

Diagnóstico de Fallas Eléctricas en el Motor de Inducción Trifásico - Comparativa de Herramientas Espectrales y Wavelets

Francisco Javier Villalobos Piña
Instituto Tecnológico de Aguascalientes
Aguascalientes Ags. 20240, México
fvillalobos@mail.ita.mx

Teléfono: (52)-449-9105002 Ext. 106

Ricardo Alvarez Salas*, Homero Miranda, Felipe Pazos, Victor Cárdenas
Universidad Autónoma de San Luis Potosí
San Luis Potosí, SLP. 78290, México

*ralvarez@uaslp.mx

Teléfono: (52)-444-8173381

Resumen—El este trabajo se presenta una comparativa entre las herramientas espectrales basadas en la transformada rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) y ondeletas (Wavelets) de Haar y Daubechies utilizando el módulo del fasor de espacio instantáneo (ISP por sus siglas en inglés) de Park de las corrientes de estator del motor de inducción trifásico. El procedimiento consiste en adquirir las señales de corrientes del estator utilizando sensores de efecto Hall, dichas corrientes son mapeadas un marco de referencia fijo con respecto al estator $\alpha - \beta$ y, posteriormente, se obtiene el módulo de las corrientes bifásicas. Se efectúa una validación teórica y experimental de fallas eléctricas del estator para corto circuito entre espiras de un mismo devanado y problemas de fisura de barra y anillo de corto circuito de rotor.

Palabras clave: Detección de fallas, motores de inducción, tiempo frecuencia, Ondas, Transformadas.

I. INTRODUCCIÓN

Las máquinas eléctricas representan la principal fuente de movimiento en el sector industrial y han sido aplicados casi en cualquier lugar de nuestro quehacer diario como sistemas de manufactura, transporte aéreo, transporte terrestre, sistemas de aire acondicionado, sistemas de conversión de energía caseros, sistemas varios de enfriamiento de sistemas automotrices e incluso sistemas de vibración para teléfonos celulares (Trigeassou, 2011), (Hamid, Nandi, Seungdeog y Homayoun, 2013). El motor de inducción (MI) trifásico es ampliamente reconocido como el caballo de batalla del sector industrial. Esta clase de motor ocupa la posición casi exclusiva en la conversión de energía eléctrica a mecánica, siendo responsable de casi el 90 % de la energía consumida por los motores eléctricos. Este tipo de máquina corresponde a cerca del 60 % de todos los motores eléctricos utilizados, la razón principal es su casi nulo mantenimiento (Nandi, Toliyat, y Li, 2005). En años recientes las máquinas de corriente directa han sido gradualmente reemplazadas por MIs en muchas aplicaciones industriales.

El éxito de los MIs es debido a su bajo costo, robustés, y su alto desempeño el cual es debido gracias al desarrollo de nuevas leyes de control y dispositivos semiconductores. Sin embargo, la mayoría de los algoritmos de control pueden no ser confiables cuando ocurren fallas. Las fallas en el circuito de estator del MI trifásico representan un porcentaje significativo de las fallas en el motor. Incluidas en ésta categoría están las fallas en el devanado del estator tales como cortos circuitos entre espiras y en el circuito magnético. En el primer caso la asimetría interna causará la circulación de corrientes elevadas en la porción del devanado afectado por la falla, esto contribuye a la degradación de otras porciones del devanado, el tiempo restante entre el inicio de la falla y la falla total depende de diversos factores como son el número inicial de espiras cortocircuitadas, la configuración del devanado, la potencia y el voltaje alcanzados y las condiciones ambientales entre otros (Cruz y Marques Cardoso, 2005). Desafortunadamente el MI puede fallar debido a otros mecanismos. Por ejemplo, falla en la jaula del rotor debido a barras rotas o fisuras en anillos de cortocircuito, las cuales pueden ocurrir debido a la combinación de varios mecanismos de stress que actúan sobre el rotor (Cruz y Marques Cardoso, 2005), (Bellini, Fillipeti, Tassoni y Capolino, 2008). Otra falla es la excentricidad en el entrehierro, sí el nivel de ésta se incrementa más allá de cierto límite puede ocasionar fricción entre el rotor y el estator. Junto a ésta se encuentra la falla de balero que es una de las más comunes también (Cruz y Saravia, 1993).

En investigaciones recientes, (Bonnet y Yung, 2008) describe la distribución de las fallas del MI y sus posibles escenarios después de que la falla ocurre detallando el proceso de decisión-reemplazo. La distribución de las fallas es la siguiente: fallas de estator (21 %), fallas de rotor(7 %), fallas de balero (69 %) y fallas relacionadas con la flecha,

el cople y otras (3 %).

II. FALLAS EN EL MI

La mayoría de las fallas del MI pueden ser clasificadas como sigue (Nandi, Toliyat y Li, 2007).

- Fallas de estator debidas a apertura o cortocircuito de una o más fases del devanado de estator.
- Conexión anormal del devanado del estator.
- Barras rotas de rotor o rupturas de los anillos de cortocircuito de rotor.
- Irregularidades estáticas o dinámicas del entrehierro del motor.
- Inclinción del eje (semejante a excentricidad dinámica) el cual puede resultar en fricción o roce entre el rotor y el estator, causando daño serio en el núcleo del estator y los devanados.
- Campo del rotor cortocircuitado.
- Fallas en baleros y cajas de transmisión.

De los tipos anteriores las fallas más comunes son:

- Fallas de baleros.
- Fallas del estator o armadura.
- Fallas debidas a barras rotas y rupturas en anillos de cortocircuito del rotor.
- Fallas relacionadas con la excentricidad.

II-A. Estructura del MI

En la actualidad la mayoría de las máquinas eléctricas de los equipos industriales son MI trifásicos, su potencia va desde una centena de Watts hasta decenas de MWatts. El principio de funcionamiento se basa en la leyes de la inducción.

II-B. ISP

En esta sección se presenta el ISP, se describen sus propiedades y la aplicación para el análisis de fallas en el MI (Milanez y Emanuel, 2003).

Un sistema trifásico con la condición de que $U_{línea}^0 = 0$ independientemente de la perturbación es:

$$\begin{aligned} i_a &= i_a^+ + i_a^- + i_a^0 \\ i_b &= i_b^+ + i_b^- + i_b^0 \\ i_c &= i_c^+ + i_c^- + i_c^0 \\ i_N &= i_N^+ + i_N^- + i_N^0 \end{aligned} \quad (1)$$

donde i_a, i_b, i_c e i_N son las corrientes de las fases a,b,c y neutro con componentes de secuencia positiva, negativa y cero. Las corrientes del ISP medidas en las fases a, b y c se definen como:

$$\tilde{I} = \tilde{I}^+ + \tilde{I}^- + \tilde{I}^0$$

$$\tilde{I}^+ = \frac{2}{3}(i_a^+ + ai_b^+ + a^2i_c^+) = \tilde{I}^+ e^{j(\omega t + \varphi^+)} \quad (2)$$

$$\tilde{I}^- = \frac{2}{3}(i_a^- + ai_b^- + a^2i_c^-) = \tilde{I}^- e^{j(-\omega t + \varphi^-)}$$

$$\tilde{I}^0 = \frac{2}{3}(i_a^0 + ai_b^0 + a^2i_c^0) = 0$$

Una cantidad importante relacionada con el ISP que ayuda a separar las componentes de secuencia positiva y negativa es el cuadrado de la magnitud del fasor:

$$\begin{aligned} |\tilde{I}|^2 &= |\tilde{I}^+ + \tilde{I}^-|^2 \\ |\tilde{I}^+ + \tilde{I}^-|^2 &= (\tilde{I}^+)^2 + (\tilde{I}^-)^2 + \\ &2(\tilde{I}^+ \tilde{I}^-) \cos(2\omega t + \varphi^+ + \varphi^-) \end{aligned} \quad (3)$$

Tenemos que el valor promedio del cuadrado del ISP es:

$$\left\langle |\tilde{I}|^2 \right\rangle = (\tilde{I}^+)^2 + (\tilde{I}^-)^2 \quad (4)$$

De la expresión anterior se encuentra que $|\tilde{I}|^2$ tiene una característica distintiva, este valor oscila entre un máximo

$$|\tilde{I}|_M^2 = (\tilde{I}^+ + \tilde{I}^-)^2 \quad (5)$$

y un mínimo

$$|\tilde{I}|_m^2 = (\tilde{I}^+ - \tilde{I}^-)^2 \quad (6)$$

resolviendo las ecuaciones anteriores, las componentes de secuencia positiva y negativa son

$$\begin{aligned} \hat{I}^+ &= (|\tilde{I}|_M + |\tilde{I}|_m)/2 \\ \hat{I}^- &= (|\tilde{I}|_M - |\tilde{I}|_m)/2 \end{aligned} \quad (7)$$

Esto significa que los valores extremos del ISP ayudan a extraer las componentes de secuencia positiva y negativa. Lo mismo aplica para las señales de tensión. Por lo que el monitoreo de $\tilde{I}^+; \tilde{I}^-; \tilde{V}^+$ y \tilde{V}^- permite la estimación del desbalance de corrientes y voltajes, por ejemplo:

$$\%IU = 100 \frac{\hat{I}^-}{\hat{I}^+} = 100 \frac{|\tilde{I}|_M - |\tilde{I}|_m}{|\tilde{I}|_M + |\tilde{I}|_m} \quad (8)$$

Usando el ISP es posible detectar y aislar fallas simultáneas eléctricas (de rotor y estator) y mecánicas (de balero y excentricidad estática).

III. ANÁLISIS FRECUENCIAL

En esta sección se describen las herramientas tiempo frecuencia utilizadas basadas en la FFT base dos diezmada en tiempo así como la caracterización de los espectros de firma de falla para los diferentes escenarios de falla eléctrica de estator y rotor del módulo ISP.

III-A. Análisis de la firma de corriente del estator

La firma de falla resultante del ISP de las corrientes del estator del MI se le aplican básicamente dos técnicas:

- Transformada rápida de Fourier (FFT) base 2 diezmado en tiempo.
- Transformada discreta ondeleta (wavelet).

III-A.1. Transformación de Concordia: Para visualizar el efecto de desbalance del ISP que provoca una falla en el MI se mapean las corrientes de línea al marco de referencia $d - q$ mediante la transformación de Park como sigue:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} A \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$A = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Tomando $\theta = 0^\circ$ se tiene la Transformación de Concordia, y las corrientes se mapean ahora en el marco de referencia fijo $\alpha - \beta$:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & -\text{sen}(-\frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (10)$$

La magnitud al cuadrado del ISP queda entonces

$$\|i_{\alpha\beta}\|^2 = i_\alpha^2 + i_\beta^2 \quad (11)$$

III-B. Caracterización de los espectros de firma de falla

Para cada uno de los escenarios de falla eléctrica se tiene un espectro de firma de falla del ISP. Las frecuencias características para cada una de las fallas eléctricas de rotor y estator asociadas a las firmas de falla del ISP han sido ya reportadas (Verucchi y Acosta, 2007).

III-B.1. Espectro de firma de falla del estator: Tomando en cuenta el hecho de que la existencia de componentes de corriente de secuencia negativa está directamente relacionada con la asimetría del motor, es clara la manifestación de la presencia de una falla del estator mediante el análisis espectral del ISP (Cruz y Marques Cardoso, 2001).

Para el caso de la falla eléctrica del estator $F_{estator}$, el espectro de firma de falla del ISP ocurre en múltiplos de n del doble de la frecuencia de la línea f_L , en donde $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$, (Drif y Marques Cardoso, 2008)

$$F_{estator} = 2nf_L \quad (12)$$

La magnitud del espectro de firma de falla decrece conforme el múltiplo n se incrementa. Para el caso práctico se analiza el espectro para $n = 1$ ya que es el que presenta la mayor magnitud, entonces se tiene:

$$F_{estator} = 2f_L \quad (13)$$

III-B.2. Espectro de firma de falla del rotor: La falla de rotor F_{rotor} debida a barras rotas o ruptura en el anillo de cortocircuito del rotor tiene una espectro de firma de falla de baja frecuencia que depende del deslizamiento de la máquina s y de la frecuencia (Thomson y Stewar, 1998), (Elkasagby, Eastham y Stewar, 1992), (Razik, Rossiter y Cabral, 2009), :

$$F_{rotor} = 2sf_L \quad (14)$$

El deslizamiento s es descrito en función del número de polos P del MI trifásico y de la velocidad del rotor w_m en radianes por segundo y de la frecuencia de alimentación f_L :

$$s = 1 - \frac{Pw_m}{2(2\pi f_L)} \quad (15)$$

TABLA I
PARÁMETROS DEL MI DE 3HP

Parámetro	Simulado	Valor	Unidades
Resistencia de estator fase a	R_{sa}	1.160	Ω
Resistencia de estator fase b	R_{sb}	1.160	Ω
Resistencia de estator fase c	R_{sc}	1.160	Ω
Resistencia de rotor fase a	R_{ra}	1.000	Ω
Resistencia de rotor fase b	R_{rb}	1.000	Ω
Resistencia de rotor fase c	R_{rc}	1.000	Ω
Inductancia de estator fase a	L_{sa}	0.006	H
Inductancia de estator fase b	L_{sb}	0.006	H
Inductancia de estator fase c	L_{sc}	0.006	H
Inductancia de rotor fase a	L_{ra}	0.003	H
Inductancia de rotor fase b	L_{rb}	0.003	H
Inductancia de rotor fase c	L_{rc}	0.003	H
Inductancia mutua del estator	L_{ms}	0.100	H
Inductancia mutua del rotor	L_{mr}	0.100	H
Inductancia mutua	L_m	0.100	H
Momento de inercia	J	0.025	Kgm
Coefficiente de fricción viscosa	β	0.00445	Nms/rad
Número de polos	P	4	$polos$

III-C. Resultados experimentales - análisis espectral

La figura 1 presenta el espectro experimental para un MI 3KW cuyas características se dan en la Tabla I para evaluar el caso sin falla. Debe notarse que existe una componente de frecuencia en $2f_L$ (120 Hz) y la amplitud se incrementa proporcionalmente con el nivel de torque de carga. Sin embargo, la amplitud máxima es pequeña (0.4A) aun cuando el torque de carga promedio es aplicado al MI.

Ahora se considera el caso cuando la mitad del devanado de una fase se encuentra cortocircuitado. La figura 2 muestra el espectro experimental de la magnitud del ISP. Es importante notar que las componentes a $2f_L$ (120Hz)

es cerca de diez veces mayor que la obtenida para el caso de un motor sin falla.

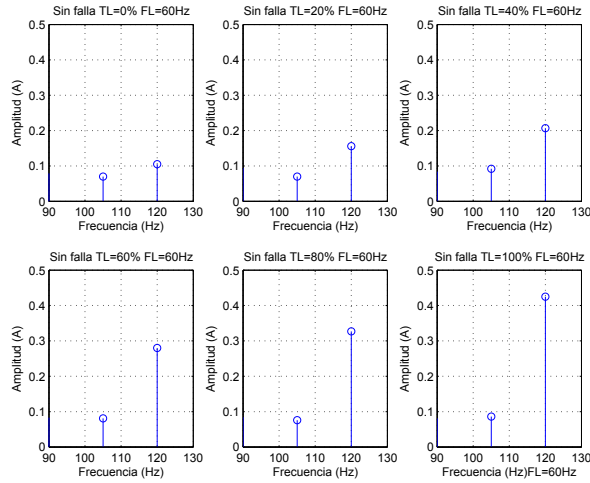


Figura 1. Espectro frecuencias ISP motor sano experimental

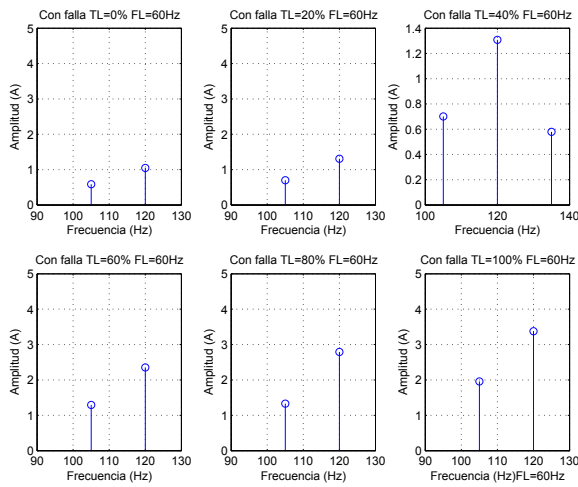


Figura 2. Espectro frecuencias ISP motor falla estator experimental

IV. ANÁLISIS CON WAVELETS

La transformada wavelet es una herramienta matemática con una estructura poderosa y un enorme grado de libertad para descomponer una firma de falla del módulo del ISP en diferentes escalas a diferentes niveles de resolución. La figura 3 muestra el algoritmo de descomposición multi-resolución usado para la implementación de la transformada discreta wavelet.

En esta figura, $x[n]$ es el módulo del ISP muestreado de $x(t)$, muestreado a una frecuencia F_s Hz. La señal digitalizada $x[n]$ es primero descompuesta en $a_1(n)$ y $d_1(n)$ usando un filtro pasa bajas $l(n)$ y un filtro pasa altas $h(n)$ respectivamente, en donde $d_1(n)$ es llamado función de fluctuación, diferencia o detalle el cual contiene los elementos de alta frecuencia y $a_1(n)$ es llamado función trama, promedio o aproximación el cual contiene los elementos de

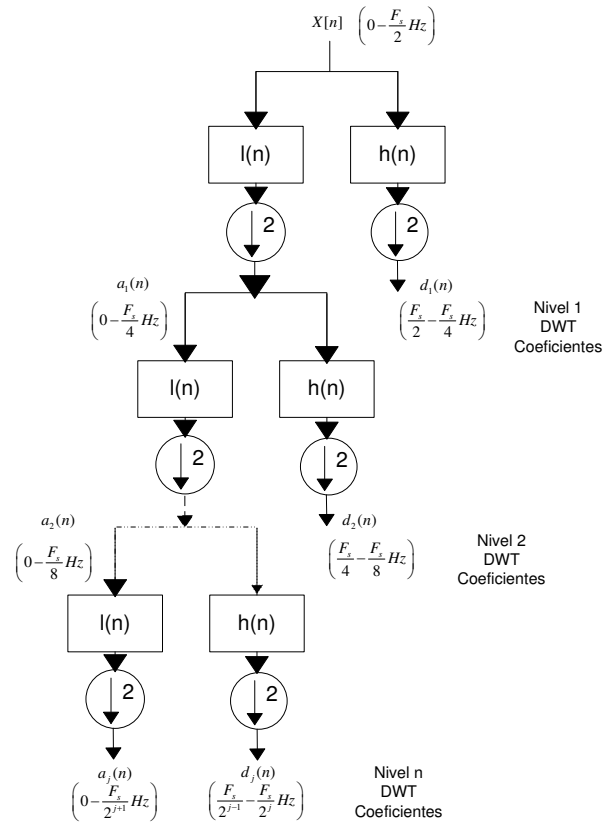


Figura 3. Estructura análisis multi-resolución (MRA) Wavelet

baja frecuencia, y es llamado primer nivel de descomposición. El segundo nivel de descomposición se basa ahora en el coeficiente $a_1(n)$ el cual nos da $a_2(n)$ y $d_2(n)$. El siguiente nivel descomposición mayor se basa ahora en el coeficiente $a_3(n)$ y así sucesivamente. Para cualquier nivel j , el coeficiente de aproximación $a_j(n)$ será descompuesto en frecuencias $0 - f_c$ Hz. De manera similar, el coeficiente $d_j(n)$ a cualquier nivel j contendrá frecuencias en un rango $f_c - 2f_c$ Hz. La frecuencia de corte f_c del coeficiente de aproximación $a_j(n)$ a cualquier nivel j se encuentra mediante

$$f_c = \frac{F_s}{2^{j+1}} \quad (16)$$

La cantidad de componentes en los coeficientes de aproximación y detalle decrecen gradualmente debido a la decimación. Para determinar la transformada discreta wavelet todo lo que se necesita son los filtros. La señal de firma de falla del módulo del ISP se convoluciona con estos filtros. En contraste con la FFT, la resolución en el tiempo llega a ser arbitrariamente fina a altas frecuencias, mientras que la resolución en frecuencia llega a ser fina a bajas frecuencias.

El diagnóstico de fallas usando el análisis MRA wavelet es efectuado mediante el cálculo del valor RMS 17 de la densidad espectral de los coeficientes de cada nivel de descomposición. Cuando el módulo ISP de las señales

de estator es adquirido en diferentes escenarios de falla eléctrica de estator y rotor y es descompuesto via wavelet, existen diferencias apreciables en los coeficientes wavelet que pueden ser observadas. Por consiguiente un nodo de potencia wavelet C_j a un nivel j de descomposición.

$$C_j = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^{N_j} w_{j,k}^2} \quad (17)$$

en donde N_j es el número de coeficientes de cada nivel j , $w_{j,k}$ es el k ésimo coeficiente calculado para el nivel j , C_j es el valor RMS del módulo de la firma de falla ISP descompuesto al nivel j . Este mide la potencia de la señal contenida en una banda específica de frecuencia apuntada por el índice j .

IV-A. Wavelet de Haar

La wavelet de Haar es la más simple, en la forma discreta se relaciona con la operación denominada transformación de Haar. Esta wavelet sirve de prototipo para las demás wavelet, una característica de la transformada de Haar es su simplicidad en el manejo de los cálculos. La presente investigación trabaja con señales en el dominio del tiempo discreto.

$$f = (f_1, f_2, \dots, f_N) \quad (18)$$

con N es un entero positivo, en caso de no ser enteros se puede llenar la secuencia con ceros. Estos valores son típicamente medidos de una señal analógica en valores del tiempo.

$$t = t_1, t_2, \dots, t_N \quad (19)$$

Entonces los valores de f son:

$$f_1 = g(t_1), f_2 = g(t_2), \dots, f_N = g(t_N) \quad (20)$$

El intervalo de tiempo que separa cada par sucesivo siempre es el mismo, a éste concepto se le conoce como *valores igualmente espaciados* o solo *valores muestreados*. La transformada de Haar descompone una señal en dos subseñales de iguales longitudes aproximación a_j y detalle d_j .

La primer aproximación:

$$a^1 = (a_1, a_2, \dots, a_{N/2}) \quad (21)$$

La obtención de los coeficientes de aproximación:

$$a_m = \frac{f_{2m-1} + f_{2m}}{\sqrt{2}} \quad (22)$$

Para $m = 1, 2, 3, \dots, N/2$

La primera fluctuation:

$$d^1 = (d_1, d_2, \dots, d_{N/2}) \quad (23)$$

La obtención de los coeficientes de fluctuación son obtenidos entonces:

$$d_m = \frac{f_{2m-1} - f_{2m}}{\sqrt{2}} \quad (24)$$

Para $m = 1, 2, 3, \dots, N/2$

La transformada de Haar de Nivel 1 es obtenida:

$$f \xrightarrow{H_1} (a^1 | d^1) \quad (25)$$

Este mapeo tiene su inversa

$$f = \left(\frac{a_1 + d_1}{\sqrt{2}}, \frac{a_2 - d_2}{\sqrt{2}}, \dots, \frac{a_{N/2} + d_{N/2}}{\sqrt{2}}, \frac{a_{N/2} - d_{N/2}}{\sqrt{2}} \right) \quad (26)$$

El segundo nivel es obtenido al descomponer los primeros coeficientes de aproximación a_1 y se obtiene un segundo grupo de coeficientes de aproximación a_2 y un segundo grupo de fluctuation d_2 .

$$f \xrightarrow{H_2} (a^2 | d^2 | d^1) \quad (27)$$

Para un cuarto nivel de descomposición se tiene entonces

$$f \xrightarrow{H_4} (a^4 | d^4 | d^3 | d^2 | d^1) \quad (28)$$

Se utiliza la wavelet de Haar de nivel 1 con múltiples niveles de descomposición en el algoritmo de análisis MRA como se muestra

$$\begin{aligned} W_1^1 &= \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \\ W_2^1 &= \left(0, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \\ W_3^1 &= \left(0, 0, 0, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \\ &\vdots \\ W_{N/2}^1 &= \left(0, 0, \dots, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, -\frac{1}{\sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

Las funciones de escala para la Wavelet de Haar Nivel 1 con multiples niveles de descomposición

$$\begin{aligned} V_1^1 &= \left(\frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \\ V_2^1 &= \left(0, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \\ V_3^1 &= \left(0, 0, 0, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}}, 0, 0, \dots, 0 \right) \\ &\vdots \\ V_{N/2}^1 &= \left(0, 0, \dots, 0, \frac{1}{\sqrt{2}}, \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (30)$$

IV-A.1. Resultados experimentales - wavelet de Haar:

Las fallas eléctricas de estator y rotor fueron validadas usando el análisis MRA mediante la aplicación de la wavelet de Haar de nivel uno. Se utilizó una frecuencia de muestreo de 1920 Hz, en la tabla II se presentan los resultados experimentales obtenidos. Para el caso de la falla eléctrica del estator se aprecia un incremento significativo en el valor RMS de la banda de frecuencia de 60 – 120 Hz de una magnitud de 0,97 para el caso sin falla a un valor de 2,15

unidades para el caso con falla. Para el caso de la falla de rotor la banda de frecuencia de 0,5 – 0,7 Hz se incrementa también de una magnitud de 0,8 para el caso de motor sano a un valor de 3,21 unidades para el caso con falla de fisura en el anillo de corto circuito del rotor.

TABLA II
RESULTADOS EXPERIMENTALES DIAGNÓSTICO DE FALLAS
ELÉCTRICAS WAVELET HAAR

Nivel	Banda	Motor sano	Falla estator	Falla rotor
1	480.0-960.0	6.490875	6.226962	4.850153
2	240.0-480.0	0.780427	0.795897	1.173130
3	120.0-240.0	1.573381	0.842899	1.748283
4	60.0-120.0	0.976965	2.157393	1.596133
5	30.0-60.0	3.271422	2.129200	0.503343
6	15.0-30.0	0.258780	0.314066	0.745330
7	7.5-15.0	0.237494	0.251047	0.604578
8	3.8-7.5	0.308639	0.220973	0.510695
9	1.9-3.8	0.310048	0.388570	0.221874
10	0.9-1.9	0.115363	0.506553	0.390122
11	0.5-0.9	0.806710	0.715985	3.219668

V. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se efectuó el diagnóstico de fallas eléctricas de estator y rotor por técnicas basadas en el análisis de espectro de frecuencia del módulo del ISP de las corrientes de estator del MI usando la FFT base dos diezmada en tiempo, la cual presente el inconveniente que para la búsqueda de las firmas de falla en función de la velocidad del motor se tiene que reajustar la frecuencia de muestreo cuando se utiliza un esquema de pocas muestras en el sistema electrónico implementado.

El análisis multi-resolución wavelet permite fijar una frecuencia de muestreo tomando una cantidad adecuada de muestras es posible estudiar las diferentes bandas de frecuencia que contienen los espectros de firma de falla de estator y rotor sin necesidad de efectuar ajustes en la misma.

El contar con ambas herramientas de análisis permite una mayor seguridad en el juicio de las condiciones de salud del MI ya que se cuenta con dictámenes de tipo redundante.

El sistema se implementó en una plataforma digital basada en el procesador de señales digitales de Texas Instrument de punto flotante de 32 bits, el TMS320F28335 y se desarrolló un programa de computadora en el lenguaje de programación de alto nivel Delphi que sirve de enlace para la adquisición de la información experimental.

VI. AGRADECIMIENTOS

Este trabajo fue financiado por el Departamento de Ingeniería Electrónica y el programa de Doctorado en Ciencias de la Ingeniería del Instituto Tecnológico de Aguascalientes y con recursos del convenio PROMEP/UASLP/CARepPre-15.

REFERENCIAS

- H.A. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, H. Meshing-Kelk (2013). *Electric Machines*. CRC Press. USA.
- J.C. Trigeassou (2011). *Electrical Machines Diagnosis*. Wiley. USA.
- S. Nandi, H.A. Toliyat, X. Li (2005). Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors - A review *IEEE Transactions on Energy Conversion* **20**, 719–729.
- S.M.A. Cruz, A.J. Marques Cardoso (2005). Multiple reference frames theory: A new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors *IEEE Transactions on Energy Conversion* **20**, 611–619.
- S.M.A. Cruz, A.J. Marques Cardoso (2005). Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended Park's vector approach *Electric Machines and Power Systems* **28**, 289–299.
- A. Bellini, F. Fillipeti, C. Tassoni, G.A. Capolino(2008). Advances in diagnostic techniques for induction machines *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **55**, 4109–4126.
- A.J. Marques Cardoso, E.S. Saravia (1999). Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by Park's vector approach *IEEE Transactions on Industry Applications* **29**, 897–201.
- A. H. Bonnet and C. Yung (2008). Increased efficiency versus increased reliability. *IEEE Transactions on Industrial Applications* **14**, 29–36.
- D. L. Milanez, A.E. Emanuel (2003). The instantaneous-space-phasor a powerful diagnosis tool. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* **52**, 143–148.
- S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li (2007). Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors a review. *IEEE Transactions on Energy Conversion* **20**, 719–729.
- C. J. Verucchi and G. G. Acosta (2007). Técnicas de detección y diagnóstico de fallos en máquinas eléctricas de inducción. *IEEE Latin America* **7**, 41–49.
- S. M. A. Cruz and A. J. Marques Cardoso (2001). Stator winding fault diagnosis in threephase synchronous and asynchronous motors, by the extended Parks vector approach. *IEEE Transactions on Industry Applications* **37**, 1227–1233.
- M. Drif and A. J. Marques Cardoso (2008). Airgap eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by complex apparent power signature analysis. *International Simposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM* **5**, 1404–1410.
- C. Kral, F. Pirker, G. Pascoli, and H. Kapeller (2008). Robust rotor fault detection by means of the vienna monitoring method and a parameter tracking technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **55**, 4229–4236.
- W. T. Thomson and I. D. Stewart (1998). On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors. *3rd International Conference on Power Electronics Drives*, 432–435.
- N. M. Elkasagby, A. R. Eastham, and G. E. Dawson (1992). Detection of broken bars in the cage rotor on induction machine. *IEEE Transaction on Industrial Applications* **22**, 165–171.
- H. Razik, M. B. de Rossiter Correa, and E. R. Cabral de Silva (2009). A novel monitoring of load level and broken bar fault severity applied to squirrel-cage induction motors using a genetic algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **55**, 4615–4626.
- F.J. Villalobos-Piña, R. Álvarez-Salas (2011). *Diagnóstico de Fallas en Motores de Inducción, diagnóstico mediante el uso del ISP (Instantaneous Space Phasor)*. Editorial Académica Española, España.