

Diagnóstico de Fallas Intermitentes de Circuito Abierto en los IGBT's de un Rectificador PWM Trifásico

D. R. Espinoza-Trejo, E. Bárcenas-Bárcenas, D. U. Campos-Delgado, I. Compeán-Martínez

Abstract—En este artículo se presenta un esquema de detección y aislamiento de fallas intermitentes en un rectificador PWM trifásico. Específicamente, se consideran fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia del convertidor. Debido a la naturaleza del sistema en estudio, existe la necesidad de operar este sistema bajo la influencia de un sistema de control en lazo cerrado. En este trabajo se considera un esquema de control basado en pasividad para la estrategia de control nominal, donde las leyes de control han sido sintetizadas en el marco de referencia síncrono de coordenadas dq . Este estudio propone utilizar los errores de seguimiento del esquema de control como señales de residuo. Así, únicamente dos señales son obtenidas en el marco de referencia dq . Entonces, una correlación entre estas variables establecen un enfoque cualitativo para aislar cada una de las 6 posibles fallas en el convertidor de potencia. Se muestran resultados de simulación para validar las ideas presentadas en este artículo.

Index Terms—Rectificador PWM, Diagnóstico de Fallas, Pasividad.

I. INTRODUCCIÓN

EN los últimos años la contaminación armónica en los sistemas eléctricos de potencia se ha vuelto un problema serio debido al uso de cargas no lineales conectadas a la red eléctrica. La contaminación armónica presente en la red afecta considerablemente el factor de potencia, y genera problemas tales como *distorsión de los voltajes de red*, *calentamiento de transformadores*, *reducción de la eficiencia del sistema*, entre otros [1]. Esto sugiere la incorporación de reglamentaciones que aseguren el uso adecuado de este tipo de cargas conectadas a la red, lo que da lugar a sanciones económicas y técnicas como las establecidas en [2], [3]. En la actualidad existen diferentes soluciones para los problemas de contaminación armónica de corriente, tales como: *i) Filtros Pasivos*, *ii) Filtros Activos (APF por sus siglas en inglés)*, y *iii) Rectificadores PWM (PWM-VSR por sus siglas en inglés)*. Las dos últimas están basadas principalmente en el convertidor de 6 pulsos (ver Fig. 1). Los APF [4], y los PWM-VSR [5] son soluciones que han sido estudiadas ampliamente desde hace varios años, las cuales han tenido contribuciones importantes en el área de calidad de la energía eléctrica. Una posible desventaja de los PWM-VSR radica quizá en la propia naturaleza del mismo

D. R. Espinoza-Trejo, E. Bárcenas-Bárcenas, e I. Compeán-Martínez pertenecen a la Coordinación Académica Región Altiplano, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, Matehuala, San Luis Potosí, México, e-mail: espinoza_trejo_dr@uaslp.mx, y ernesto.barcenas@uaslp.mx. Tel. 01(52)-488-882-7318. D. U. Campos-Delgado pertenece a la Facultad de Ciencias, de la Universidad Autónoma de San Luis Potosí, email: ducd@fciencias.uaslp.mx.

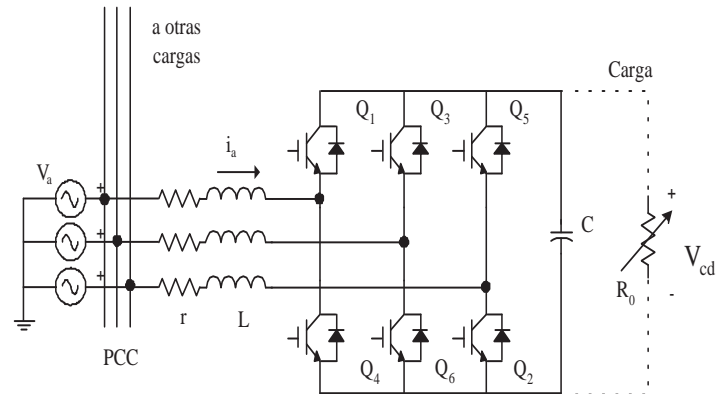


Fig. 1. Convertidor de 6 pulsos usado como Rectificador PWM.

convertidor, debido a que se requiere la presencia de lazos de control para el correcto funcionamiento. Usualmente, el control del sistema PWM-VSR emplea controladores PI para lograr los objetivos de control, es decir: *i) regulación del bus de CD* , y *ii) factor de potencia unitario en la alimentación*. Sin embargo, este tipo de esquemas de control son diseñados para operar en un punto de operación, y son sensibles a la variación de parámetros. En la última década, el control basado en pasividad ha cobrado relevancia en el área de electrónica de potencia, y se han reportado resultados importantes en APF [6], PWM-VSR trifásicos [7], y monofásicos [8], [9]. Las ventajas de usar esta técnica son por ejemplo, robustez ante variación de parámetros, y una alta velocidad de respuesta del convertidor en comparación con controladores PI convencionales. No obstante, estas estrategias de control son diseñadas asumiendo el correcto funcionamiento del convertidor, es decir, no se contempla la posibilidad de que un elemento del convertidor falle. Sin embargo, en [10] se menciona que el 38% de las fallas que ocurren en un variador de velocidad de CA se presentan en el convertidor de 6 pulsos (ver Fig. 1). Desde hace un par de décadas se ha puesto atención en el diagnóstico de fallas en el convertidor de 6 pulsos. Aunque, las principales aportaciones se han enfocado al inversor (VSI) [10]. Sin embargo, en los últimos 2 años se han reportado algunos resultados sobre el diagnóstico en el PWM-VSR. En [11] se propuso un esquema de control tolerante a fallas en el sensor que mide el voltaje del bus de CD . Una estrategia de reconfiguración de fallas para el conjunto VSR-VSI (conocido como BACK-to-BACK) ha sido

propuesta en [12]. Esta estrategia emplea el rectificador PWM para mejorar el desempeño del sistema VSR-VSI ante una falla en uno de los dispositivos de potencia en el VSI, es decir, sólo fallas en el VSI son consideradas. De acuerdo a la búsqueda que han realizado los autores de este trabajo, se considera a este artículo como uno de los primeros en diagnosticar fallas en el PWM-VSR. Este estudio propone un esquema de detección y aislamiento de fallas intermitentes en los interruptores de potencia del convertidor de 6 pulsos empleado como PWM-VSR. Además, de acuerdo con [13], la mayoría de los enfoques propuestos hasta ahora para el diagnóstico de fallas en el VSI son seriamente afectados en la presencia de lazos de control. Así, se resalta que el esquema de diagnóstico propuesto en este trabajo opera adecuadamente aún bajo la influencia de un control retroalimentado.

A continuación se describe la organización de este artículo. La sección II presenta el modelo del PWM-VSR empleado en este artículo para el diseño de la estrategia de control nominal. El esquema de control nominal basado en pasividad es descrito en la Sección III. La etapa de diagnóstico de fallas se presenta en la Sección IV. Los resultados de simulación se detallan en la Sección V. Finalmente, el artículo concluye con comentarios finales y trabajo futuro en la Sección VI.

II. MODELO PROMEDIO DEL RECTIFICADOR PWM

En este estudio se emplea un modelo promedio para describir la dinámica del rectificador PWM [14]. Esto asume una frecuencia de conmutación alta en la operación del rectificador. En este modelo, las pérdidas en el convertidor de potencia son despreciadas. El modelo se representa en el marco de referencia síncrono, denotado aquí por coordenadas dq . Se elige este marco de referencia por la simplificación obtenida en cuanto al número de variables. Adicionalmente, se resalta la ventaja de representar la componente fundamental de las corrientes y/o tensiones por cantidades *constantes*. Por lo tanto, tanto el modelo del PWM-VSR, como el algoritmo de control basado en pasividad se muestran en el marco referencia dq . Así, el siguiente conjunto de ecuaciones dado en (1) representa el comportamiento dinámico del PWM-VSR

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{r}{L}x_1 + \omega x_2 + \frac{1}{L}v_d - \frac{1}{L}x_3u_1 \\ \dot{x}_2 &= -\omega x_1 - \frac{r}{L}x_2 + \frac{1}{L}v_q - \frac{1}{L}x_3u_2 \\ \dot{x}_3 &= -\frac{1}{R_oC}x_3 + \frac{1}{C}x_1u_1 + \frac{1}{C}x_2u_2 \end{aligned} \quad (1)$$

donde el vector de estados está dado por $x = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_d, i_q, V_{cd}]^T$. En este modelo, las variables (i_d, i_q) representan las corrientes de entrada asociadas al marco dq , (v_d, v_q) denotan los voltajes del suministro eléctrico en el marco dq de frecuencia $\omega = 2\pi f$, r es la resistencia asociada a la inductancia de entrada L ; C representa la capacitancia del filtrado, R_o la resistencia de carga del lado del bus de CD , y (u_1, u_2) las entradas con propósitos de control.

III. CONTROL NOMINAL BASADO EN PASIVIDAD

En esta sección se presentan las derivaciones del controlador basado en pasividad. Esto parte del modelo descrito en (1), el

cual puede ser reescrito y expresado por (2):

$$D\dot{x} = -\Phi(x)u - Rx + \xi \quad (2)$$

donde

$$D = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & C \end{bmatrix}, \quad \Phi(x) = \begin{bmatrix} x_3 & 0 \\ 0 & x_3 \\ -x_1 & -x_2 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} r & -L\omega & 0 \\ L\omega & r & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{R_o} \end{bmatrix}, \quad \xi = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ 0 \end{bmatrix}, \quad u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}.$$

Se define el vector error de seguimiento por:

$$e = x - x_d \quad (3)$$

donde x es el vector de estados del sistema, mientras que x_d es el valor deseado de los estados del sistema. Si se elige la dinámica de los estados deseados por:

$$D\dot{x}_d = -\Phi(x)u - Rx_d + \xi + Ke \quad (4)$$

donde K es una matriz de ganancia que pesa al error de seguimiento. Entonces, asumiendo el estado completo medible, la dinámica del error de seguimiento está dada por:

$$D\dot{e} = -(R + K)e. \quad (5)$$

En consecuencia, para probar estabilidad asintótica del punto de equilibrio del sistema error descrito en (5), se propone la función de energía

$$V(e) = \frac{1}{2}e^TDe \quad (6)$$

donde la matriz $D = D^T$. De esto, se obtiene la derivada con respecto al tiempo de V y se muestra en (7)

$$\dot{V}(e) = e^TD\dot{e}. \quad (7)$$

Sustituyendo (5) en (7) se obtiene la siguiente expresión para la derivada

$$\dot{V}(e) = -e^T(R + K)e \quad (8)$$

por lo tanto, se elige K que garantice que $(R + K) > 0$, entonces, $\dot{V}(e) < 0$, es decir, K es una matriz de elementos disipativos que constituye la inyección de amortiguamiento o disipación al sistema retroalimentado. Así, se propone

$$K = \begin{bmatrix} k_1 & L\omega & 0 \\ -L\omega & k_2 & 0 \\ 0 & 0 & k_3 \end{bmatrix} \quad (9)$$

y de esta manera, la matriz K permite la retroalimentación de corrientes por medio de k_1 y k_2 , y de la tensión del bus de CD por medio de k_3 . Por lo tanto, usando la matriz de inyección de amortiguamiento se obtiene la dinámica del sistema en lazo cerrado representada por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\begin{aligned} v_d &= L\dot{x}_{1d} + u_1x_3 + rx_{1d} - L\omega x_{2d} - k_1(x_1 - x_{1d}) \\ &\quad - L\omega(x_2 - x_{2d}) \\ v_q &= L\dot{x}_{2d} + u_2x_3 + L\omega x_{1d} + rx_{2d} \\ &\quad + L\omega(x_1 - x_{1d}) - k_2(x_2 - x_{2d}) \\ 0 &= C\dot{x}_{3d} - u_1x_1 - u_2x_2 + \frac{x_{3d}}{R_o} - k_3(x_3 - x_{3d}) \end{aligned} \quad (10)$$

La tercera ecuación en (10) describe el comportamiento de las variables de interés en relación directa con la tensión del bus de CD (x_3). Las señales de control u_1, u_2 se obtienen de las dos primeras ecuaciones en (10), obteniéndose (11):

$$\begin{aligned} u_1 &= \frac{1}{x_3} \{v_d - L\dot{x}_{1d} - rx_{1d} + L\omega x_{2d} + k_1(x_1 - x_{1d}) \\ &\quad + L\omega(x_2 - x_{2d})\} \\ u_2 &= \frac{1}{x_3} \{v_q - L\dot{x}_{2d} - L\omega x_{1d} - rx_{2d} \\ &\quad - L\omega(x_1 - x_{1d}) + k_2(x_2 - x_{2d})\} \\ x_3 &= \frac{1}{k_3} \left\{ \left(\frac{1}{R_o} + k_3 \right) x_{3d} - x_1 u_1 - x_2 u_2 \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

Notar que a través de x_3 en (11), es posible retroalimentar el voltaje del bus de CD. Esto hace posible controlar tanto las corrientes de entrada del convertidor, como la tensión en el bus de CD. Notar que las variables de referencia x_{1d} , x_{2d} y x_{3d} corresponden al punto de operación deseado. Considerando que se tiene una operación como rectificador PWM en donde los objetivos de control son: la corrección del factor de potencia en el lado de CA , y la regulación de la tensión en el bus de CD; se tiene que x_{1d} depende de la potencia activa demandada en el bus de CD por la carga, y es posible calcularla con (12). Por otra parte, el valor correspondiente para x_{2d} es cero, debido a que se requiere un factor de potencia unitario del lado de la red eléctrica, para no demandar potencia reactiva, finalmente, el valor para x_{3d} corresponde a la referencia de tensión deseada en el bus de CD.

$$x_{1d} = \frac{2(x_{3d})^2}{3R_o v_d} \quad (12)$$

La señal de referencia x_{1d} se obtiene a través de un balance de potencia, considerando interruptores ideales, y la operación con un factor de potencia unitario. De esta manera, la potencia entregada por la red eléctrica, es la misma que se consume en el lado del bus de CD, generando así (12). De acuerdo con (8), las ganancias k_1, k_2, k_3 se eligen tal que $k_1 > 0$, $k_2 > 0$ y $k_3 > 0$ para garantizar estabilidad asintótica.

IV. ETAPA DE DIAGNÓSTICO

Esta sección presenta el esquema de diagnóstico de fallas de actuador propuesto en este artículo. La idea básica consiste en construir las señales de residuo a partir de los errores de seguimiento obtenidos de la estrategia de control nominal. Este hecho se puede visualizar mediante los resultados presentados en la Fig. 2. Los resultados muestran el comportamiento de las corrientes de entrada cuando se presenta una falla en el interruptor superior de la fase a (interruptor Q_1). De la Fig. 2 se pueden observar las corrientes de entrada i_d , e i_q (*medibles*), las corrientes de referencia i_d^{ref} e i_q^{ref} (*conocidas*), y los errores de seguimiento e_d y e_q . Ahora, notar que cuando el sistema se encuentra libre de falla, la corriente de entrada satisface la siguiente condición

$$i_j = i_j^{ref}, \quad \forall j \in \{d, q\},$$

lo cual se garantiza por la actuación del algoritmo de control nominal. Cuando ocurre una falla, aparece una componente en la corriente de entrada i_j , la cual se puede interpretar como

una corriente que se ha sumado a la corriente de referencia i_j^{ref} . Por lo tanto, es posible representar la falla a través de una estructura aditiva, es decir

$$i_j = i_j^{ref} + i_j^{falla}.$$

De esto, se definen las señales de residuo por

$$r_j = i_j^{falla} = i_j - i_j^{ref} = e_j. \quad (13)$$

En consecuencia, se generan dos señales de residuo r_d y r_q con las que será posible detectar y aislar cada una de las 6 posibles fallas presentes en el rectificador, como se ilustra en las siguientes secciones.

A. Etapa de Detección

La detección de las fallas se realiza a través de una evaluación directa del vector de falla $r_{\alpha\beta} = [\Pi]r_{dq}$ donde $r_{\alpha\beta} = [r_\alpha, r_\beta]^T$ representa el vector de falla en el marco de referencia estacionario de coordenadas (α, β) asociado con $r_{dq} = [r_d, r_q]^T$. Notar que $r_{\alpha\beta}$ se construye a partir de las señales de residuo (13), y aplicando la siguiente transformación variante en el tiempo, la cual da una relación entre las coordenadas dq y $\alpha\beta$

$$\Pi \equiv \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (14)$$

donde $\theta = \omega t$. Así, la detección de las fallas se puede lograr usando una norma con ventana

$$\|r_{\alpha\beta}\|_{2,t,T} = \sqrt{\int_{t-T}^t \|r_{\alpha\beta}(t)\|^2 dt}, \quad (15)$$

y un umbral J_{th} debido a que

$$\|r_{\alpha\beta}\|_{2,t,T} \neq 0$$

incluso en un escenario libre de falla por mediciones ruidosas. Por lo tanto, el umbral es seleccionado por

$$J_{th} = \max_{r_{\alpha\beta}=0} \|r_{\alpha\beta}\|_{2,t,T}. \quad (16)$$

B. Etapa de Aislamiento

En este estudio inicial, sólo se presenta un esquema cualitativo para aislar las 6 posibles fallas en el PWM-VSR. Nuevamente, la etapa de aislamiento hace uso del vector de falla $r_{\alpha\beta}$. Ahora, notar que existen 6 posibles fallas asociadas con cada uno de los interruptores del PWM-VSR. De esto, se asume que el vector de falla $r_{\alpha\beta}$ adquiere 6 posibles direcciones, asociadas con cada uno de los interruptores. Así, para aislar las fallas se analiza el retrato de fase r_α vs. r_β después del evento de falla, debido a que se tendrían trayectorias con ubicaciones distintivas en el plano $\alpha - \beta$ para cada caso. Las direcciones obtenidas para cada una de las 6 fallas se muestran en la siguiente sección.

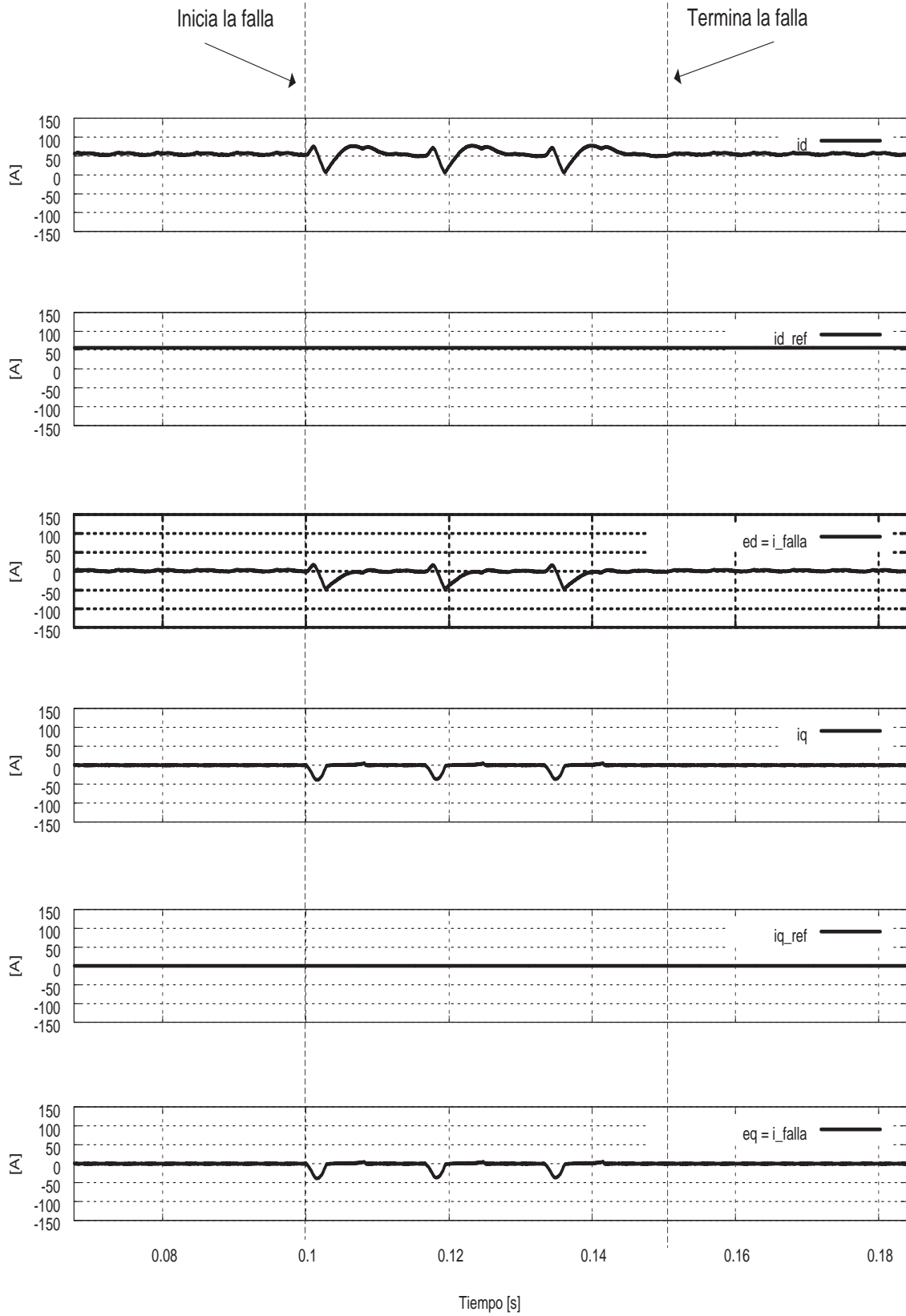


Fig. 2. Falla en el interruptor Q_1 . De arriba a abajo: 1) corriente de entrada i_d , 2) corriente de entrada de referencia i_d^{ref} , 3) corriente de falla i_d^{falla} , 4) corriente de entrada i_q , 5) corriente de entrada de referencia i_q^{ref} , y 6) corriente de falla i_q^{falla}

TABLE I
PARÁMETROS DEL PWM-VSR.

Parámetro	Valor
Voltaje de fase V_a	127 V_{rms}
Inductancia L	2.2 mH
Resistencia de inductores r	0.1 Ω
Resistencia de carga R_o	11 Ω
Capacitor C	1100 μF
Bus de CD V_{cd}	400 V

V. RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En esta sección se muestran las simulaciones realizadas para validar las ideas presentadas en este artículo. Las simulaciones fueron realizadas usando el programa PSIM. Los parámetros empleados en la simulación se muestran en la Tabla I. La Fig. 3 muestra los resultados obtenidos con el esquema de control basado en pasividad. Se ilustran en la Fig. 3 el voltaje del bus de CD, la tensión de entrada de la fase a , y la corriente de entrada en la fase a . Se puede apreciar que el voltaje y la corriente de la fase a se encuentran en fase, logrando de esta manera un factor de potencia unitario.

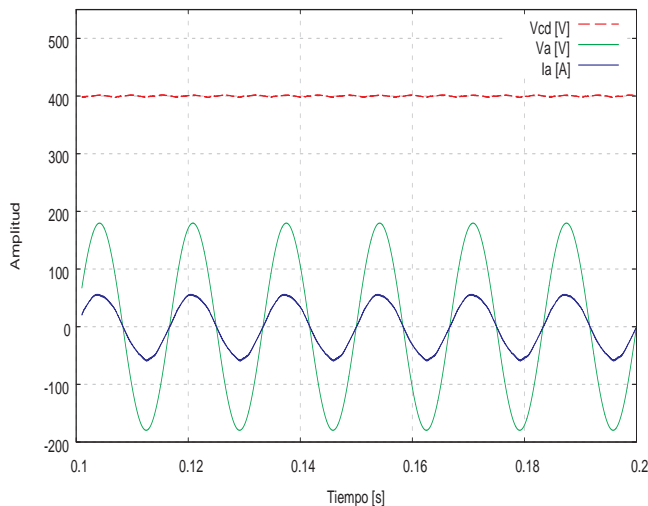


Fig. 3. Voltaje del bus de CD, Voltaje de la fase a , y corriente de línea a .

Por la brevedad del artículo se omiten los resultados de la etapa de detección. No obstante, los resultados son satisfactorios y se presentarán en futuros trabajos. Para los autores en esta ocasión resulta más interesante mostrar la etapa de aislamiento. Por lo tanto, para validar esta etapa se han generado los retratos de fase para cada una de las 6 posibles fallas en el PWM-VSR. La Fig. 4 muestra las trayectorias para fallas de circuito abierto en los dispositivos de potencia de la rama a . A partir de la Fig. 4 se observa que las trayectorias se encuentran ligadas al eje β . La Fig. 5 muestra las trayectorias para las fallas en los interruptores de la rama b . Mientras que la Fig. 6 muestra las trayectorias para las fallas en la rama

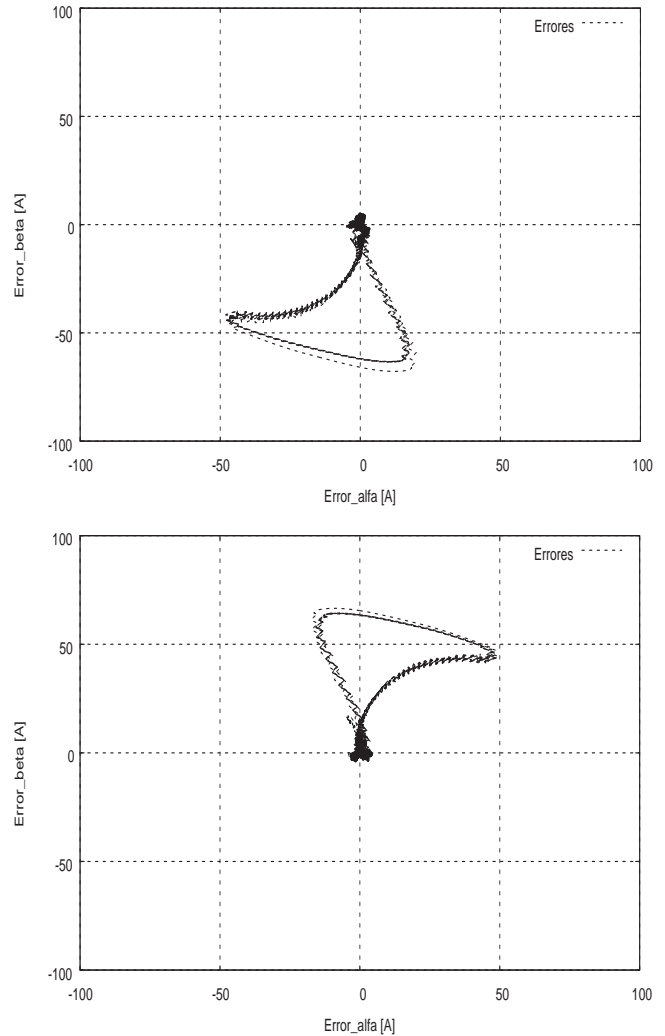


Fig. 4. Arriba: trayectoria obtenida para falla en el interruptor Q_1 , Abajo: trayectoria obtenida para falla en el interruptor Q_4 .

c . De estos resultados se puede observar que a través de las señales de residuo propuestas en este trabajo es posible aislar las fallas presentes en los interruptores de potencia del PWM-VSR.

VI. COMENTARIOS FINALES Y TRABAJO FUTURO

Este artículo presenta un esquema cualitativo para el diagnóstico de fallas de circuito abierto en el PWM-VSR. Se demostró mediante resultados en simulación, que los errores de seguimiento del esquema de control nominal, pueden ser usados para la generación de señales de residuo. La siguiente etapa de este estudio contempla la evaluación experimental de la técnica de diagnóstico, la validación del esquema ante cambios abruptos de carga, y la generación de una estrategia de reconfiguración de fallas que contribuya a aumentar la disponibilidad del sistema Rectificador PWM.

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo está siendo desarrollado con el apoyo otorgado a través de los proyectos: (PROMEP/103.5/09/4244), (PROMEP/103.5/10/5644), y (PROMEP/103.5/10/0941).

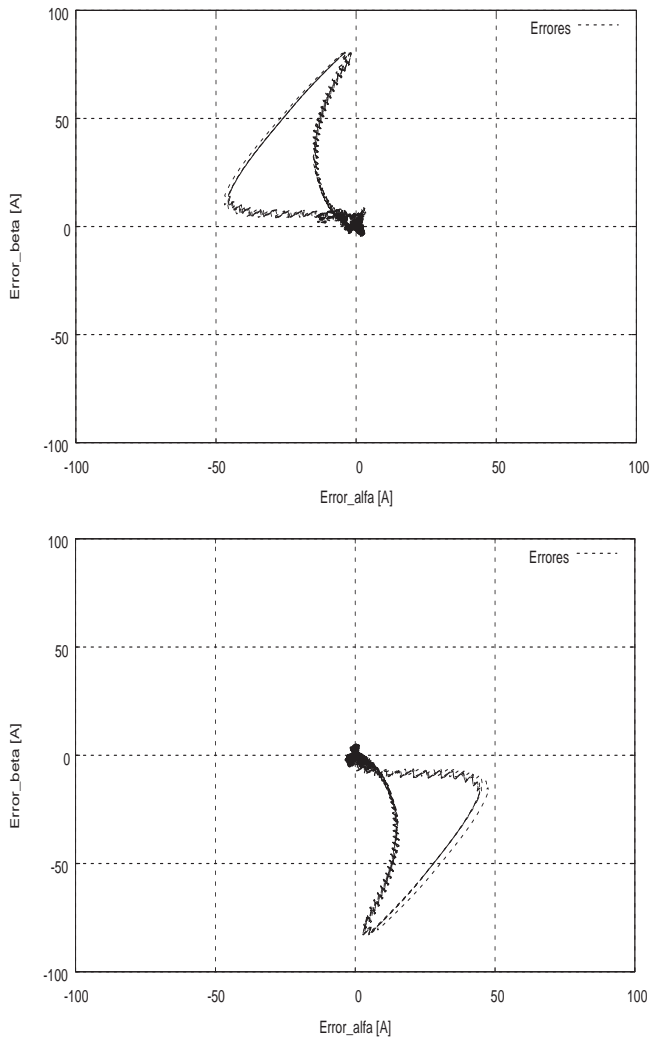


Fig. 5. Arriba: trayectoria obtenida para falla en el interruptor Q_3 , Abajo: trayectoria obtenida para falla en el interruptor Q_6 .

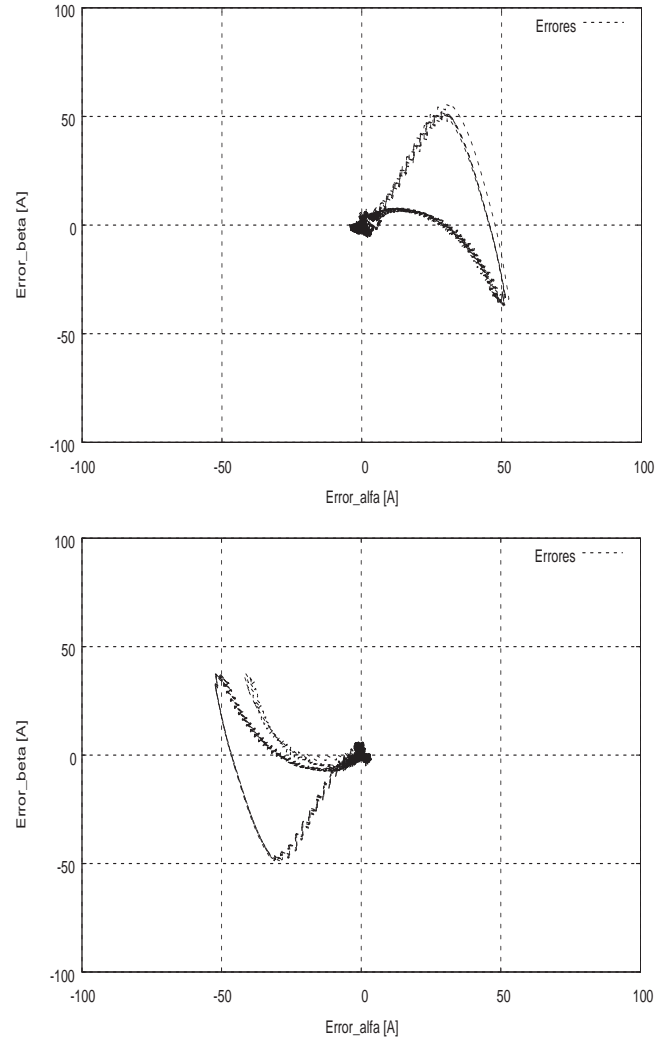


Fig. 6. Arriba: trayectoria obtenida para falla en el interruptor Q_5 , Abajo: trayectoria obtenida para falla en el interruptor Q_2 .

REFERENCES

- [1] Nota de Aplicación: FLUKE, *Medida y Localización de Armónicos en Sistemas de Potencia*, 2004.
- [2] IEEE 519, *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, 1992.
- [3] IEC 1000-3-2: (reissued as IEC 61000-3-2), *Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase)*.
- [4] M. El Habrouk, *A survey of active filters and reactive power compensation techniques, Power electronics and variable speed drives*, conference publication, 2000.
- [5] Wang Hui, Chen Jihua, Huang Shoudao, Wang Yaonan, *The investigation of PWM rectifier control method*, The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004.
- [6] R. Verdeja Higareda, *Comparación experimental del desempeño de un filtro activo paralelo de potencia bajo la acción de controladores tipo: histéresis, proporcional-integral-derivativo y basado en pasividad*, Tesis de maestría, CENIDET, 2004.
- [7] J. M. Carrasco, E. Galvan, G. Escobar, A.M. Stankovic and R. Ortega, *Passivity based controller for a three phase synchronous rectifier*, 26th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2000. Vol. 4, pp. 2629-2634.
- [8] D. Karagiannis, E. Mendes, A. Astolfi and R. Ortega, *An experimental comparison of several PWM controllers for a single-phase AC-DC converter*, IEEE Transactions on control systems technology, vol. 11, No. 6, 2003.
- [9] C. Gaviria, E. Fossas, R. Griño, *Robust controller for a full-bridge rectifier using the IDA approach and GSSA modeling*, IEEE Transactions on Circuits and Systems I, 2005.
- [10] Bin Lu y Santosh K. Sharma, *A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters*, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, No. 5, September/October 2009.
- [11] Ahlem Ben Youssef, Sejir Khojet El Khil, e Ilhem Slama-Belkhouja, *DC Bus Sensor Fault Tolerant Control of Single Phase PWM Rectifier for Electrical Traction*, 8th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, 2011.
- [12] J. A. A. Caseiro, A. M. S. Mendes, y A. J. M. Cardoso, *The Usage of a PWM Rectifier to Improve Three-Phase Induction Motor Drive Performance under Fault Conditions*, 13th European Conference on Power Applications, EPE09, 2009.
- [13] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, *Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuit Faults in Three Phase Voltage Source Inverters for AC Variable Speed Drives*, European Conference on Power Electronics and Applications, September 2005.
- [14] Vitor Ferao Pires, José Fernando A. Silva, *Teaching Nonlinear Modeling, Simulation, and Control of Electronic Power Converters Using MATLAB/Simulink*, IEEE Transactions on Education, vol. 45, No. 3, 2002.
- [15] J. A. Vila García, *Control No Lineal de Convertidores Eléctricos de Potencia*, Tesis de maestría 2005, División de estudios de Posgrado, Facultad de Ingeniería, UNAM.
- [16] E. Barcenás, V. Cárdenas, y J. Arau, *Rectificador PWM Trifásico con función de filtro activo integrada controlado por pasividad*, AMCA 2007.