

Diagnóstico de Fallas de Interruptor Abierto en Inversores PWM para Variadores de Velocidad

D. R. Espinoza-Trejo, D. U. Campos-Delgado y S. Martínez-Regil

CIEP, Facultad de Ingeniería, UASLP
Facultad de Ciencias, UASLP
C.P. 78290, San Luis Potosí, S.L.P.
espinoza_trejo_dr@uaslp.mx, ducd@ciencias.uaslp.mx

Resumen En este artículo, se propone un algoritmo de diagnóstico de fallas de actuador para variadores de velocidad de motores de inducción. Este algoritmo permite detectar y aislar fallas de circuito abierto en los interruptores de potencia del inversor. Para la generación de las señales de residuo se emplea un banco de observadores, y la síntesis de éstos se realiza en el marco de referencia de estator. Por otro lado, debido a que sólo existen dos actuadores en este marco de referencia virtual, entonces, se proponen residuos direccionales para lograr la identificación de las fallas presentes en los ejes originales abc. Finalmente, para validar la filosofía de diagnóstico propuesta en este artículo, se muestran resultados en simulación y experimentales considerando fallas concurrentes dentro del inversor.

1. INTRODUCCIÓN.

El objetivo principal de este artículo es el desarrollo de un esquema de diagnóstico (FDI) para actuadores de potencia de motores de inducción (MI). El estudio se centra en el diagnóstico de fallas de interruptor abierto en inversores trifásicos (Convertidores CD-CA). Dentro de la literatura, distintos enfoques han sido reportados con este mismo propósito: [2], [4] y [11]. En [4], para diagnosticar fallas de interruptor abierto en inversores PWM, se usa un enfoque basado en el reconocimiento de patrones aplicado al vector de corrientes de estator, el cual es obtenido usando la transformación de concordia. La implementación del algoritmo se basa sólo en la información de las corrientes de línea. Por otra parte, en [2] se propone una red neuronal para detectar y aislar una condición de falla de interruptor abierto. La red debe ser entrenada en cada punto de operación deseado () para obtener un desempeño aceptable. Debido a las condiciones de balance en el sistema trifásico, sólo dos sensores de voltaje, dos sensores de corriente y la información del torque eléctrico son usados como entradas a la red neuronal. En [11], se investigan algunas técnicas para el diagnóstico de fallas en inversores PWM. En éste trabajo se considera que sólo una falla de interruptor abierto puede ocurrir al mismo tiempo. Tomando algunas mediciones de voltaje en puntos clave del inversor, las señales de residuo pueden ser obtenidas por

M. A. Moreno, C. A. Cruz, J. Álvarez, H. Sira (Eds.)
Special Issue: Advances in Automatic Control and Engineering
Research in Computing Science 36, 2008, pp. 53-62

una comparación directa de los voltajes medidos con los voltajes de referencia obtenidos con las señales de referencia PWM. Sin embargo, a pesar de todos estos esfuerzos, algunos aspectos prácticos del diagnóstico no han sido abordados. En este contexto, el esquema FDI propuesto en este artículo mejora los esquemas previos en los siguientes puntos:

- El algoritmo FDI es independiente del torque de carga T_L ;
- Fallas simultáneas pueden ser aisladas;
- La detección de las fallas puede ser lograda en una manera cuantitativa y con una respuesta relativamente rápida;
- El aislamiento de las fallas puede ser logrado en un tiempo menor a 3 ciclos de red;
- Sólo 3 mediciones son requeridas para la implementación del algoritmo FDI.

El algoritmo FDI propuesto asume que se tienen disponibles los parámetros característicos del MI. Esto es factible si se tiene un variador de velocidad (VV) acoplado al MI operando bajo un esquema de control retroalimentado, debido a que previamente se debió haber realizado una identificación de los parámetros del motor con propósitos de control. Sin embargo, es importante resaltar que la falta de precisión en la estimación de estos parámetros podría afectar el desempeño de los residuos, lo cual sería la principal desventaja de este enfoque. Por otro lado, no se requieren nuevas mediciones dentro del sistema, y sólo se utilizan las que emplea el mismo algoritmo de control.

La organización del resto del artículo se presenta a continuación. En la Sec. 2, se describe el modelo matemático del MI en el marco de referencia de estator. El banco de observadores usado para la generación de las señales de residuos se muestra en la Sec. 3. Además, se ilustra la técnica sugerida para la evaluación de éstos. La Sec. 4 presenta resultados de simulación y experimentales obtenidos con el esquema FDI propuesto. Finalmente, en la Sec. 5 se concluye con comentarios finales.

2. MODELO MATEMÁTICO DEL MI

En esta sección, se presenta el modelo matemático del MI en el marco de referencia de estator (d, q) [9]. En éste marco se estudia el efecto de las fallas del actuador de potencia. De acuerdo con [3], este tipo de fallas pueden ser modeladas por una estructura aditiva: $u_d^f(t) = u_d(t) + f_{ud}(t)$, donde $u_d^f(t)$ representa la señal de control actual, $u_d(t)$ la señal de control nominal y $f_{ud}(t)$ el cambio inducido por la falla en el actuador u_d . De igual forma se modela el efecto de la falla en el actuador u_q [ver Ec. (1)]. Asumiendo que la conexión del neutro del motor no se encuentra disponible en la aplicación, entonces, el modelo obtenido es descrito por dos corrientes de estator (i_{ds}, i_{qs}), dos flujos de rotor ($\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$) y la velocidad mecánica ω_m como se muestra en la Ec. (1):

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\gamma x_1 + \alpha \beta x_3 + n_p \beta x_4 x_5 + \delta [u_d + f_{ud}] \\ \dot{x}_2 &= -\gamma x_2 + \alpha \beta x_4 - n_p \beta x_3 x_5 + \delta [u_q + f_{uq}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{x}_3 &= -\alpha x_3 + \alpha L_m x_1 - n_p x_4 x_5 \\ \dot{x}_4 &= -\alpha x_4 + \alpha L_m x_2 + n_p x_3 x_5 \\ \dot{x}_5 &= -\kappa f x_5 + \mu(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \kappa T_L\end{aligned}\quad (1)$$

donde $x = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)^T = (i_{ds}, i_{qs}, \lambda_{dr}, \lambda_{qr}, \omega_m)^T$. Además, $\alpha = R_r/L_r$, $\beta = L_m/\sigma L_s L_r$, $\gamma = (L_m^2 R_r/\sigma L_s L_r^2) + (R_s/\sigma L_s)$, $\mu = 3n_p L_m/2J L_r$, $\delta = 1/\sigma L_s$, $\kappa = 1/J$ y $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$, son una reparametrización del modelo del motor de inducción, donde α , β , γ , μ , δ , κ y σ son parámetros conocidos, los cuales, dependen de la resistencia de estator R_s , la resistencia de rotor R_r , la inductancia propia de estator L_s , la inductancia propia de rotor L_r , la inductancia mutua L_m , el coeficiente de fricción mecánico f y el momento de inercia J . Por lo que, en la Ec. (1) se considera a $(u_d, u_q)^T$ como el vector de entradas nominales en el sistema, y a la entrada T_L como el par de carga.

Finalmente, notar que en estas coordenadas (d, q) , sólo 2 fallas de actuador se presentan (f_{ud}, f_{uq}) . Sin embargo, en las coordenadas originales pueden ocurrir hasta 3 fallas, las cuales se relacionan con cada una de las ramas del inversor trifásico. De esta manera, es necesario realizar un post-procesamiento de las señales de residuo resultantes, con el propósito de aislar cada uno de los casos de falla en el actuador de potencia.

3. FDI EN INVERSORES TRIFÁSICOS

Ahora, en esta sección se presenta brevemente la generación y la evaluación de las señales de residuo. La etapa de síntesis se basa en un análisis FDI geométrico que ha sido realizado previamente para la obtención de un banco de observadores [6], donde las fallas consideradas son f_{ud} y f_{uq} , las cuales representan falla de actuador eje- y falla de actuador eje- , respectivamente. Los conjuntos de fallas estudiados con este enfoque se muestran en la Tabla 1. En el modelo analizado, se asumen tres mediciones $(i_{ds}, i_{qs}, \omega_m)$, dos fallas (f_{ud}, f_{uq}) y una perturbación desconocida T_L . De acuerdo con el análisis geométrico [5], se obtiene que $PFGR_1$

Cuadro 1. Conjuntos de fallas de actuador estudiados.

FPRG	Falla	Perturbaciones
$PFGR_1$	f_{ud}	f_{uq}, T_L
$PFGR_2$	f_{uq}	f_{ud}, T_L

y $PFGR_2$ tienen solución, lo cual implica que existe un cambio de coordenadas en el espacio de estados, y otro en el espacio de salidas, tal que éstos permiten obtener un sub-sistema sensible a la falla f_{ud} y desacoplado de las entradas (f_{uq}, T_L) , y otro sensible a la falla f_{uq} y desacoplado de las entradas (f_{ud}, T_L) .

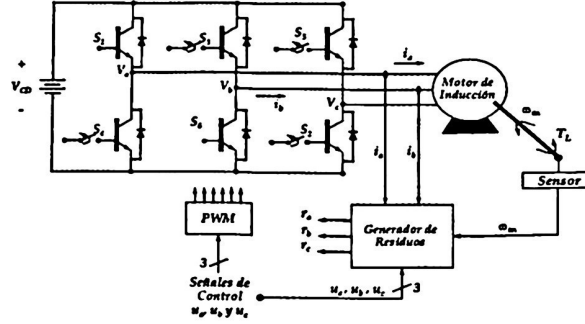


Figura 1. Sistema Inversor Trifásico-Motor de Inducción.

3.1. Solución para $PFGR_1$

Por brevedad, sólo se muestra el sub-sistema obtenido para $PFGR_1$:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\gamma x_1 + \alpha \beta x_3 + n_p \beta x_4 y_3 + \delta u_d + \delta f_{ud} \\ \dot{x}_3 &= -\alpha x_3 + \alpha L_m x_1 - n_p x_4 y_3 \\ \dot{x}_4 &= -\alpha x_4 + \alpha L_m y_2 + n_p x_3 y_3 \\ y_1 &= x_1\end{aligned}\quad (2)$$

el cual, sólo es sensible a la falla f_{ud} , y además, la no-linealidad de éste satisface la condición de Lipschitz, al asumir un rango de operación limitado para el motor de inducción. Para evitar confusiones, los sub-sistemas son representados en las coordenadas originales descritas por el sistema mostrado en la Ec. (1). Por último, se propone un observador del tipo Luenberger para este subsistema, y así se obtiene un generador de residuo para detectar la falla f_{ud} . La estructura dinámica de este observador está dada por:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_1 &= -\gamma \hat{x}_1 + \alpha \beta \hat{x}_3 + n_p \beta \hat{x}_4 y_3 + \delta u_d + k_{11}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{\hat{x}}_3 &= -\alpha \hat{x}_3 + \alpha L_m \hat{x}_1 - n_p \hat{x}_4 y_3 + k_{12}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \dot{\hat{x}}_4 &= -\alpha \hat{x}_4 + \alpha L_m y_2 + n_p \hat{x}_3 y_3 + k_{13}(y_1 - \hat{y}_1) \\ \hat{y}_1 &= \hat{x}_1\end{aligned}\quad (3)$$

y la señal de residuo se calcularía por la siguiente expresión:

$$r_d(t) = y_1 - \hat{y}_1. \quad (4)$$

Las ganancias de corrección (k_{11}, k_{12}, k_{13}) en (3) pueden obtenerse para garantizar la convergencia del error en condiciones nominales, al evaluar la constante de Lipschitz según los algoritmos descritos en [1],[10].

3.2. Solución para $PFGR_2$

Para el caso $PFGR_2$, el observador para el sub-sistema resultante está dado por:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{x}}_2 &= -\gamma\hat{x}_2 + \alpha\beta\hat{x}_4 - n_p\beta\hat{x}_3y_3 + \delta u_q + k_{21}(y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{\hat{x}}_3 &= -\alpha\hat{x}_3 + \alpha L_m y_1 - n_p\hat{x}_4y_3 + k_{22}(y_2 - \hat{y}_2) \\ \dot{\hat{x}}_4 &= -\alpha\hat{x}_4 + \alpha L_m \hat{x}_2 + n_p\hat{x}_3y_3 + k_{23}(y_2 - \hat{y}_2) \\ \hat{y}_2 &= \hat{x}_2\end{aligned}\quad (5)$$

y la señal de residuo se obtiene a partir de:

$$r_q(t) = y_2 - \hat{y}_2. \quad (6)$$

Notar que el campo no-lineal sigue cumpliendo la condición de Lipschitz de manera local. Por lo tanto, las ganancias (k_{21}, k_{22}, k_{23}) pueden derivarse a partir de las condiciones de convergencia planteadas en [1],[10].

3.3. Etapa de Evaluación y Aislamiento

En esta sección, se deriva la evaluación de los residuos dq en (4) y (6) con el propósito de lograr un aislamiento de las fallas del inversor PWM. Este paso es necesario debido a que las fallas del convertidor aparecen en el marco de referencia abc (ver Fig. 1), y la detección y el aislamiento han sido realizados en el marco de referencia dq . En el marco abc , hay tres posibles fallas relacionadas a cada una de las ramas del inversor, pero sólo se construyen dos residuos (r_d, r_q) . Por lo tanto, los residuos (r_d, r_q) han adquirido , de acuerdo a cada interruptor en el puente inversor. Si dentro de la operación del inversor ocurre una falla de interruptor abierto, entonces ésta obstruye el flujo de corriente por alguna de las fases del motor [4], ya sea el semiciclo positivo o negativo, y se observaría en consecuencia un voltaje de alimentación desequilibrado. En el caso de un falla en el interruptor superior, se limita ahora el flujo en la dirección positiva de esa fase del motor; y en el caso del interruptor inferior, se limitaría la dirección negativa. De esta manera, la polaridad del error instantáneo en la estimación de las corrientes será de utilidad para aislar el interruptor con falla.

En este trabajo, se propone usar la relación entre los ejes dq y abc [9] para lograr el aislamiento de las fallas en el marco abc :

$$x_{qd} = [A] x_{abc} \quad (7)$$

donde $x_{qd} = [x_q, x_d]^T$, $x_{abc} = [x_a, x_b, x_c]^T$ y

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}.$$

Definir ahora la dirección unitaria de los actuadores en el marco de referencia abc como $e_a = (1, 0, 0)^T$, $e_b = (0, 1, 0)^T$ y $e_c = (0, 0, 1)^T$. Entonces, las direcciones resultantes en el marco dq son dadas por:

$$v_a = \frac{[A]e_a}{\|[A]e_a\|} ; \quad v_b = \frac{[A]e_b}{\|[A]e_b\|} ; \quad v_c = \frac{[A]e_c}{\|[A]e_c\|} \quad (8)$$

Por lo tanto, (v_a, v_b, v_c) son vectores unitarios relacionados a las direcciones de las fallas de actuador en los ejes abc en el marco dq . Se sugiere entonces evaluar la contribución del residuo en esas direcciones tomando el producto-interno de vectores [7]:

$$r_a = \langle v_a, r_{qd} \rangle ; \quad r_b = \langle v_b, r_{qd} \rangle ; \quad r_c = \langle v_c, r_{qd} \rangle \quad (9)$$

donde $r_{qd} = (r_q, r_d)^T$ denota el vector residuo formado por la Ec. (6) y la Ec. (4). De esta manera, los residuos (r_a, r_b, r_c) cuantifican la magnitud de la falla y direccionalidad con respecto a los ejes abc . Notar que, en la Ec. (9), se omite el valor absoluto, debido a que la dirección de incremento proporcionará la información necesaria para el aislamiento. Finalmente, es importante resaltar que el análisis FDI geométrico sólo garantiza la condición de desacoplo para las direcciones de los actuadores (u_d, u_q) . Pero debido a que existen 6 fallas en el sistema real, los residuos mostrados en la Ec. (9) podría no presentar un desacoplo perfecto entre los posibles escenarios de falla. De cualquier manera, se espera obtener una propiedad aceptable de separabilidad, debido a que los vectores (v_a, v_b, v_c) están distanciados 120° uno del otro en el plano dq [9].

4. RESULTADOS EXPERIMENTALES

En esta sección, se presentan resultados de simulación y experimentales, los cuales permiten validar las ideas presentadas en este artículo. Las simulaciones han sido obtenidas con el programa MATLAB/SimPower Systems©, y se considera el siguiente escenario de falla en el (ver Fig. 1):

Caso A : fallas simultáneas de interruptor abierto ocurren en la rama c sobre el interruptor (S_5) , y en la rama a sobre el interruptor (S_4) del inversor trifásico en $t = 0.3s$.

Por otro lado, se realiza la evaluación experimental con un MI de 1 H.P. (Baldor) y el siguiente escenario de falla:

Caso B : fallas simultáneas de interruptor abierto ocurren en la rama b sobre el interruptor (S_3) , y en la rama c sobre el interruptor (S_2) del inversor trifásico en $t = 3.166s$.

Para el escenario de simulación Caso A, se considera un par de carga inicial $T_L = 8N.m$. (66 % a velocidad nominal), y en $t = 0.225s$ se presenta un escalón de carga $T_L = 11N.m$. (92 % a velocidad nominal). La potencia y velocidad

base del MI son 3 y 1750, respectivamente; y el número de par de polos $n_p = 2$. El voltaje nominal de línea es $220 V_{rms}$ y la frecuencia nominal es 60. La Tabla 2 muestra los parámetros del motor de inducción usados durante la simulación. El inversor PWM está operando a una frecuencia de conmutación de 10 kHz. Los resultados para el Caso A son ilustrados en las

Cuadro 2. Parámetros del Motor Inducción

Parámetro	Valor (Simulación)	Valor (Experimento)
R_s	7.73Ω	11.4045Ω
R_r	2.79Ω	6.5597Ω
L_s	$0.113 H$	$0.7917 H$
L_r	$0.112 H$	$0.7709 H$
L_m	$0.100 H$	$0.7556 H$
J	$0.015 kg - m^2$	$0.0084 kg - m^2$
f	$0.002 N.m/(rad/sec)$	$1.3 \times 10^{-5} N.m/(rad/sec)$

Figs. (2) y (3). Primero, se observa después del cambio de carga en $t = 0.225s$, un incremento en las corrientes de línea. Sin embargo, notar que los residuos no fueron afectados por este cambio de la perturbación. Luego, las fallas de

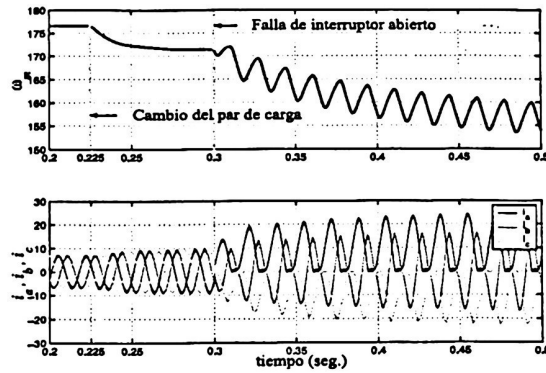


Figura 2. Resultados de Simulación Caso A: (superior) velocidad angular ω (rad/s), (inferior) corrientes de estator i_{abc} (Amps.).

interruptor abierto ocurren en las ramas a y c , y los residuos r_a y r_c enseguida indican la presencia de éstas. Además, después de que ocurren las fallas (ver. Fig. 2), la velocidad mecánica ω presenta una oscilación debido a la asimetría en la entrada de alimentación, la corriente i_a fluye sólo en dirección positiva, y la

corriente i_c en dirección negativa. Como se esperaba, el residuo r_b es diferente de cero, pero su magnitud es significativamente menor que r_a y r_c lo que permite detectar exactamente las fallas. Ésto se debe a que las fallas no son reconstruidas por los residuos. Como resultado, se ubica un umbral $th_H = 6$ para la evaluación de residuos, y así evitar falsas alarmas. Sin embargo, este umbral sería fijo para posteriores evaluaciones. Durante el escenario experimental **Caso B**, se presenta

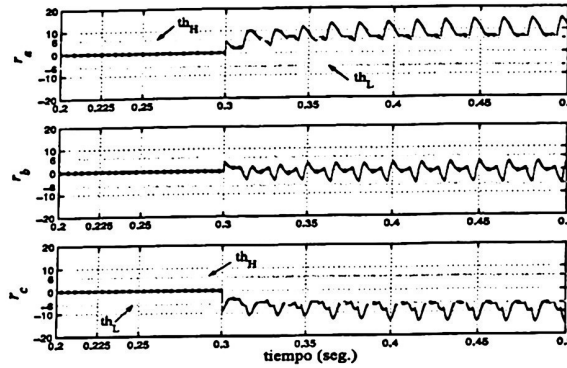


Figura 3. Resultados de Simulación **Caso A:** Residuos, (superior), fase *a*, (en medio) fase *b*, (inferior) fase *c*.

un escalón de carga en $t = 1.3s$. La potencia y velocidad base del MI son 1 y 1750, respectivamente; y el número de par de polos $n_p = 2$. El voltaje nominal de línea es $220 V_{rms}$ y la frecuencia nominal es 60. Los parámetros del motor de inducción fueron identificados experimentalmente mediante un escalón de voltaje, y se muestran en la tabla 2. El inversor PWM opera a una frecuencia de conmutación de 10 kHz. Ahora, las Figs. (4), (5) y (6) presentan los resultados para el **Caso B**. Similar al **Caso A**, se observa después del escalón de carga en $t = 1.3s$ un incremento en las corrientes de línea (ver Fig. 4). Sin embargo, los residuos no fueron afectados por el cambio en la perturbación (ver Fig. 6). Luego, después de las fallas de interruptor abierto en las ramas *b* y *c*, los residuos r_b y r_c rápidamente muestran la presencia de estas fallas. El incremento en r_b es negativo, y positivo en r_c . Este efecto es debido a las fallas en los interruptores inferior y superior, el cual es consistente con el **Caso A**. Como resultado, ahora la corriente i_c es limitada a fluir en la dirección positiva, y i_b sólo en la dirección negativa [ver Fig. (5)]. El umbral calculado $th_L = 1.25$ fue elegido para la evaluación de los residuos. En conclusión, si el residuo cruza el umbral en la dirección positiva, entonces, se detecta una falla en el interruptor inferior, y si ahora el residuo cruza el umbral negativo se identifica una falla en el interruptor superior. Así, el esquema de diagnóstico basado en modelos propuesto en este trabajo, detecta y aísla las 6 fallas de actuador en el inversor de potencia del

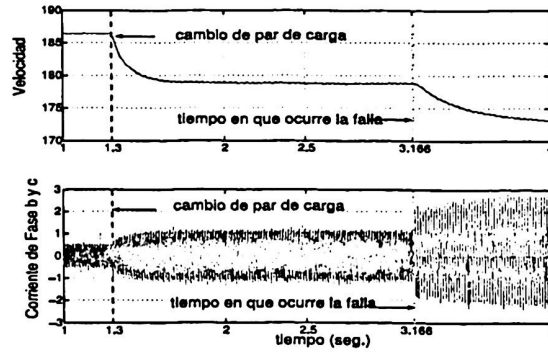


Figura 4. Resultados Experimentales Caso B: (superior) velocidad angular ω (rad/s), (inferior) corrientes de estator (Amps.).

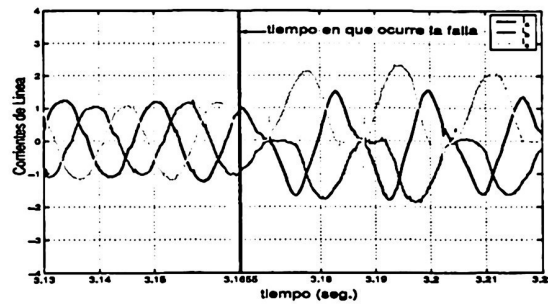


Figura 5. Resultados Experimentales Caso B: corrientes de estator (Amps.).

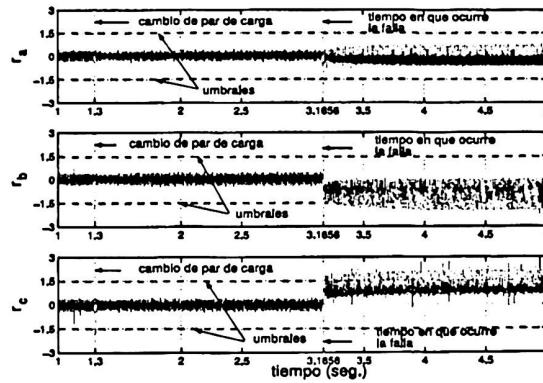


Figura 6. Resultados Experimentales Caso B: Residuos, (superior), fase a, (en medio) fase b, (inferior) fase c.

motor de inducción. En ambos casos (A y B) las ganancias de los observadores en la Ec. (3) y en la Ec. (5) fueron calculadas usando las matrices resultantes (A, C) y el comando *lqr* de MATLAB. Notar que, para la implementación de los observadores (3) y (5), son sólo necesarias tres mediciones i_a, i_b, ω_m debido a la condición de balance en el motor $[i_c = -(i_a + i_b)]$ y las señales moduladoras del control (u_a, u_b, u_c) en el actuador.

5. CONCLUSIONES

En este artículo, se ha presentado una filosofía de diagnóstico de fallas para detectar y asilar fallas de interruptor abierto en inversores PWM alimentado un MI. El esquema propuesto, sólo requiere 3 mediciones para su implementación (i_a, i_b, ω_m) y considera regímenes de operación a velocidad variable y par de carga () arbitrario. Con este enfoque, se pueden lograr tiempos de detección casi instantáneos, y tiempos para el aislamiento de fallas menores a 3 ciclos de red.

Referencias

1. C. Aboky, G. Sallet and J. C. Vivalda, Observers for Lipschitz Non-linear Systems, *Int. J. Control*, vol. 75, No. 3, 2002, pp 204-212.
2. M. Abul Masrur, Z. Chen, B. Zhang y Yi Lu Murphey, Model-Based Fault Diagnosis in Electric Drive Inverters Using Artificial Neural Network, *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Junio 2007.
3. D. U. Campos Delgado, D. R. Espinoza-Trejo y E. Palacios, Fault-tolerant control in variable speed drives: a survey, *IET Electric Power Applications*, vol. 2, No. 2, 2008, pp 121-134.
4. D. Diallo y M. Hachemi Benbouzid, D. Hamad y X. Pierre, Fault Detection and Diagnosis in an Induction Machine Drive: A Pattern Recognition Approach Based on Concordia Stator Mean Current Vector, *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 20, No. 3, Septiembre 2005, pp 512-519.
5. C. De Persis and A. Isidori, A Geometric Approach to Nonlinear Fault Detection and Isolation, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 46, No. 6, 2001, pp 853-865.
6. D. R. Espinoza-Trejo y D. U. Campos-Delgado, Actuator Faults Diagnosis for a Class of Nonlinear Systems Applied to Electric Motor Drives, *American Control Conference, ACC 2008*, Seattle, Washington, USA Junio 2008.
7. R. Isermann, *Fault-Diagnosis Systems*, Springer (2006).
8. A. Isidori, A. Krener, C. Gori-Giorgi and S. Monaco, Nonlinear Decoupling via Feedback: A Differential Geometric Approach, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. AC-26, No. 2, 1981, pp 331-345.
9. R. Krishnan, *Electric Motor Drives*, Prentice Hall (2001).
10. R. Rajamani, Observers for Lipschitz Nonlinear Systems, *IEEE Trans. on Automatic Control*, vol. 43, No. 3, 1998, pp 397-401.
11. R. Lúcio de Araujo Ribeiro, C. Brandão Jacobina, E. R. Cabral da Silva y A. M. Nogueira Lima, Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive Systems, *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, No. 2, 2003, pp 587-593.