados usando esta técnica, mostrando un mejor desempeño que los anteriores [14-17]. Usando técnicas convencionales de control los filtros activos paralelos tienen un buen comportamiento cuando sus parámetros no varían (es decir, pueden suministrar los armónicos que una carga no lineal demanda para su opera-

ción). Sin embargo, es sabido que los parámetros de un sistema eléctrico tienden a variar durante su operación y dependiendo de las incertidumbres paramétricas, puede presentarse un cambio indeseable en el comportamiento del sistema. De manera general, un controlador robusto enfrenta las incertidumbres paramétricas de un sistema [18, 19] y ha sido aplicado a diversos sistemas no lineales obteniendo resultados aceptables, por ejemplo, trabajos recientes han reportado el uso de este control en motores de inducción [20, 21]. Es conocido que si los parámetros de un sistema varían, existe la posibilidad que se presente un comportamiento caótico indeseable. En este trabajo se usa la técnica de rediseño de Lyapunov para enfrentar la incertidumbre paramétrica, además se muestra que el sistema puede soportar rangos mayores de variación en los parámetros, sin presentar un comportamiento caótico. Esto se realiza siguiendo el enfoque de pasividad, en donde se asume una ley de control nominal que se diseña con el conocimiento de los parámetros y que asegura la estabilidad del sistema en lazo cerrado en la ausencia de incertidumbres. El resto del artículo está organizado de la siguiente manera. La sección II muestra los fundamentos de caos. La sección III describe al FAP y su comportamiento caótico. En IV se muestra el controlador nominal con parámetros conocidos. En V se diseña el controlador robusto. La sección VI ilustra los resultados del desempeño del controlador propuesto por medio de simulaciones. Las conclusiones están en la sección VII.

## Fundamentos

### Descripción de caos

Caos es un comportamiento aperiódico a largo plazo en un sistema determinístico que es sensible a condiciones iniciales [11]. Esto significa que en las trayectorias de un retrato de fase no se establecen puntos de equilibrio, órbitas periódicas u órbitas cuasi periódicas conforme  $t \rightarrow \infty$ . Un sistema determinístico es aquel que no contiene entradas o parámetros aleatorios o ruidosos. La sensibilidad a condiciones iniciales significa que dos trayectorias en un retrato de fase, por muy cercanas que estén, rápidamente se separan de forma exponencial.

**Diagrama de Poincaré**

Una poderosa herramienta geométrica para saber si un sistema exhibe o no caos es el diagrama de Poincaré, que se basa en el mapa de Poincaré, un mapeo de un plano S a sí mismo, donde S es transversal a las trayectorias en un espacio fase. Este mapeo se obtiene al seguir las trayectorias de una intersección ( $x_k$ ) con S a la siguiente ( $x_{k+1}$ ), tal y como se muestra en la Figura 1.

Cuando un sistema presenta comportamiento periódico y este se repite una vez en un periodo T en estado estacionario, se obtiene un punto en el diagrama de Poincaré (se tiene un ciclo de periodo 1). Si las periodicidades se repiten cada nT periodos (donde n=1,2,...) se obtienen n puntos en el diagrama de Poincaré. Cuando un sistema presenta comportamiento aperiódico, en el diagrama de Poincaré se obtiene un área acotada con muchos puntos dispersos dentro de ella (se tiene un ciclo de periodo).

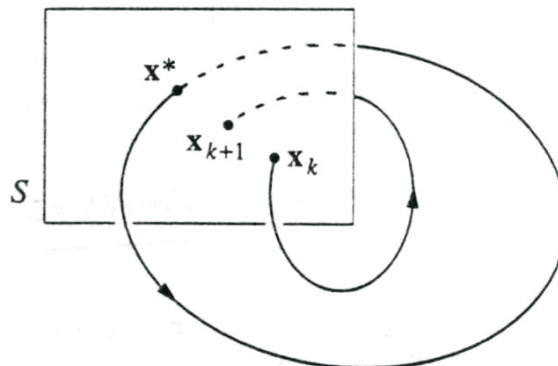


Figura 1. Mapa de Poincaré.

**Filtro activo paralelo (FAP)**

Los filtros activos paralelos (FAP's) son sistemas electrónicos usados para mejorar la calidad de la energía [22][23][24]. El diagrama eléctrico del FAP se presenta en la Figura 2 y su modelo matemático está representado por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R}{L} x_1 - \frac{1}{L} x_2 + \frac{1}{L} (x_2 + x_3)\mu + \frac{1}{L} V_S, \\ \dot{x}_2 &= \frac{1}{C_1} (1 - \mu)x_1, \quad \dot{x}_3 = \frac{1}{C_2} x_1\mu \quad y = x_1 \end{aligned} \quad (1)$$

donde  $x_1$  es la corriente en el inductor L,  $x_2$  es el voltaje en el capacitor  $C_1$ ,  $x_3$  es el voltaje en el capacitor  $C_2$ ,  $V_S$  es el voltaje en la red eléctrica y  $u_c$  es la señal de control (representa la apertura o cierre de los interruptores electrónicos S1 y S2). En este trabajo se asume que la carga no lineal demanda una corriente que expresa en forma de serie de Fourier como:

$$I_{LOAD} = I_p * [20 \text{sen}(\omega t) + 4 \text{sen}(5\omega t) + 2,85 \text{sen}(7\omega t) + 1,81 \text{sen}(1\omega t) + 1,53 \text{sen}(13\omega t)] \quad (2)$$

El sistema es no lineal, determinístico y con dimensión  $n = 3$ . El FAP presenta caos cuando la

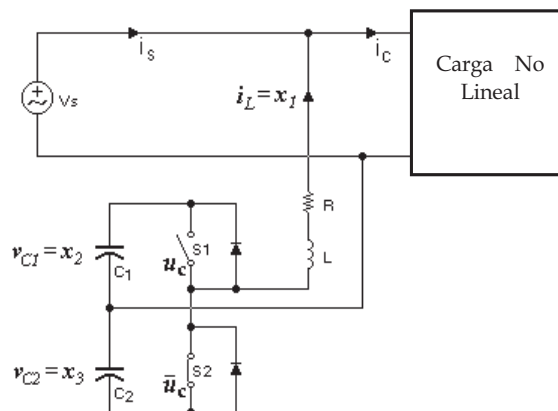


Figura 2. Circuito eléctrico del FAP.

amplitud de los armónicos  $I_p$  varía (la carga varía). A continuación se ilustran dos casos diferentes para mostrar el cambio de comportamiento en un FAP con un controlador nominal basado en pasividad (PBC, por sus siglas en inglés).

Los DP correspondientes a  $I_p = 1$  se ilustran en la Figura 3.

Los diagramas muestran que  $x_1$  tiene un ciclo de periodo 2, mientras que  $x_2$  y  $x_3$  tienen un ciclo de periodo 1. El comportamiento no es perfectamente periódico debido a las conmutaciones de los interruptores electrónicos. Más aún, si se calcula la THD en la red eléctrica por medio de la ecuación (3) se puede mostrar que dicha distorsión es de 11.69.

$$THD = 100 \sqrt{\sum_{h=2}^H \frac{I_h^2}{I_1^2}} \quad (3)$$

Ante un cambio de la carga, los DP que corresponden a  $I_p = 7$  se ilustran en la Figura 4,

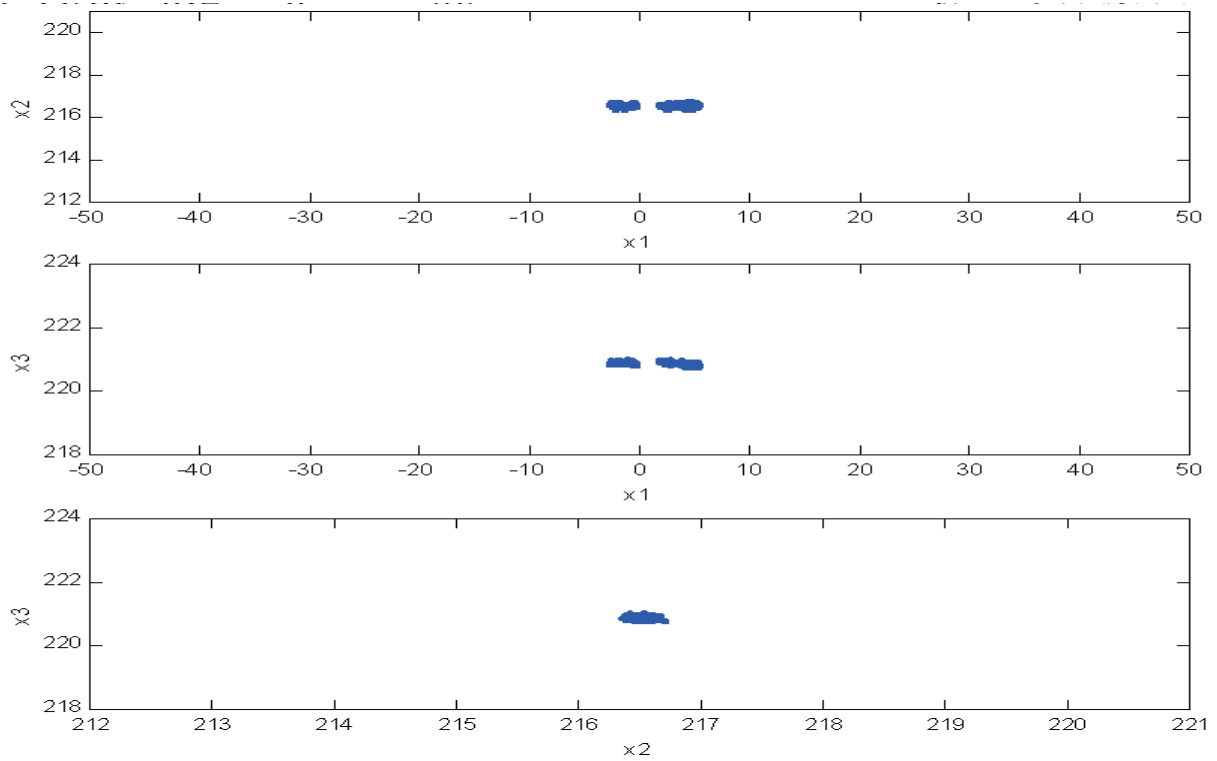


Figura 3. Diagramas de Poincaré del FAP con un controlador basado en pasividad ( $I_p=1$ ).

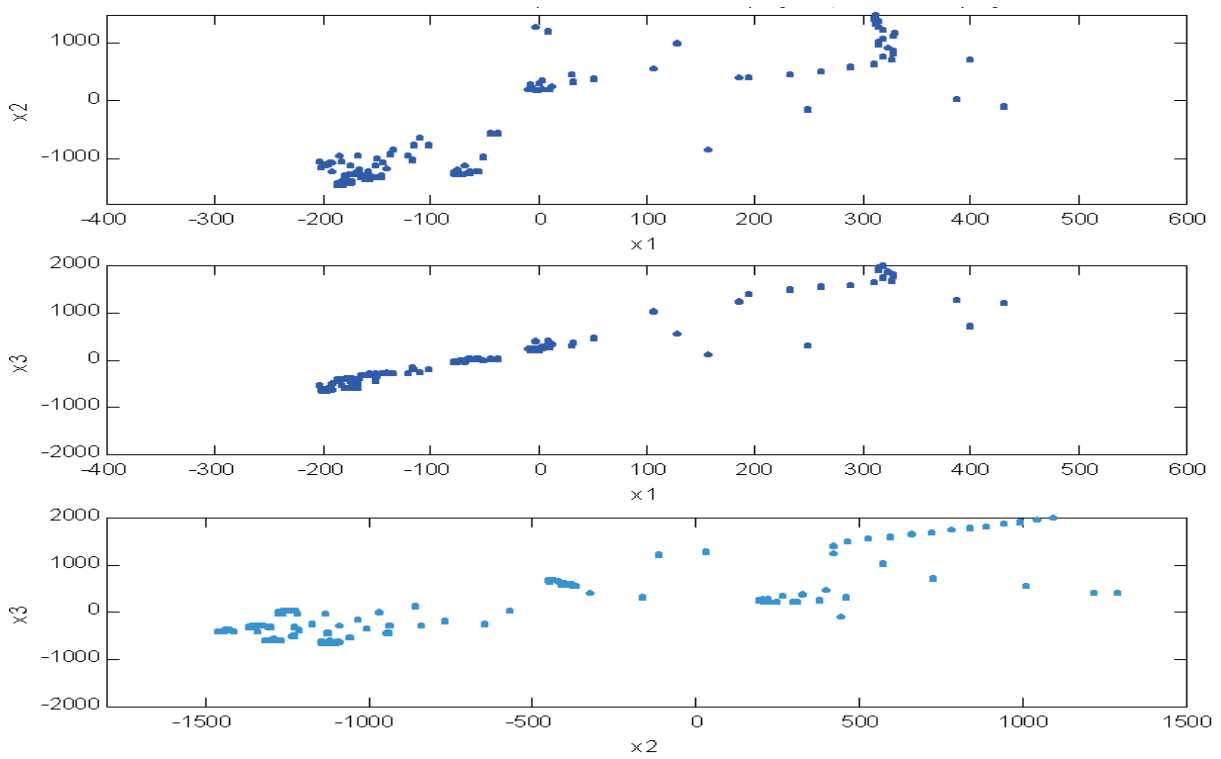


Figura 4. Diagramas de Poincaré del FAP con un PBC ( $I_p=7$ ).

donde se observan regiones acotadas con muchos puntos dentro de ella. Ahora el comportamiento es caótico y la THD en la red eléctrica es 605.03.

En [15] se muestra que el comportamiento se torna caótico cuando  $I_p$  es mayor que 6.68, y esto se reafirma calculando el exponente de Lyapunov y el diagrama de órbitas. Este resultado se encontró cuando la variación es sólo en la amplitud de los armónicos. Sin embargo, cuando esta amplitud es ligeramente menor que 6.68 y existe una variación en el resistor  $R$  o en el inductor  $L$ , también se presentará el comportamiento caótico.

### Diseño del controlador nominal

La Figura 5 presenta un diagrama a bloques del FAP interactuando con el controlador nominal diseñado con el método de Lyapunov ( la función candidata de Lyapunov en términos del error tiene que ser definida positiva ( $V(0)=0, V(x \neq 0) > 0$ ) y el controlador debe asegurar que su derivada sea definida negativa ( $\dot{V} < 0$ ); además, el diseño aprovecha la propiedad física de pasividad del sistema.

Considérese al FAP como un sistema de la forma:

$$D_{BB}\dot{x} + \phi_{BB}x + R_{BB}x = \xi_{BB} \tag{4}$$

donde

$$D_{BB} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & C_1 & 0 \\ 0 & 0 & C_2 \end{bmatrix}, \phi_{BB} = \begin{bmatrix} 0 & (1-\mu) & -\mu \\ -(1-\mu) & 0 & 0 \\ \mu & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$R_{BB} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \xi_{BB} = \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \text{ y } x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix}.$$

El diseño del controlador nominal se basa en el enfoque del modelo de energía e inyección de amortiguamiento [12], donde  $\mu$  se diseña para moldear la energía original del sistema y así lograr el comportamiento deseado que matemáticamente se expresa por

$$D_{BB}\dot{x}_d + \phi_{BB}x_d + R_{BB}x_d = \xi_{BBd} \tag{5}$$

donde el subíndice  $d$  denota a las variables deseadas. Si se definen el error y su derivada como

$$e = x - x_d, \dot{e} = \dot{x} - \dot{x}_d, \tag{6}$$

donde  $x$  y  $x_d$  son los vectores de los estados reales y deseados, respectivamente. La ecuación dinámica del error está dada por

$$D_{BB}\dot{e} + \phi_{BB}e + R_{BB}e = \xi_{BB} - (D_{BB}\dot{x}_d + \phi_{BB}x_d + R_{BB}x_d) \tag{7}$$

Con el propósito de que el error converja rápidamente a cero, se inyecta al sistema (7) un término de amortiguamiento adicional  $R_{iB}$ , en este caso:

$$D_{BB}\dot{e} + \phi_{BB}e + (R_{BB} + R_{iB})e = \xi_{BB} - (D_{BB}\dot{x}_d + \phi_{BB}x_d + R_{BB}x_d) \tag{8}$$

Para el análisis de estabilidad se considera la función candidata de Lyapunov [18]

$$V = \frac{1}{2} e^T D_{BB} e \tag{9}$$

cuya derivada a lo largo de la trayectoria del error es

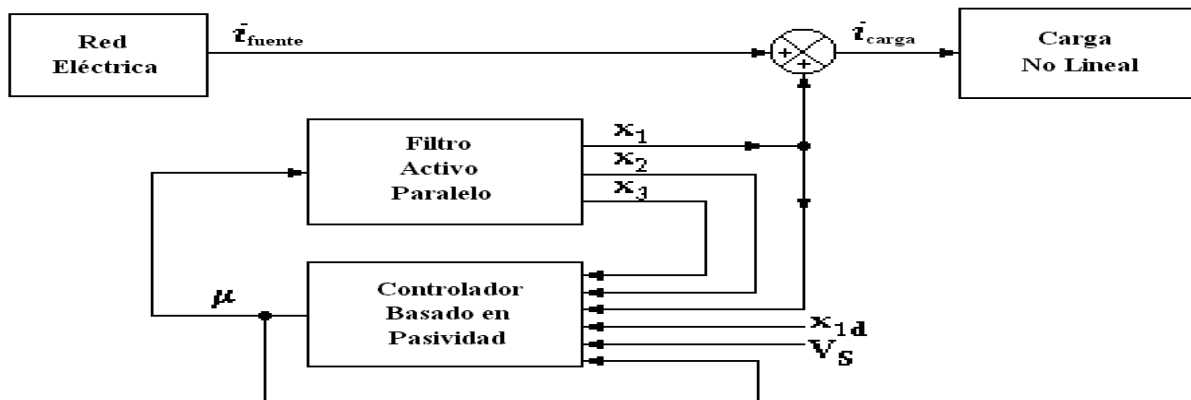


Figura 5. Diagrama de bloques del FAP con el PBC.

$$\dot{V} = -e^T R_{BB} e + e^T (R_{iB} e + \psi) \quad (10)$$

con  $\psi = \xi_{BB} - (D_{BB}\dot{x}_d + \phi_{BB}x_d + R_{BB}x_d)$ . Si el segundo término en (10) es igual a cero, es decir:

$$R_{iB} e + \psi = 0 \quad (11)$$

$$\text{con } R_{iB} = \begin{bmatrix} R_{1d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{R_{2d}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_{3d}} \end{bmatrix} \text{ siendo una matriz de-}$$

finida positiva, entonces la derivada de la función de Lyapunov (10) es definida negativa. De (11), la ecuación del controlador nominal es [17]:  $\xi_{BB} - (D_{BB}\dot{x}_d + \phi_{BB}x_d + R_{BB}x_d) - R_{iB}e$ . Si se despejan de esta ecuación los estados deseados:

$$\begin{aligned} \dot{x}_{1d} &= -\frac{R}{L} x_{1d} + \frac{(\mu-1)}{L} x_{2d} + \frac{\mu}{L} x_{3d} + \frac{R_{1d}}{L} e_1 + \frac{1}{L} V_S, \\ \dot{x}_{2d} &= \frac{(1-\mu)}{C_1} x_{1d} + \frac{1}{R_{2d}C_1} e_2, \\ \dot{x}_{3d} &= -\frac{\mu}{C_2} x_{1d} + \frac{1}{R_{3d}C_2} e_3 \end{aligned} \quad (12)$$

La señal de control es  $\mu$ , por tanto esta variable es despejada de la primera ecuación en (12)

$$\mu = \frac{L\dot{x}_{1d} + R x_{1d} + x_{2d} - R_{1d}e_1 - V_S}{x_{2d} + x_{3d}} \quad (13)$$

donde  $\dot{x}_{1d}$  es la derivada de la corriente de referencia  $x_{1d}$  (resultado de extraer la fundamental a la corriente sensada de la carga),  $x_{2d}$  es el voltaje de referencia en el capacitor  $C_1$  y  $x_{3d}$  es el voltaje de referencia en el capacitor  $C_2$ . Se satisfacen las condiciones del método de Lyapunov, y se asegura la estabilidad exponencial del sistema y la convergencia a cero del error.

## Diseño del controlador robusto

En esta sección se busca que la ley de control (asumiendo el conocimiento de todos los valores de los parámetros como se hizo en la sec-

ción previa) contenga una señal adicional  $\chi = B_d^0 w$  para compensar incertidumbres paramétricas en los valores de la inductancia ( $L$ ) y la resistencia  $R$ . Sea la ley de control nominal de (11)

$$\xi_{BB}^0 = \xi_{BB}^0 - R_{iB} e \quad (14)$$

El superíndice 0 indica un término nominal. Para el desarrollo del control robusto, (14) se agrupa y factoriza de la siguiente forma:

$$\xi_{BB}^0 = g_d^0 + B_d^0 \theta^0 - R_{iB} e \quad (15)$$

donde

$$g_d^0 = \begin{bmatrix} (1-\mu)x_{2d} - \mu x_{3d} \\ C_1 \dot{x}_{2d} - (1-\mu)x_{1d} \\ C_2 \dot{x}_{3d} + \mu x_{1d} \end{bmatrix}, B_d^0 = \begin{bmatrix} \dot{x}_{1d} & x_{1d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\text{y } \theta^0 = \begin{bmatrix} L \\ R \end{bmatrix}.$$

Para el sistema incierto, a la ley de control nominal se le agrega una señal adicional  $\chi = B_d^0 w$  para compensar las incertidumbres en parámetros, así que:

$$\begin{aligned} D_{BB}\dot{x} + \phi_{BB}x + R_{BB}x &= g_d^0 + B_d^0 \theta^0 - R_{iB} e + B_d^0 w \\ &= g_d^0 + B_d^0 \theta^0 - R_{iB} e + B_d^0 w \pm B_d^0 \tilde{\theta} \text{ y si } \tilde{\theta} = \theta^0 - \theta \\ &= g_d^0 + B_d^0 \theta^0 - R_{iB} e + B_d^0 \tilde{\theta} + B_d^0 w \end{aligned} \quad (16)$$

y por tanto

$$D_{BB}\dot{e} + \phi_{BB}e + R_{BB}e = -R_{iB}e + B_d^0(\tilde{\theta} + w) \quad (17)$$

Ahora considérese la función candidata de Lyapunov

$$V = \frac{1}{2} e^T D_{BB} e \quad (18)$$

cuya derivada es

$$\dot{V} = -e^T (R_{BB} + R_{iB}) e + e^T B_d^0 (\tilde{\theta} + w) \quad (19)$$

Se propone que  $w$  sea:

$$w = [w_1 \ w_2]^T = -\frac{B_d^{0T} e}{\rho \|e^T B_d^0\| + \epsilon} \rho^2 \tag{20}$$

donde la norma  $\|\tilde{\theta}^T\| \leq \rho$ , y  $\epsilon$  es un parámetro de diseño, de manera que usando la señal  $w$  dada

$$\dot{V} \leq -e^T (R_{BB} + R_{IB}) e + \epsilon \tag{21}$$

Por lo tanto, usando cotas sobre  $V(t)$  y su derivada, y criterios estándares de estabilidad, el acotamiento de las señales se obtiene inmediatamente. Para el diseño  $\epsilon$  se considera pequeño.

Considerando la señal adicional, la ley de control robusto es:

$$\xi_{BB}^0 = g_d^0 + B_d^0 \theta^0 - R_{IB} e + B_d^0 w \tag{22}$$

### Resultados de simulación

El desempeño del esquema de control propuesto fue investigado. El modelo del FAP (1) con sus controladores (14) y (22) fue simulado en Matlab® usando una función-S en simulink cuya estructura de programación se encuentra en [25]. Los parámetros del FAP son:  $L = 2 \text{ m}$ ,  $R = 0.2 \ \Omega$ ,  $C1 = C2 = 1.5 \text{ mF}$ ,  $V_s = 169.7 \sin(\omega t) \text{ V}$ ,  $\omega = 2\pi \cdot f$  rad/s,  $f = 60 \text{ Hz}$ . Los parámetros del controlador basado en pasividad y del controlador robusto son:  $R1 = 28$ ,  $R2 = 512$ ,  $\epsilon = 0.0001$ . El objetivo principal de este trabajo muestra que el controlador robusto logra que un incremento en el intervalo de variación de parámetros sin que haya caos en el FAP. Para ello se varió  $I_p$  (amplitud de los armónicos),  $L$  (inductancia) y  $R$  (resistencia). Ejemplos de estos resultados se muestran en la figuras de la 6 a la 9. La Figura 6 ilustra la corriente en la red eléctrica cuando el FAP está trabajando con el controlador nominal con la siguiente variación de parámetros:  $I_p = 1 (+0\%)$ ,  $L = 2.5 \text{ mH} (+25\%)$ ,  $R = 0.25 \ \Omega (+25\%)$ .

La Figura 7 muestra la corriente en la red eléctrica cuando el FAP está trabajando con el controlador robusto y la siguiente variación en parámetros:  $I_p = 1 (+0\%)$ ,  $L = 2.5 \text{ mH} (+25\%)$ , y  $R = 0.25 \ \Omega (+25\%)$ . La Figura 8 muestra la corriente en la red eléctrica cuando el FAP está trabajando con el controlador nominal y la siguiente variación en parámetros:  $I_p = 6 (+600\%)$ ,  $L = 2.5 \text{ mH} (+25\%)$ ,  $R = 0.25 \ \Omega (+25\%)$ . La Figura 9 muestra la

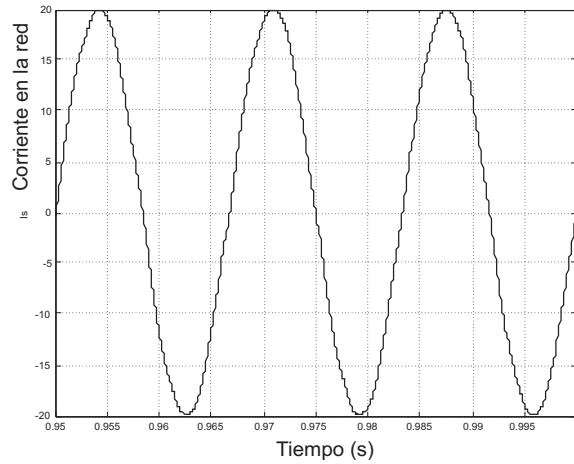


Figura 6. Corriente en la red eléctrica con variación en  $L$  y  $R$  (FAP con controlador nominal).

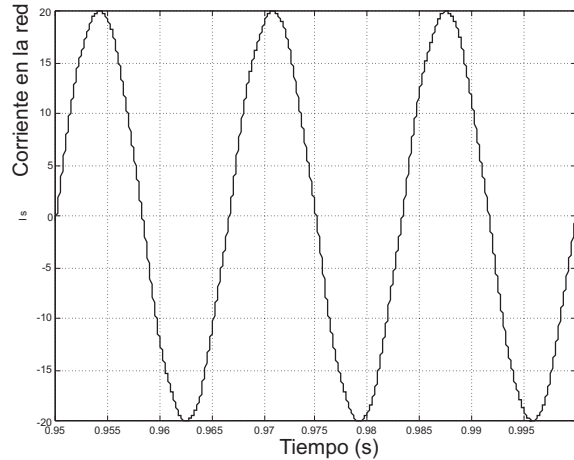


Figura 7. Corriente en la red eléctrica con variación en  $L$  y  $R$  (FAP con controlador robusto).

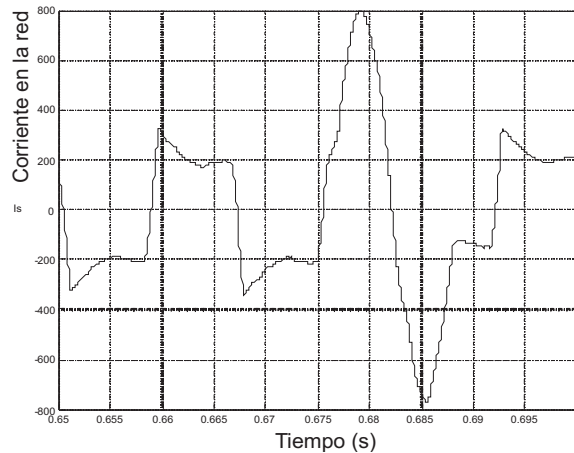


Figura 8. Corriente en la red eléctrica con variación en  $I_p$ ,  $L$  y  $R$  (FAP con controlador nominal).

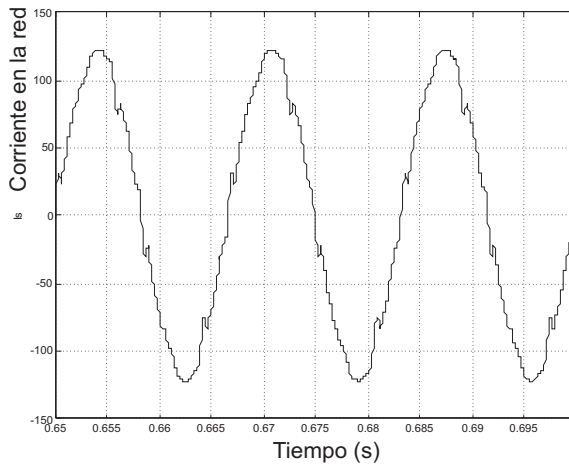


Figura 9. Corriente en la red eléctrica con variación en  $I_p$ ,  $L$  y  $R$  (FAP con controlador robusto).

corriente en la red eléctrica cuando el FAP está trabajando con un controlador robusto y la siguiente variación en parámetros:  $I_p = 6$  (+ 600%),  $L = 2.5\text{mH}$  (+ 25%). Y  $R = 0.25 \Omega$  (+ 25%).

Las Figuras 6 y 7 ilustran que la corriente en la red eléctrica tiene una forma de onda sinusoidal, de manera que el FAP proporciona los armónicos de (2) que demanda la carga no lineal. La Figura 8 muestra una forma de onda distorsionada en la red eléctrica, porque el FAP entrega una corriente con comportamiento caótico. La Figura 9 ilustra que la corriente eléctrica prácticamente tiene una forma de onda sinusoidal, de manera que el FAP tiende a entregar los armónicos de (2) que la carga no lineal demanda, a pesar de las variaciones en  $L$  y  $R$ .

## Conclusiones

Se presentó el diseño del controlador nominal basado en pasividad para el FAP y del controlador robusto (rediseño de Lyapunov) para enfrentar las incertidumbres paramétricas. Para probar la utilidad del controlador robusto se usaron valores de  $I_p$  cercanos al valor en el cual el comportamiento se torna caótico (cuando  $I_p > 6.68$ ).

En el caso del FAP con controlador nominal y con valores de  $I_p$  ligeramente menores a 6.7, si los valores de  $R$  y  $L$  varían y aumentan más allá de los nominales, se presenta el comportamiento caótico y la corriente suministrada por la red

eléctrica se distorsiona y se aparta de la senoidal, ya que tiene un alto contenido armónico.

Por otro lado, con el controlador robusto, los resultados muestran que aunque haya variación en los parámetros  $L$  y  $R$  y estos aumenten más allá de los valores nominales, se evita el comportamiento caótico y la forma de onda de la corriente es prácticamente sinusoidal.

Este resultado es relevante porque muestra que el uso del control robusto en sistemas con incertidumbre paramétrica puede aumentar el rango de operación del mismo ya que al enfrentar las variaciones de los parámetros se evita que se presenten comportamientos caóticos. La misma metodología es aplicable a otros sistemas electromecánicos, lo cual aumenta su potencialidad.

## Referencias bibliográficas

1. Emadi A., Khalig A., Nie Z. and Lee Y.-J.: "Integrated Power Electronic Converters and Digital Control". CRC Press, 2009.
2. Rashid M. H.: "Power Electronics Handbook". Academic Press, 2001.
3. Tse Chi K.: "Design-Oriented Bifurcation Analysis of power electronic Systems". In: In V., Longhini P. and Palacios A. (ed): "Applications of Nonlinear Dynamics, Model and Design of Complex Systems". Springer-Verlag, 2009. 176-188.
4. Di Bernardo M. and Tse C. K.: "Complex Behavior in switching Power Converters". Proceedings of the IEEE, Vol. 90, N° 5, (May 2002). 768-781.
5. Banerjee J. and Verghese G.: "Nonlinear Phenomena in Power Electronics". Wiley-IEEE Press, 2001.
6. Di Bernardo M. and Garofalo F.: "Switchings, Bifurcations and Chaos in DC/DC Converters". IEEE Transactions on Circuits and Systems I, Vol. 45, No 2, (February 1998). 133-141.
7. Fosas E. and Olivar G.: "Study of Chaos in the Buck Converter". IEEE Transactions on Circuits and Systems, (January 1996). 13-25.
8. Deane H. B. Jonathan and Hamill C. David, "Instability, Subharmonics, and Chaos in Power Electronic Systems". IEEE Transac-



- tions on Power Electronics., (July 1990). 260-268.
9. Jürgen J.: "Dynamical Systems", Springer, 2005.
  10. Thomson J.M.T. and Stewart H.B.: "Nonlinear Dynamics and Chaos". Ed. Wiley, 1997.
  11. Strogatz S. H., "Nonlinear Dynamics and Chaos", Ed. Addison Wesley. 1994.
  12. Ortega R. and Sira-Ramirez H.: "Passivity-Based Control of Euler-Lagrange Systems", Ed. Springer, 1998.
  13. Morillo A, Ríos E. M. and Acosta V.: "Stabilization of a brushed DC motor with the Port Controlled Hamiltonian Approach". Rev. Téc. Ing. Univ. Zulia, Vol. 29, N° 2, (2006). 111-118.
  14. C. A. Núñez G. "Estrategias de Control No Lineal aplicadas a Filtros Activos de Potencia", Tesis de Doctorado. CENIDET. 2002.
  15. M. O. Aguilar J., "Análisis de una Clase de Sistemas No Lineales de Filtrado Activo mediante Técnicas Geométricas". Tesis de Maestría. CENIDET. 2002.
  16. J. D. Mina A., "Análisis y Control de una Clase de Sistemas No Lineales, Variantes en el Tiempo y su Aplicación en el Mejoramiento en la Calidad de la Energía Eléctrica Mediante Filtrado Activo de Potencia". Tesis de Maestría. CENIDET. 2002.
  17. Visayro N.: "Análisis y Desarrollo de un Esquema de Control No Lineal para Filtros Activos de Potencia Tipo Paralelo". Tesis de Maestría. CENIDET (1999).
  18. Hassan K., "Nonlinear Systems" Ed. Prentice Hall. 1996.
  19. Slotine J. J. and Li W. "Applied Nonlinear Control". Prentice Hall, 1991.
  20. Cortés L. G.: "Control Robusto de Motores de inducción Utilizando la Técnica de Rediseño de Lyapunov", Tesis de Maestría. CENIDET. 2002.
  21. G. Guerrero R., "Control de Manipuladores de Robots Accionados por Motores de Inducción", Tesis de Doctorado. UNAM, 2001.
  22. Sing B., Al-Haddad K. and Chandra A.: "A review of Active Filters for Power Quality Improvement". IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, N° 5, (Oct 2009). 960-971.
  23. Halpin S. M. and Card A.: "Power Quality". In: Rashid M. H.: "Power Electronics Handbook". Academic Press, 2001. 817-828.
  24. Morán L. and Dixon J.: "Active Filters". In: Rashid M. H.: "Power Electronics Handbook". Academic Press, 2001. 829-841.
  25. User Manual: "Simulink, Dynamic System Simulation for Matlab. Writing S-functions." The MathWorks Inc.

Recibido el 6 de Diciembre de 2009

En forma revisada el 10 de Enero de 2011