

Evaluación en Lazo Cerrado de un Algoritmo de Diagnóstico y Re-Configuración ante Fallas en Variadores de Velocidad

Espinoza-Trejo D. R.
Coord. Acad. Región Altiplano
Univ. Aut. de San Luis Potosí
San Luis Potosí, México
espinoza_trejo_dr@uaslp.mx

Martínez-López F. J.
Coord. Acad. Región Altiplano
Univ. Aut. de San Luis Potosí
San Luis Potosí, México
fjml@uaslp.mx

Campos-Delgado D. U.
Facultad de Ciencias
Univ. Aut. de San Luis Potosí
San Luis Potosí, México
ducd@ciencias.uaslp.mx

Resumen—Este estudio presenta una evaluación del desempeño de un esquema de diagnóstico (FDI) y re-configuración de fallas de actuador para variadores de velocidad (VV) de motores de inducción (MI) operando sobre esquemas de control vectorial. Fallas de circuito-abierto (F_a^1) en los dispositivos IGBT's del inversor son consideradas. Este artículo propone un banco de observadores PI para detectar y aislar el dispositivo IGBT del inversor que presenta la falla. Una vez aislado el módulo IGBT, éste se reemplaza por una 4ª rama de respaldo sin necesidad de modificar el algoritmo de control. Previas investigaciones, han mostrado que los esquemas FDI son afectados por la existencia de lazos de control en el sistema, (Rothenhagen y Fuchs, 2005), donde los serios problemas se originan en la operación del MI en bajas velocidades y bajos niveles de carga. Por lo tanto, este artículo muestra resultados que permiten visualizar los efectos al usar las corrientes de estator en el esquema de diagnóstico de fallas. Resultados en simulación validan el desempeño del esquema FDI propuesto. **Palabras clave:** Observadores PI, FOC, Diagnóstico de fallas, Compensación de Fallas.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años, se han propuesto distintos esquemas para detectar y aislar fallas (FDI) de *interruptor abierto* (F_a^1), y/o *corto-circuito* (F_a^2) en los dispositivos de potencia (IGBT's) del convertidor *CD-CA* comúnmente usado en VV para MI [ver Fig. (1)]. En (Fuchs, 2003) y (Lu y Sharma, 2008), se pueden encontrar una revisión y una descripción detallada de los enfoques propuestos hasta ahora en la literatura para diagnosticar las fallas F_a^1 y/o F_a^2 . Desafortunadamente, el desempeño de la mayoría de éstos ha sido evaluado operando sobre esquemas de control volts-hertz (*lazo abierto*), sólo algunos pocos han considerado el impacto sobre el desempeño del esquema FDI ante la presencia de lazos de control en el sistema global. Los trabajos reportados en (Bolognani et al., 2000), (Masrur et al., 2007), (Rodríguez et al., 2008) y (Rothenhagen y Fuchs, 2005) son algunos de estos estudios que han considerado el problema de diagnosticar las fallas F_a^1 y/o F_a^2 asumiendo la operación del MI sobre esquemas de control en lazo cerrado. Recientemente, en (Masrur et al., 2007) los autores presentaron un esquema FDI basado en modelos

para diagnosticar fallas tipo F_a^1 , el cual, consiste en entrenar una red neuronal a partir de comportamientos obtenidos de modelos con falla y sin falla del sistema inversor-MI. El esquema FDI no permite aislar fallas simultáneas, y requiere de 7 señales de entrada a la red neuronal 3 voltajes, 3 corrientes y el par eléctrico. Además, el artículo no presenta una evaluación detallada del desempeño del esquema FDI, y por lo tanto, los autores no presentan el impacto sobre el esquema FDI al asumir una operación en lazo cerrado. Por otra parte, para aplicaciones en alta potencia, los autores en (Rodríguez et al., 2008) han presentado un esquema de re-configuración de fallas con la capacidad de aislar hasta dos interruptores que presenten cualquiera de los escenarios de falla F_a^1 y F_a^2 . La etapa FDI se centra en colocar en puntos clave 6 sensores para medir *voltajes aislados*, al comparar éstos con los voltajes de referencia usados para generar las señales de disparo de los dispositivos IGBT's, entonces, es posible detectar alguna de las fallas F_a^1 y F_a^2 . No obstante, con este esquema FDI se debe considerar cuidadosamente los retardos inevitables en los instantes de conmutación, y además la instrumentación electrónica necesaria deberá ser sintonizada adecuadamente con el desempeño del sistema global, para distinguir una falla de una condición de sobrecarga, ver (Bolognani et al., 2000). Por último, en (Rothenhagen y Fuchs, 2005), a través de resultados obtenidos de experimentos, se ha mostrado que la mayoría de los esquemas FDI propuestos son seriamente afectados cuando el régimen de operación del variador de velocidad implica *velocidades de referencia* en bajas frecuencias, y bajos niveles de carga. Con el esquema FDI propuesto en este artículo, la evaluación realizada presenta resultados satisfactorios en tres distintos regímenes de operación. El esquema tiene la capacidad de diagnosticar fallas simultáneas, tal que, técnicas de re-configuración como las desarrolladas en (Rodríguez et al., 2008) pueden ser aplicadas. Este esquema FDI es insensible a variaciones del par de carga, pues sub-sistemas desacoplados de éste han sido obtenidos, los cuales son usados para la generación de residuos. Además, a través de resultados experimentales

se ha validado su robustez en contra de incertidumbre paramétrica, o dinámica no modelada. Finalmente, se con-

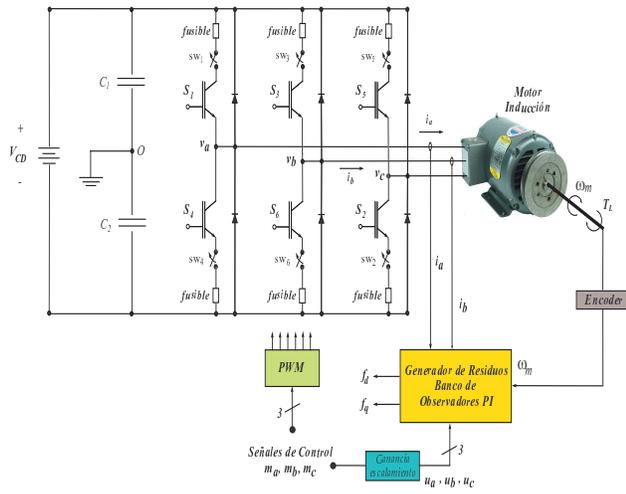


Figura 1. Inversor PWM Estándar-Motor de Inducción Trifásico.

sidera que este estudio es importante, pues resuelto el problema de FDI para las fallas (F_a^1) y/o (F_a^2), entonces, es posible plantear la compensación de las mismas. Con este objetivo en mente, nuevas topologías para el inversor estándar con capacidad de tolerar fallas han sido propuestas en (Bolognani et al., 2000), (De Araujo Ribeiro, 2004), (Rodriguez et al., 2008) y (Welchko et al., 2004). En este trabajo, se selecciona la topología reportada en (De Araujo Ribeiro, 2004) por su simplicidad en cuanto al número de interruptores extras que deben ser incorporados, y el hecho de que no se requiere modificar el algoritmo de control para compensar la falla.

II. MODELO DEL MI

En esta sección, el modelo dinámico del motor de inducción trifásico bajo fallas de actuador es brevemente detallado. Éste es obtenido usando una representación bifásica del motor (*ejes dq*) [ver (Krishnan, 2001)]. Los parámetros característicos del MI son inductancias propias de estator y rotor (L_s, L_r), inductancia mutua L_m , resistencias equivalentes de estator y rotor (R_s, R_r), momento de inercia J , fricción mecánica f , y T_L representa el par de carga. Definir las siguientes constantes $a = R_r/L_r$, $b = L_m/\sigma L_s L_r$, $c = (L_m^2 R_r/\sigma L_s L_r^2) + (R_s/\sigma L_s)$, $m = 3n_p L_m/2JL_r$, $d = 1/\sigma L_s$, $k = 1/J$, $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$ como una reparametrización del modelo del MI, donde a , b , c , m , d , k y σ son parámetros conocidos, y considerar a $(v_d, v_q)^T$ como el vector de entrada en el sistema. De esta manera, el modelo resultante del MI en el marco de referencia de estator (Krishnan, 2001) se muestra en (1), el cual está formado por dos corriente de estator (i_{ds}, i_{qs}), dos

flujos de rotor ($\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$) y la velocidad mecánica ω_m :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -ci_{ds} + ab\lambda_{ds} + n_p b\lambda_{qs}\omega_m + d[v_d + f_d] \\ \dot{i}_{qs} &= -ci_{qs} + ab\lambda_{qs} - n_p b\lambda_{ds}\omega_m + d[v_q + f_q] \\ \dot{\lambda}_{dr} &= -a\lambda_{dr} + aL_m i_{dr} - n_p \lambda_{qr}\omega_m \\ \dot{\lambda}_{qr} &= -a\lambda_{qr} + aL_m i_{qr} + n_p \lambda_{dr}\omega_m \\ \dot{\omega}_m &= -kf\omega_m + m(i_{qs}\lambda_{dr} - i_{ds}\lambda_{qr}) - kT_L \end{aligned} \quad (1)$$

donde las mediciones comunes y disponibles en un escenario real son dadas por las corrientes de estator $y_1 = i_{ds}$, $y_2 = i_{qs}$ y la velocidad mecánica $y_3 = \omega_m$. Por último, notar que en (1) las fallas de actuador f_d, f_q se modelan a través de una estructura aditiva (Espinoza, 2009).

III. GENERACIÓN DE LAS SEÑALES DE RESIDUO

Para el modelo del MI (1), las condiciones geométricas presentadas en (De Persis e Isidori, 2001) se cumplen, y en consecuencia, sub-sistemas desacoplados sólo sensibles a una falla han sido obtenidos en (Espinoza y Campos, 2009). De esto, el sistema presentado en (2) muestra el sub-sistema resultante afectado sólo por la falla f_d :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -ci_{ds} + ab\lambda_{dr} + n_p b\lambda_{qr}\omega_m + d[v_d + f_d] \\ \dot{\lambda}_{dr} &= -a\lambda_{dr} + aL_m i_{ds} - n_p \lambda_{qr}\omega_m \\ \dot{\lambda}_{qr} &= -a\lambda_{qr} + aL_m i_{qs} + n_p \lambda_{dr}\omega_m \\ y_1 &= i_{ds}. \end{aligned} \quad (2)$$

Por lo tanto, construyendo un observador para este sub-sistema se obtiene un generador de residuo. Además, para generar un esquema FDI robusto ante incertidumbre paramétrica o dinámica no modelada, se propone un *observador PI*, el cual permite generar un estimado del perfil de falla \hat{f}_d , (Espinoza, 2009). La estructura del observador PI para este escenario de falla se muestra en (3).

$$\begin{aligned} \dot{\hat{i}}_{ds} &= -\hat{c}\hat{i}_{ds} + ab\hat{\lambda}_{dr} + n_p b\hat{\lambda}_{qr}y_3 + dv_d + d\hat{f}_d + \\ &+ k_{11}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{\hat{\lambda}}_{dr} &= -\hat{a}\hat{\lambda}_{dr} + aL_m \hat{i}_{ds} - n_p \hat{\lambda}_{qr}y_3 + k_{12}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{\hat{\lambda}}_{qr} &= -\hat{a}\hat{\lambda}_{qr} + aL_m y_2 + n_p \hat{\lambda}_{dr}y_3 + \\ &+ k_{13}(y_1 - \hat{y}_1)y_3 \\ \dot{\hat{f}}_d &= k_{i_d}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \hat{y}_1 &= \hat{i}_{ds}. \end{aligned} \quad (3)$$

Mientras que el sistema presentado en (4) muestra el sub-sistema sensible sólo a la falla f_q :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{qs} &= -ci_{qs} + ab\lambda_{qs} - n_p b\lambda_{ds}\omega_m + d[v_q + f_q] \\ \dot{\lambda}_{ds} &= -a\lambda_{ds} + aL_m i_{ds} - n_p \lambda_{qs}\omega_m \\ \dot{\lambda}_{qs} &= -a\lambda_{qs} + aL_m i_{qs} + n_p \lambda_{ds}\omega_m \\ y_2 &= i_{qs}. \end{aligned} \quad (4)$$

En este caso, la estructura dinámica del observador PI se muestra en (5).

$$\begin{aligned}
 \dot{\hat{i}}_{qs} &= -\hat{c}_{i_{qs}} + ab\hat{\lambda}_{qr} - n_p b \hat{\lambda}_{dr} y_3 + dv_q + d\hat{f}_q + \\
 &+ k_{21}(y_2 - \hat{y}_2) \\
 \dot{\hat{\lambda}}_{dr} &= -a\hat{\lambda}_{dr} + aL_m y_1 - n_p \hat{\lambda}_{qr} y_3 + k_{22}(y_2 - \hat{y}_2) y_3 \\
 \dot{\hat{\lambda}}_{qr} &= -a\hat{\lambda}_{qr} + aL_m \hat{i}_{qs} + n_p \hat{\lambda}_{dr} y_3 + \\
 &+ k_{23}(y_2 - \hat{y}_2) \\
 \dot{\hat{f}}_q &= k_{i_q}(y_2 - \hat{y}_2) \\
 \dot{\hat{y}}_2 &= \hat{i}_{qs}
 \end{aligned} \quad (5)$$

Este esquema FDI ha sido recientemente presentado en (Espinoza, 2009). En consecuencia, los detalles con respecto a la estabilidad del punto de equilibrio de la dinámica del error pueden ser revisados en dicha referencia, donde además a través de resultados experimentales el esquema FDI ha sido validado ante cambios en el par de carga (*entrada desconocida*). Las ganancias de los observadores usadas en las simulaciones se muestran en la Tabla I. Una

TABLA I
GANANCIAS DE LOS OBSERVADORES PI.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
k_{11}	1000	k_{21}	1000
k_{12}	169.65	k_{22}	0
k_{13}	0	k_{23}	169.65
k_{i_d}	195	k_{i_q}	195

vez estimadas las fallas $\hat{f}_d \hat{f}_q$, con propósitos de derivar la etapa de aislamiento se construye el vector $f_{dq} = (f_d, \hat{f}_q)^T$. Este paso es necesario debido a que las fallas de actuador aparecen en el marco abc , ver Fig. (1), donde existen 3 posibles fallas relacionadas con cada fase del MI. No obstante, sólo dos fallas han sido re-construidas con el esquema FDI ($\hat{f}_d \hat{f}_q$). En consecuencia, el vector de falla f_{dq} en general ha adquirido 3 direcciones de falla. Por lo tanto, para resolver el problema de aislamiento se definen las direcciones de actuador unitarias en el marco abc como $e_a = (1, 0, 0)^T$, $e_b = (0, 1, 0)^T$ y $e_c = (0, 0, 1)^T$. Las direcciones resultantes en el marco dq están dadas por $v_{a+} = \frac{[T_{abc}]e_a}{\|[T_{abc}]e_a\|}$, $v_{b+} = \frac{[T_{abc}]e_b}{\|[T_{abc}]e_b\|}$ y $v_{c+} = \frac{[T_{abc}]e_c}{\|[T_{abc}]e_c\|}$. Donde $[T_{abc}]$ representa la transformación de coordenadas que mapea los ejes abc al plano dq , ver (Espinoza, 2009). Notar que además, es posible tener direcciones de actuador negativas, es decir, $-e_a, -e_b$ y $-e_c$ son también posibles. De aquí, se deducen 6 direcciones de falla ($v_{a+}, v_{a-}, v_{b+}, v_{b-}, v_{c+}, v_{c-}$) en el marco dq , las cuales, se relacionan con cada interruptor ($S_1, S_2, S_3, S_4, S_5, S_6$) en el inversor PWM ver Fig. (1). Estos vectores unitarios son ilustrados en la Fig. (2). Por lo tanto, se sugiere evaluar la contribución del vector de falla f_{dq} en esas direcciones tomando el producto interno:

$$r_i = \begin{cases} \frac{\langle v_i, f_{dq} \rangle}{\|f_{dq}\|} & ; \text{ si } \|f_{dq}\| > I_x \\ 0 & ; \text{ si } \|f_{dq}\| < I_x \end{cases} \quad (6)$$

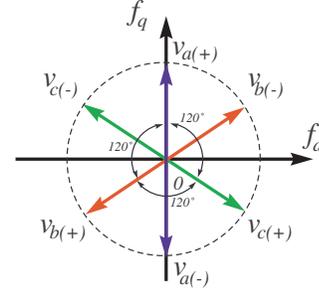


Figura 2. Direcciones de los residuos en retrato de fase en marco dq .

$\forall i = \{a, b, c\}$, donde I_x representa un índice el cual es usado para evitar singularidades en la evaluación. Así, los residuos (r_a, r_b, r_c) cuantifican la direccionalidad de falla con respecto a los ejes a, b, c puesto que se cumple

$$\frac{\langle v_i, f_{dq} \rangle}{\|f_{dq}\|} = \cos \Theta_i \quad (7)$$

donde Θ_i representa el ángulo instantáneo entre el vector de falla f_{dq} y la dirección del actuador v_i . De (7), notar que si f_{dq} es alineado a lo largo de la dirección v_i , el residuo será cercano a 1 (*dirección positiva*) o -1 (*dirección negativa*). Además, estos residuos siempre estarán acotados en el intervalo $[-1, 1]$. La Tabla II ilustra la relación entre los residuos r_{abc} en (6) y el interruptor con falla asociado.

TABLA II
RELACIÓN ENTRE RESIDUOS Y EL INTERRUPTOR QUE PRESENTA FALLA

Interruptor	S_1	S_4	S_3	S_6	S_5	S_2
Residuo asociado	r_a (-)	r_a (+)	r_b (-)	r_b (+)	r_c (-)	r_c (+)

IV. EVALUACIÓN DEL ESQUEMA FDI

De acuerdo con los objetivos planteados en este trabajo, esta sección presenta la evaluación del esquema FDI-Observador PI operando sobre esquemas de control en *laço cerrado*. En este estudio, la técnica de control por campo orientado (FOC *por sus siglas en inglés*) fue considerada. Ésta ha sido estudiada ampliamente en los últimos años, y los detalles con respecto a este algoritmo de control se omiten por la brevedad de este artículo. No obstante, se resalta que el algoritmo FOC se lleva a cabo en el *marco de referencia síncrono*, cuyas coordenadas se definen en este artículo por dq^e . Mientras que el esquema FDI se desarrolla en el *marco de referencia ligado a estator (ejes dq)*. La relación entre los ejes dq^e y dq está dada por:

$$x_{qde} = [\mathbf{II}] x_{qd} \quad (8)$$

con $x_{qd} = [x_q, x_d]^T$, $x_{qde} = [x_q^e, x_d^e]^T$, y x representa cualquier voltaje, corriente o flujo, y

$$\Pi \triangleq \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\text{sen } \theta_s \\ \text{sen } \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (9)$$

donde θ_s es la posición angular del marco de referencia síncrono. Por último, se muestran las acciones de control v_d^e y v_q^e que se implementan en las simulaciones para realizar la evaluación:

$$\begin{bmatrix} v_d^e \\ v_q^e \end{bmatrix} = \frac{1}{d} \begin{bmatrix} -n_p i_q^e \omega_m - a L_m \frac{i_d^{e2}}{\lambda_d^e} - ab \lambda_d^e + v_d^{pi} \\ n_p b \lambda_d^e \omega_m + n_p i_d^e \omega_m + a L_m \frac{i_d^{e2}}{\lambda_d^e} + v_q^{pi} \end{bmatrix} \quad (10)$$

donde la entrada de control v_d^{pi} está dada por:

$$v_d^{pi} = k_{p1}^d (i_d^{e*} - i_d^e) + k_{i1}^d \int_0^t (i_d^{e*}(\tau) - i_d^e(\tau)) d\tau \quad (11)$$

$$i_d^{e*} = k_{p2}^d (\lambda_d^{e*} - \lambda_d^e) + k_{i2}^d \int_0^t (\lambda_d^{e*}(\tau) - \lambda_d^e(\tau)) d\tau.$$

Mientras que la entrada v_q^{pi} está dada por:

$$v_q^{pi} = k_{p1}^q (T_e^* - T_e) + k_{i1}^q \int_0^t (T_e^*(\tau) - T_e(\tau)) d\tau \quad (12)$$

$$T_e^* = k_{p2}^q (\omega_m^* - \omega_m) + k_{i2}^q \int_0^t (\omega_m^*(\tau) - \omega_m(\tau)) d\tau$$

$$T_e = \mu i_d^e i_q^e.$$

Un diagrama a bloques de la estrategia de control FOC implementada se muestra en la Fig. (3). Para mayores detalles se recomienda al lector revisar el artículo presentado en (Fekih, 2008), el cual ha servido como base de este trabajo en el desarrollo del algoritmo FOC. Los parámetros empleados en las leyes de control v_d^e y v_q^e se muestran en la Tabla IV. La evaluación se ha realizado con la herramienta *SimPowerSystems* de MATLAB. Con ésta es posible construir el *inversor* con dispositivos IGBT's, y el motor de inducción es parte de las librerías de la herramienta. De esta manera, los resultados obtenidos en las simulaciones son confiables, pues de acuerdo con la experiencia de los autores en el uso de este programa, se ha probado en otros estudios que los resultados son muy cercanos a los obtenidos en un escenario real. No obstante, este estudio a nivel simulación es requerido, previo a la validación experimental del esquema FDI operando sobre esquemas de control vectorial, pues a partir de los resultados que se reportan en las siguientes secciones se podrá apreciar que diagnosticar fallas en lazo cerrado, es bastante diferente a considerar escenarios en lazo abierto. De hecho, se ha observado que una falla del tipo F_a^1 en *lazo abierto* no destruye el prototipo al realizar las pruebas experimentales. Sin embargo, en lazo cerrado ésta pudiera ser destructiva, debido a que las leyes de control *PI* intentan compensar la aparición de la falla, provocando fenómenos de saturación que provocan la ruptura del lazo de control.

En la evaluación se consideran 3 regímenes de operación del MI. Se muestran resultados en 3 diferentes referencias

de velocidad, y operando con un 30% del par de carga nominal, el cual corresponde a una corriente de línea de 1.0 A rms. Los parámetros del MI se muestran en la Tabla III. Una descripción de los regímenes de operación se muestran a continuación:

- C1:** Operando a 1750 RPM's ocurre la falla F_a^1 en $t = 5.0$ s. en el interruptor inferior de la rama b .
- C2:** Operando a 900 RPM's ocurre la falla F_a^1 en $t = 5.0$ s. en el interruptor inferior de la rama b .
- C3:** Operando a 450 RPM's ocurre la falla F_a^1 en $t = 5.0$ s. en el interruptor inferior de la rama b .

TABLA IV

GANANCIAS DE LOS CONTROLADORES PI EN EL FOC.

Ganancia	Valor	Ganancia	Valor
k_{p1}^d	75	k_{p1}^q	35
k_{i1}^d	200	k_{i1}^q	45
k_{p2}^d	40	k_{p2}^q	20
k_{i2}^d	80	k_{i2}^q	40

La Fig. (4) muestra los residuos r_a, r_b, r_c para los 3 casos estudiados. La figura superior, muestra los resultados para el caso de estudio **C1**, mientras que la figura inferior muestra los correspondientes al caso **C3**. En todos los casos, se aprecia que es justo el residuo r_b quien supera el umbral $th = 0.87$, el cual corresponde a un ángulo de 30° , es decir, si la desviación del vector f_{dq} con respecto a la dirección de los vectores unitarios v_i es menor a los 30° , entonces se detecta y aísla una falla. Notar en la Fig. (4), que a pesar de operar en bajas velocidades, y con corrientes de línea pequeñas (1.0A rms) los resultados son satisfactorios, y los tiempos de aislamiento no superan el tiempo asociado a 4 ciclos de red. Sin embargo, de las figuras correspondientes a los casos **C2** y **C3**, se observa que la direccionalidad del vector de falla f_{dq} empieza a verse afectada, pues en ambos casos se aprecia que el residuo r_a crece significativamente, lo cual pudiera causar falsas alarmas, además que r_b no logra alinearse con el vector v_b perfectamente, pues se reduce su valor, cruzando sólo por encima el valor del umbral th elegido. Por lo tanto, con el propósito de entender lo que ocurre a bajas frecuencias de referencia, se obtuvo un diagrama de fase para cada uno de los casos estudiados, considerando sólo las direcciones positivas del vector de falla. Este diagrama se presenta en la Fig. (5). En éste, se ilustran las direcciones de los vectores v_{a+}, v_{b+}, v_{c+} . Además, se muestra en ésta el retrato de fase del vector de falla f_{dq} para los 3 casos analizados. En los casos **C2** y **C3** (900 y 450 RPM's), se aprecia que ocurre un corrimiento en fase (*con respecto a las direcciones originales v_{abc+}*) de aproximadamente 30° y un cambio en la amplitud del vector de falla f_{dq} . Este resultado muestra la razón por la que el esquema FDI se ve afectado, es decir, se aprecia que el vector f_{dq} pierde su dirección *esperada* ante un evento de falla. Sin embargo, notar que se mantiene el desfase de 120° entre cada una de las 3 direcciones que adquiere el

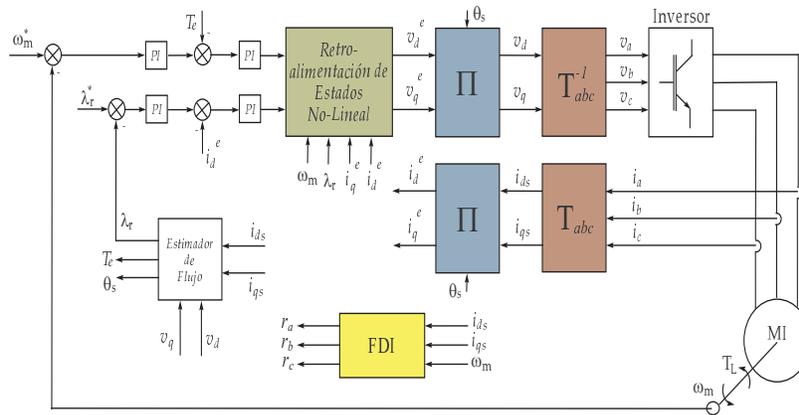


Figura 3. Diagrama a bloques del esquema FOC.

TABLA III
CONJUNTO DE PARÁMETROS DEL MOTOR INDUCCIÓN USADO EN LAS SIMULACIONES.

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Potencia Base	3-Fases 1 H.P.	Velocidad Base	1750 RPM
Voltaje de Línea	220 V rms	Frecuencia Base	60 Hz
Número de Polos	4	R_s	11.4045 Ω
R_r	6.5597 Ω	L_s	0.7917 H
L_r	0.7709 H	L_m	0.7556 H
J	$8.4 \times 10^{-3} \text{ kg} - \text{m}^2$	f	$1.3 \times 10^{-5} \text{ N.m}/(\text{rad}/\text{sec})$

vector f_{dq} . Para el caso C1, notar además que en el instante en que ocurre la falla, el vector f_{dq} se alinea perfectamente con la dirección correspondiente, lo que permite realizar el aislamiento sin ningún problema. No obstante, después de cierto tiempo aparece también un corrimiento en fase del vector de falla f_{dq} . Estos resultados indican que el algoritmo de control FOC, en su intento por compensar las fallas de actuador y mantener una trayectoria de flujo circular, producirá un incremento en la amplitud y un corrimiento en fase en las corrientes de línea, tal que, el vector de falla f_{dq} el cual se basa en dicha información, pierde la dirección de falla asignada.

V. ESTRATEGIA DE RECONFIGURACIÓN DE FALLAS

Por último, esta sección pretende usar el esquema FDI-Observador PI para realizar la compensación de la falla. El esquema FDI, así como la lógica para la toma de decisión de un evento de falla han sido implementados en línea con el uso del programa MATLAB/Simulink. El esquema de reconfiguración de fallas sugerido, se basa en la estrategia propuesta en (De Araujo Ribeiro, 2004). La nueva topología de potencia es conformada por las tres ramas mostradas en la Fig. (1), más una cuarta rama de respaldo físico usada en el caso de que alguna de las tres ramas originales presente alguna falla. Una vez aislada la rama del inversor que presenta la falla de interruptor abierto, el siguiente paso es reemplazar ésta por la 4ª rama de respaldo. Esto se logra a través de dos dispositivos SCR's conectados en

conexión anti-paralelo, cuya señal de disparo proviene de la toma de decisión del esquema FDI. Además, por la operación de los diodos en anti-paralelo en conjunto con el IGBT que presenta la falla, es necesario desconectar la rama que presenta falla del bus de CD, para lo cual se emplean circuitos de disparo de los fusibles, los cuales se muestran en (De Araujo Ribeiro, 2004). A continuación, se resaltan algunas características importantes de la topología del inversor sugerida para la re-configuración de fallas:

- El esquema tiene la capacidad de compensar sólo una rama.
- Sólo dos dispositivos SCR's (*por rama*) son empleados para realizar el reemplazo de la rama que presenta falla.
- No se requiere modificar el algoritmo de control, es decir, sólo se traslada el patrón de conmutación a la 4ª rama de respaldo.

Cabe señalar que existen diferentes opciones para la compensación de fallas, (Bolognani et al., 2000) y (Rodriguez et al., 2008). En (Welchko et al., 2004), una comparación en términos de costos, características y limitaciones ha sido presentada. Sin embargo, como mencionado en (Rodriguez et al., 2008), la selección de la estrategia de re-configuración de fallas seleccionada también dependerá del nivel de potencia que manejará el convertidor de potencia. Además, será una opción para cada aplicación elegir el número de ramas o dispositivos IGBT's que se pretenden respaldar

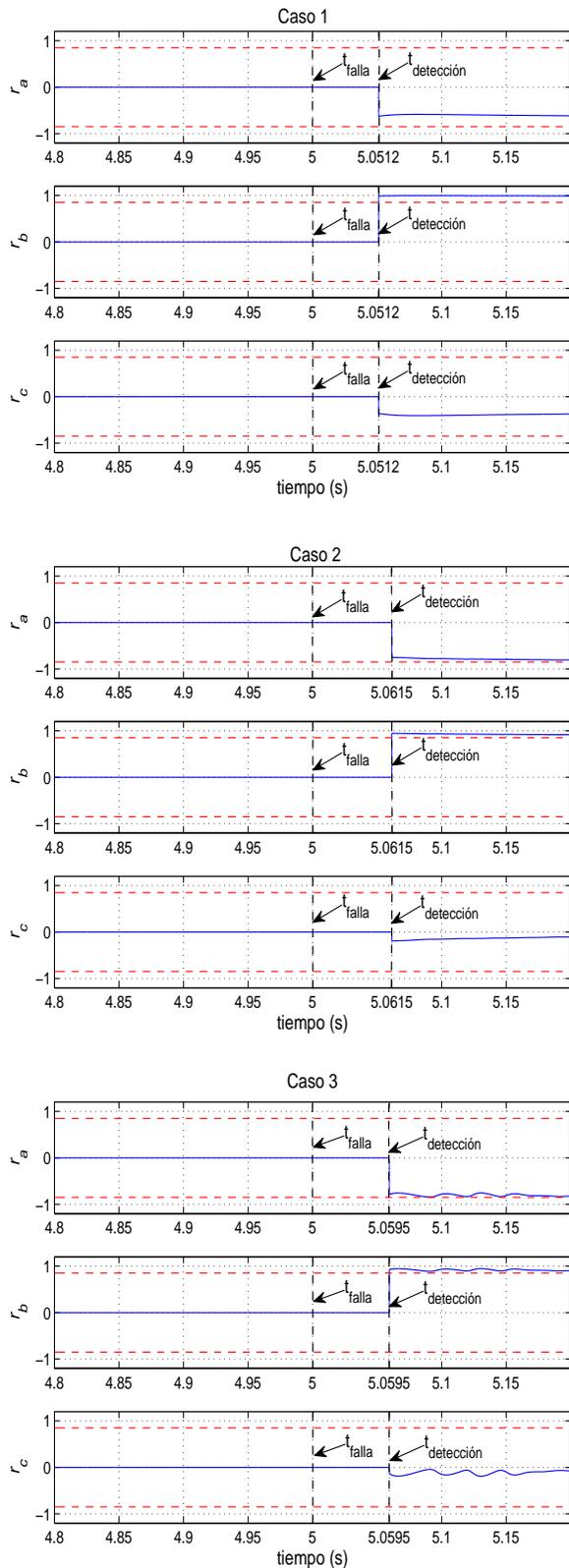


Figura 4. Residuos r_{abc} 1750, 900 y 450 rpm's.

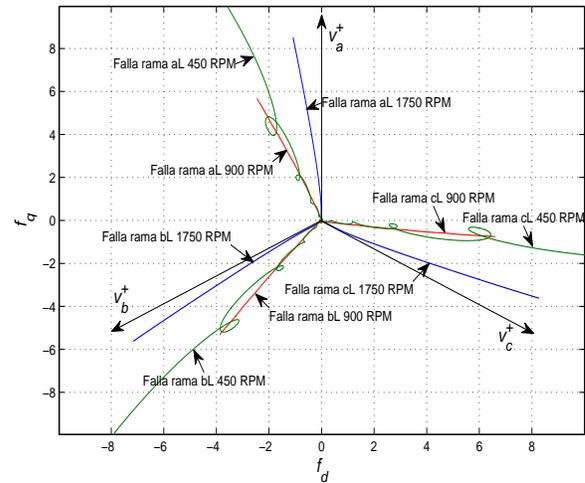


Figura 5. Retrato en fase f_d vs. f_q .

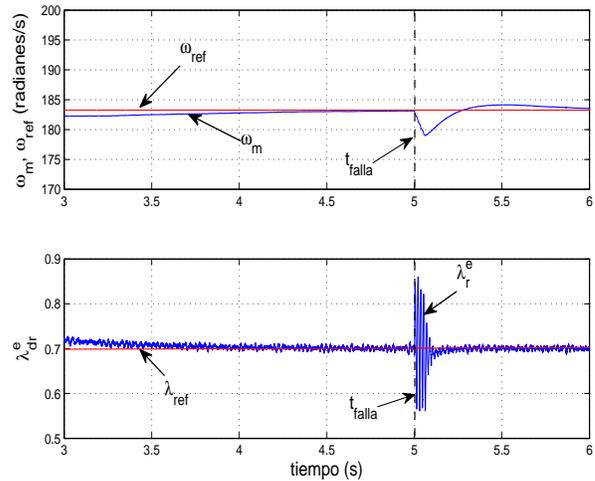


Figura 6. Seguimiento de trayectorias de velocidad y flujo.

después de un escenario de falla, lo cual elevará los costos de la nueva topología considerablemente.

A continuación se muestran los resultados de compensación de fallas para el caso C1. En la Fig. (6), se muestran los dos objetivos de control que se plantea el algoritmo FOC:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\omega_m(t) - \omega_{ref}(t)| = 0. \quad (13)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |\lambda_{dr}^e(t) - \lambda_{ref}(t)| = 0 \quad \text{y} \quad \lim_{t \rightarrow \infty} \lambda_{qr}^e(t) = 0. \quad (14)$$

En ésta se aprecia que después de que ocurre la falla en $t = 5\text{seg.}$ los seguimientos de las trayectorias se ven afectados. Sin embargo, cuando inicia la compensación el algoritmo FOC vuelve a satisfacer los objetivos de control. Las señales de control m_a, m_b, m_c y las corrientes de línea i_a, i_b, i_c se muestran en la Fig. (7). En esta figura, se puede apreciar que cuando ocurre la falla, las señales de

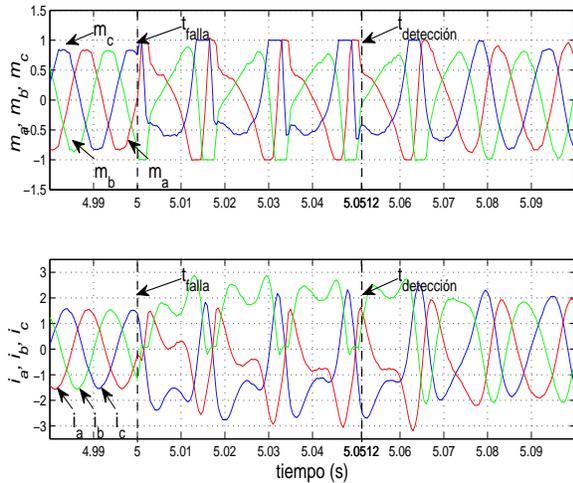


Figura 7. Acciones de control y corrientes de línea.

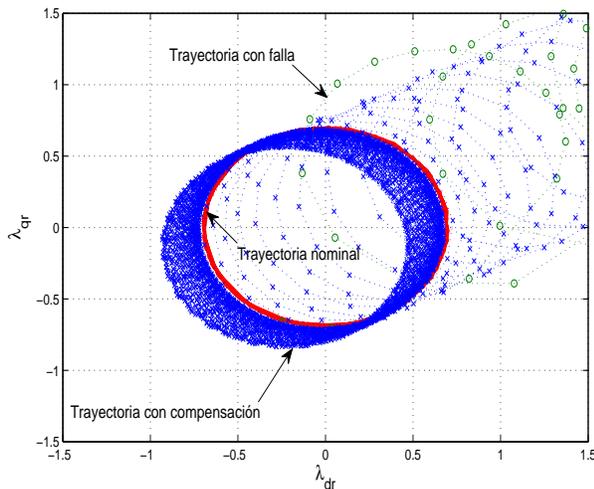


Figura 8. Trayectoria circular del flujo.

control inmediatamente se ven saturadas, lo cual provoca una sobre-modulación en la técnica SPWM. Además, notar que la corriente de la fase *b* deja de circular en la dirección negativa, debido a que es el interruptor inferior de la rama *b* el que presenta la falla. Finalmente, en la Fig. (8) se muestra la trayectoria circular del flujo (λ_{dr} vs. λ_{qr}). En ésta se aprecia que antes de que ocurra la falla, el retrato en fase λ_{dr} vs. λ_{qr} forma un círculo de radio $r = 0.7$. Después ocurre la falla, y la trayectoria del flujo se pierde. No obstante, cuando empieza la compensación de la falla, se aprecia que la trayectoria circular regresa a su estado original.

VI. CONCLUSIONES

En este artículo se mostró el impacto sobre los esquemas FDI para el diagnóstico de fallas de actuador en VV de MI al operar éstos bajo la influencia de lazos de control.

Con los resultados, se concluye que cualquier esquema FDI que considere como información de entrada las *corrientes de línea* del MI, se enfrentará a los mismos problemas. Además, los resultados permiten tomar consciencia del problema, y en consecuencia tomar acciones apropiadas sobre el esquema FDI, tal que sea posible su operación en sistemas en lazo cerrado. Por último, notar que el esquema FDI-Observador PI aún operando en los peores escenarios (*corrientes de línea pequeñas y bajas frecuencias de referencia*), mostró resultados satisfactorios, y con tiempos de aislamiento menores a 4 ciclos de red. Como trabajo futuro, se plantea validar el esquema en un escenario real.

VII. AGRADECIMIENTOS

Diego R. Espinoza-Trejo agradece el apoyo otorgado a través del proyecto FAI C09-FAI-03-32.32.

REFERENCIAS

- Bolognani S., M. Zordan y M. Zigliotto (2000). Experimental Fault-Tolerant Control of a PMSM Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **47**, 1134–1141.
- De Araujo Ribeiro R. L., C. B. Jacobina y E. R. Cabral da Silva (2004). Fault-Tolerant Voltage-Fed PWM Inverter AC Motor Drive Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **51**, 439–446.
- De Persis C. y A. Isidori (2001). A Geometric Approach to Nonlinear Fault Detection and Isolation. *IEEE Transactions on Automatic Control* **46**, 853–865.
- Espinoza-Trejo D. R., D. U. Campos-Delgado, F. J. Martínez López y S. E. Martínez-Regil (2009). Robust FDI Scheme in Power Actuators for Induction Motors. *7th IFAC International Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes Safeprocess*, 2009.
- Espinoza-Trejo D. R. y D. U. Campos-Delgado (2009). Detection and Isolation of Actuator Faults for a Class of Nonlinear Systems with Application to Electric Motor Drives. *IET Control Theory and Applications* (Aceptado).
- Fekih A. (2008). Effective Fault Tolerant Control Design for Nonlinear Systems: Application to a Class of Motor Control System. *IET Control Theory and Applications*, **2**, 762–772.
- Fuchs F. W. (2003). Some Diagnosis Methods for Voltage Source Inverters in Variable Speed Drives with Induction Machines A Survey. *The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON03*, 2003.
- Krishnan R. (2001) *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.
- Lu, B. y S. Sharma (2008). A Survey of IGBT Fault Diagnostic Methods for Three-Phase Power Inverters. *International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis* Abril, 2008.
- Masrur M. A., Z. Chen, B. Zhang y Yi Lu Murphey (2007). Model-Based Fault Diagnosis in Electric Drive Inverters Using Artificial Neural Network. *IEEE Power Engineering Society General Meeting* Junio, 2007.
- Rodríguez M. A., A. Claudio, D. Theilliol, L. G. Vela y L. Hernández (2008). A Novel Strategy to Replace the Damaged Element for Fault-Tolerant Induction Motor Drive. *IEEE International Power Electronics Congress CIEP*, 2008.
- Rothenhagen K. y Friedrich W. Fuchs (2005). 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* Septiembre, 2005.
- Welchko Brian A., Thomas A. Lipo, Thomas M. Jahns y Steven E. Schulz (2004). Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations. *IEEE Transactions on Power Electronics* **19**, 1108–1116.