

## SIMPLIFICACIÓN DEL MÉTODO DE BALANCEO DINÁMICO, EN UN PLANO, DE ROTORES ACOPLADOS DIRECTAMENTE A UN MOTOR DE INDUCCIÓN EMPLEANDO DATOS DE CORRIENTE RESIDUAL

Alfonso C. García Reynoso<sup>1,2</sup>, Enrique Ladrón de Guevara Durán<sup>1,2</sup>, Alberto Lorandi Medina<sup>2</sup>, Alfonso García Portilla<sup>1</sup>, Guillermo Hermida Saba<sup>2</sup>, Pedro J. García Ramírez<sup>2</sup>

<sup>1</sup>Instituto Tecnológico de Veracruz, Miguel Ángel de Quevedo 2779, C.P. 91860, Veracruz, Ver. México  
Tel. y Fax (229) 9385764, <sup>2</sup>Instituto de Ingeniería de la Universidad Veracruzana, Juan Pablo II s/n Boca del Río, Veracruz, 94294 México, e-mail: garreynoso@hotmail.com

### RESUMEN

Se desarrolla un método simplificado de balanceo dinámico, en un plano, que utiliza información de dos componentes del espectro de la corriente eléctrica de cada fase de alimentación del motor obtenidas mediante filtrado. Las lecturas del espectro, que son cantidades escalares, reflejan un valor residual complejo (magnitud y fase) cuando no hay desbalance, lo cual hace que el comportamiento sea no-lineal con respecto a las fuerzas desequilibradas. Basado en esto se desarrolla un algoritmo que determina, a partir de las mediciones del valor residual correspondiente al rotor balanceado y de las lecturas con desbalance las magnitudes y los ángulos de los fasores relacionados directamente con dicho desbalance. Las armónicas de 30Hz y de 90 Hz, combinadas adecuadamente, proporcionan la referencia necesaria para establecer el peso de balanceo, de manera unívoca, en los casos de desbalance de un rotor de laboratorio obteniéndose resultados satisfactorios.

### ABSTRACT

A simplified method for single- plane rotor balancing which requires some components of the electric signal spectrum from each phase of the electric motor to which it is directly coupled is developed. The signal readings, which are scalar quantities that reflect residual complex values (offset with magnitude and phase) when there is no imbalance, produce a nonlinear behavior of the data with respect to the unbalanced forces. This requires an algorithm to determine, based on readings of residual values for the balanced condition, and the imbalanced rotor, the complex values that directly relate to the imbalance. The harmonics related to 30 Hz and 90 Hz, when properly combined, give out the necessary reference to establish the balance mass, uniquely, in several study cases, with satisfactory results.

### NOMENCLATURA

- $W_p$  Peso de prueba  
 $W_c$  Peso de balanceo  
 $W_d$  Peso de desbalance  
 $W_{dp}$  Peso resultante  
 $\theta_d$  Angulo de fase del peso de desbalance  
 $\theta_{dp}$  Angulo de fase del peso resultante  
 $N$  Lectura de corriente, mili-amperios, condición tal cual  
 $N_2$  Lectura de corriente, mili-amperios, con peso de prueba  
 $\theta_i$  Ángulo de fase de cada lectura de corriente  
 $\theta_{ij}$  Ángulo de fase relativa entre un par de lecturas de corriente  
 $B_i$  Lectura de corriente de rotor balanceado  
 $R_{oi}$  Lectura de corriente de rotor desbalanceado que incluye offset  
 $R_{oLi}$  Lectura de corriente de rotor desbalanceado sin offset  
 $\varepsilon_i$  Perturbación de magnitud, cantidad pequeña con respecto a 1.0  
 $\delta_i$  Perturbación de fase, cantidad pequeña con respecto a 1.0 radian  
 $\theta'$  Angulo de transformación de corrida con peso de prueba  
 $\theta'_0$  Angulo de transformación de corrida tal cual

### INTRODUCCIÓN

La relación entre los armónicos presentes en el espectro de una corriente eléctrica y los problemas mecánicos o electromagnéticos es bien conocida. En 1995 Dorrell [1] estudian la relación entre las magnitudes de los armónicos de la corriente y las magnitudes de los armónicos de la vibración mecánica encontrando una fuerte relación con las fallas que se presentan en los motores, explorando en forma particular su relación con la excentricidad. Riley [2], [3] y [4] en 1997 estudia estas relaciones con el fin de determinar límites en las corrientes armónicas relacionadas

con la vibración, concluyendo en la existencia de una relación monótona entre estas dos variables. Riley et al. en 1997 establecen que basándose en análisis teóricos y experimentales se encuentra una relación lineal entre armónicos de corriente específicos y la vibración mecánica. A su vez en 1999 presenta un estudio entre los armónicos que se encuentran en el espectro de corriente y las vibraciones mecánicas pero incluyendo el efecto de vibraciones inducidas externamente. Finley [5] en el 2000 presenta ya un estudio completo de relación entre los armónicos de corriente eléctrica y los problemas mecánicos, por citar algunos el desalineamiento, el desbalance, falla en los rodamientos, barras de rotor fracturadas, etc.. En el 2004 Kral [6] propone una técnica para evaluar el desbalance, pero usando los armónicos presentes en la señal de potencia eléctrica, mostrando resultados positivos en la evaluación de la excentricidad estática y la excentricidad dinámica. En el 2007 Neelam [7] presenta el análisis de la corriente eléctrica como el método más popular para la detección de fallas tanto eléctricas, fallas entre espiras de devanados, barras de rotor rotas o sueltas, etc., así como fallas mecánicas y muestra la efectividad del método para detectar condiciones anormales en las aplicaciones de los motores de inducción, incluyendo en su análisis situaciones como la influencia de caja de engranes. En el 2008 Bellini [8] presenta los resultados de los artículos publicados en los últimos diez años mostrando una lista de referencias y actividades de investigación clasificados en cuatro tópicos a) fallas eléctricas b) fallas mecánicas c) Procesamiento de señales para análisis y monitoreo y d) Técnicas de decisión usando inteligencia artificial. En el 2009 Camargo [9] presenta resultados obtenidos con los valores de los armónicos de corriente de línea relacionados con el desbalance, al balancear un rotor con un desbalance en un solo plano. García [10] en 2010 desarrolla un algoritmo que determina, a partir de las mediciones del valor residual correspondiente al rotor balanceado, los ángulos de fase de las lecturas con pesos de prueba que encuentra los coeficientes de influencia y el peso de balanceo. García et al. [11] presentan un nuevo método de cálculo de la fase basado en mediciones de las fases relativas entre las armónicas del espectro. García et al. [12], desarrollan un procedimiento de ajuste de los datos medidos basado en perturbaciones para cumplir con determinadas condiciones de compatibilidad. Posteriormente, García et al. [13], aplican el método de balanceo basado en datos de corriente residual al problema de balanceo dinámico, en dos planos, de rotores acoplados directamente a un motor de inducción.

El método propuesto en este artículo se basa en encontrar, mediante iteraciones, los ángulos de transformación que satisfagan una condición de compatibilidad y que proporcionen una solución única para el balanceo.

### INSTRUMENTACIÓN USADA

El sistema de medición usado tiene los siguientes elementos: sensores de corriente eléctrica de efecto Hall, sistema de acondicionamiento de señales, tarjeta de adquisición de datos e instrumento virtual desarrollado en lenguaje G. La información general de los elementos del sistema de instrumentación se presentó en [11].

El instrumento virtual se desarrolla en Labview 8.6 y tiene pantallas amigables para el usuario, permitiendo la lectura y la captura de la información deseada (Figuras 1,2 y 3).

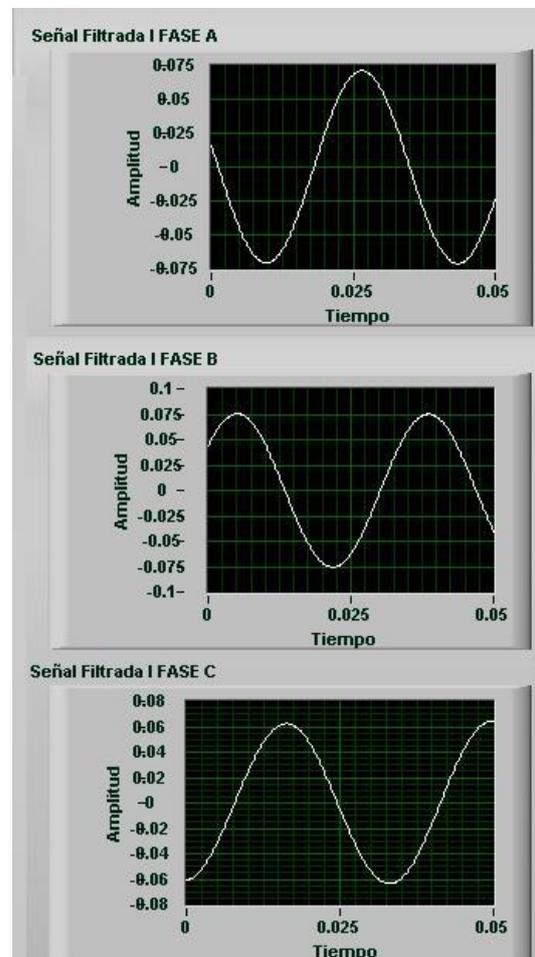


Figura 1 Señales Filtradas

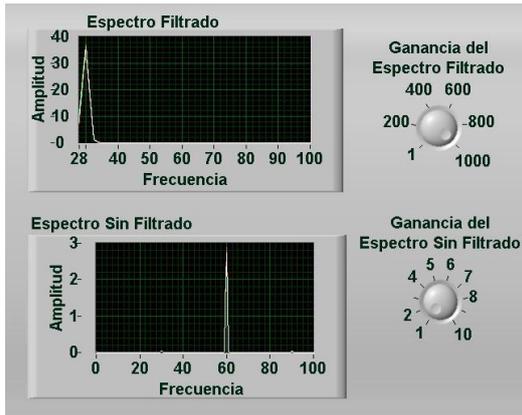


Figura 2 Espectro de señales

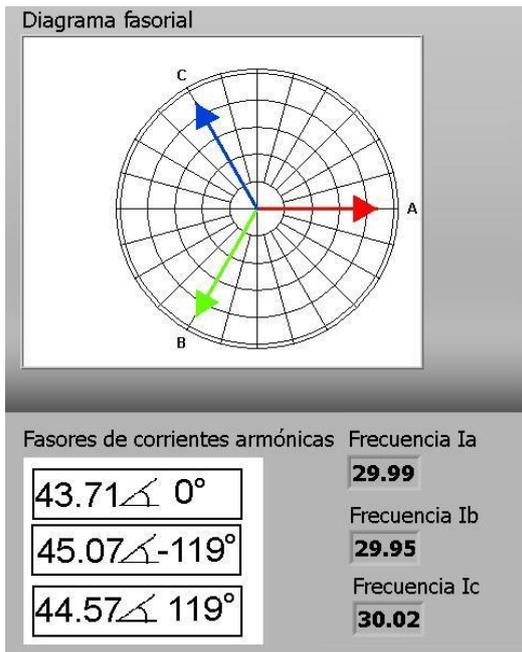


Figura 3 Diagrama fasorial de Armónicas

### MEDICIÓN DE LAS SEÑALES DE CORRIENTE RESIDUAL

Se considera corriente residual a todas las componentes armónicas que se presentan en el motor al restar la corriente fundamental de la corriente total circulando en los devanados. Estas armónicas se deben a diferentes efectos tanto mecánicos como eléctricos y su relación ha sido estudiada durante largo tiempo. [5][8].

Estas corrientes se pueden considerar como el resultado de la deformación del campo electromagnético del entrehierro producto de la fuerza de desbalance sobre el rotor. Sin embargo, la condición residual también se obtiene en un motor balanceado como producto de la excentricidad que los motores tienen en su fabricación así como de la asimetría que se presenta en la estructura electromagnética de los devanados tanto del rotor como del estator; en

general de irregularidades estáticas o dinámicas en el entrehierro [2][8].

Mediante el sistema de medición se detecta la corriente fundamental consumida por el motor, así como las armónicas relacionadas con los problemas electromagnéticos y mecánicos. Luego se desarrolla un espectro de Fourier a la señal capturada para corroborar la existencia de armónicas relacionadas con el fenómeno de desbalance y se procede a filtrar la señal para visualizar solamente dichos armónicos.

El equipo de medición tiene la capacidad de trabajar en un sistema de alimentación de 220 Voltios y con un rango máximo de 15 Amperes de corriente (pudiéndose fácilmente incrementar el rango). La señal de voltaje se monitorea a través de transformadores conectados en estrella cuyos núcleos magnéticos responden a frecuencias de 10 kHz máximo. La señal de corriente se obtiene a través de sensores de efecto Hall modelo M 15, pudiéndose detectar componentes de directa así como componentes de alterna hasta un valor de 10 kHz.

De interés particular en este caso, es el análisis de las armónicas que aparecen en el espectro relacionadas con un desbalance mecánico. Estas corrientes armónicas son dependientes del deslizamiento del rotor, la frecuencia de alimentación del motor y ocurren a las frecuencias  $h_1$  y  $h_2$  dadas por las siguientes expresiones:

$$h_1 = f_s + f_r \quad (1)$$

$$h_2 = f_s - f_r \quad (2)$$

dónde:

$f_r$  = Frecuencia de giro del rotor en revoluciones por segundo.

$f_s$  = Frecuencia de alimentación del motor.

$h$  = Frecuencia del armónico relacionado con el desbalance del rotor.

Detectadas las frecuencias relacionadas con el desbalance mecánico se procede a filtrar la señal con un filtro IIR en configuración similar al filtro analógico Butterworth, y con esto poder observar con mayor exactitud el comportamiento de dichos armónicos.

El instrumento fue validado con amperímetros comerciales en relación con el valor de la señal fundamental de las corrientes de fase. El ajuste del mismo es a través del circuito electrónico diseñado para acondicionar la señal y a través de software.

Las mediciones realizadas durante las pruebas de balanceo consistieron en muestras de cinco minutos en cada corrida. El tipo de señal se muestra en la Figura No.4. Se presentan 2940

registros y, como puede observarse, la señal es variable y debe calcularse el valor medio cuadrático y extraer raíz para manejar un valor representativo (RMS).

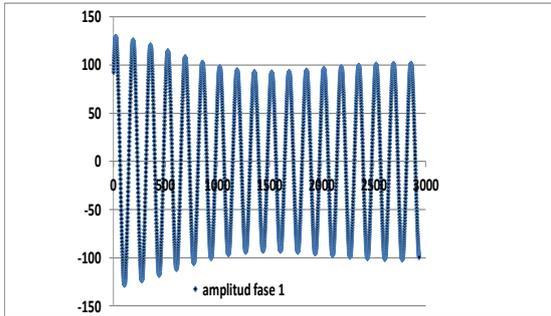


Figura 4 Señal de corriente

### NATURALEZA DE LOS VALORES DEL ESPECTRO DE CORRIENTE ELÉCTRICA

En virtud que los datos de corriente para el rotor balanceado no convergen hacia cero como los datos de vibración, sino que tienen un valor residual diferente para las tres líneas del motor, el comportamiento de las lecturas para los casos en que hay un desbalance no siguen una relación lineal con las fuerzas de desbalance aplicadas. Sin embargo, al hacer el ajuste de las lecturas, restando el valor residual (amplitud y fase), se obtiene un comportamiento aproximadamente lineal que converge a cero como se muestra en la Figura No.5 para un caso de prueba. En esta figura, la curva azul muestra los valores de amplitud de la corriente residual medidos y la curva roja ya tiene substraído el valor base (de rotor balanceado), siendo esta resta mediante operaciones con fasores donde la fase se determina según el procedimiento descrito abajo. Esta curva corregida es casi recta y se proyecta hacia el origen como lo haría un sistema lineal homogéneo del tipo vibratorio producido por desbalance.

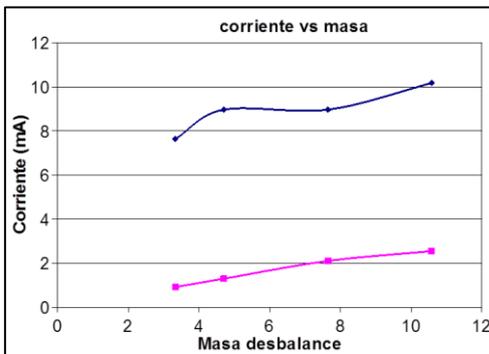


Figura 5 Comportamiento de las lecturas con la masa de desbalance en gramos.

Este ajuste de los datos requiere conocer las fases, tanto de las lecturas de prueba como de

los valores residuales, las cuales no se miden con los sensores de corriente utilizados en estas pruebas. Esto se determina según el procedimiento descrito abajo.

### AJUSTE DE LECTURAS PARA REMOVER EL OFFSET

Observando las señales en el tiempo para el caso del rotor balanceado se miden los ángulos de fase entre las armónicas relacionadas con las corrientes de línea  $L_1$ ,  $L_2$  y  $L_3$  y se obtienen valores de  $120^\circ$  entre sí. Sin embargo, al medir los ángulos entre las armónicas para los casos que incluyen pesos de desbalance, estos ángulos relativos cambian debido a que se obtienen los efectos de la suma vectorial del offset y del desbalance. La Figura No 6 muestra las señales en el tiempo para un peso de desbalance determinado.

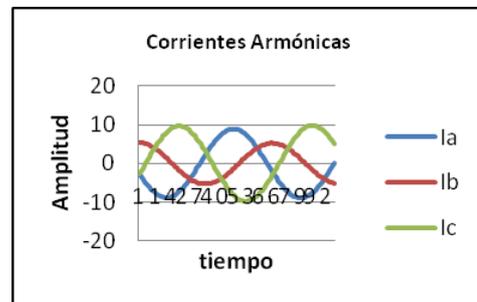


Figura 6 Amplitudes del espectro de cada fase de alimentación variando en el tiempo.

Partiendo de la premisa de que las tres corrientes ( $L_1$ ,  $L_2$  y  $L_3$ ) deben acomodarse a  $120^\circ$  entre sí, cuando se ha removido el offset ( $R_{0L1}$ ,  $R_{0L2}$  y  $R_{0L3}$ ), con un ángulo de fase absoluto que depende del desbalance, se toma como referencia el caso del rotor balanceado con las líneas arregladas en las posiciones angulares de  $0^\circ$ ,  $120^\circ$  y  $240^\circ$  respectivamente ( $B_1$ ,  $B_2$  y  $B_3$ ). Esto se indica en la Figura No 7.

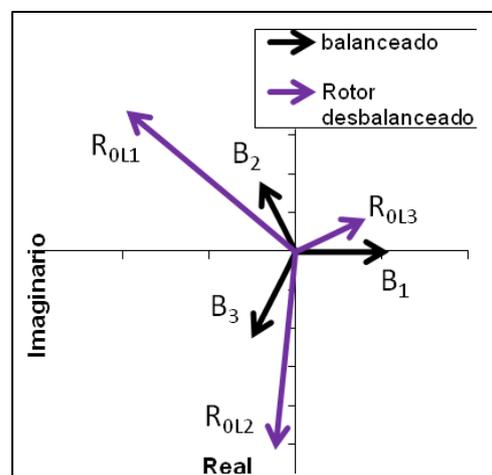


Figura 7 Vectores de amplitud del espectro.

Si aparece un desbalance, las lecturas observadas corresponden a la suma vectorial que se indica en la Figura No.8. y en las siguientes ecuaciones:

$$R_{01} = B_1 + R_{0L1} \quad (3)$$

$$R_{02} = B_2 + R_{0L2} \quad (4)$$

$$R_{0a} = B_a + R_{0La} \quad (5)$$

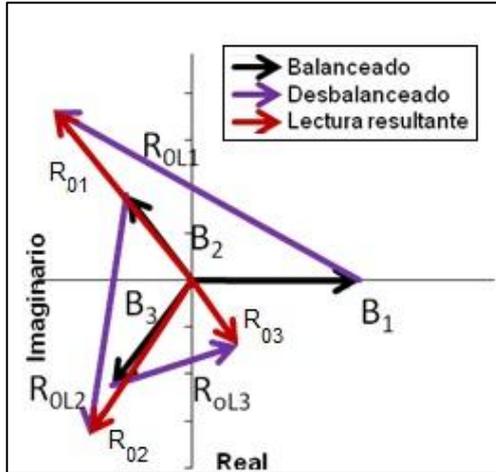


Figura 8 Composición de vectores del espectro.

Para obtener el ángulo de fase de la línea  $L_1$  se utilizan los ángulos de fase relativos entre los vectores  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  y  $R_{03}$  que se obtienen de las señales del tiempo leídas durante las pruebas. Entonces, con un algoritmo se itera el ángulo de fase hasta obtener que los vectores  $R_{0L1}$ ,  $R_{0L2}$  y  $R_{0L3}$  queden con un desfase de  $120^\circ$  entre sí. Solamente hay una combinación de vectores para el desbalance dado y, así quedan determinadas las magnitudes y los ángulos de fase.

### FÓRMULAS TRADICIONALES DE BALANCEO

Las fuerzas de inercia totales que tiene el rotor en la corrida con peso de prueba se componen de la fuerza del desbalance original más el peso de prueba agregado de manera provisional.

Conocidas las magnitudes y fases de las lecturas ajustadas para restarles el offset, es posible calcular el coeficiente de influencia así como la masa de balanceo para la combinación de peso de prueba con la lectura tal cual (sin peso de prueba). En el método tradicional de coeficientes de influencia, las fórmulas (6) y (7) proporcionan el peso de balanceo cuando se tienen lecturas de amplitud y fase (fasores).

$$A = \frac{N_2 - N}{W_p} \quad (6)$$

$$W_c = -\frac{N}{A} \quad (7)$$

### FÓRMULAS PROPUESTAS

De las ecuaciones (3) y (4) se obtiene:

$$\frac{R_{0L2}}{R_{0L1}} = \frac{-B_2 + R_{02}}{-B_1 + R_{01}} \quad (8)$$

Pero,

$$R_{01} = \bar{R}_{01} e^{i\theta_1}$$

$$R_{02} = \bar{R}_{02} e^{i\theta_2}$$

$$R_{0a} = \bar{R}_{0a} e^{i\theta_a}$$

$$\theta_2 = \theta_1 - \theta_{12}$$

$$R_{02} = \bar{R}_{02} e^{i\theta_2} e^{i\theta_1}$$

Substituyendo en la ec.(8) se obtiene:

$$\frac{R_{0L2}}{R_{0L1}} = \frac{-\bar{B}_2 + \bar{R}_{02} e^{-i\theta_2} e^{i\theta_1}}{-\bar{B}_1 + \bar{R}_{01} e^{i\theta_1}} \quad (9)$$

Ahora se hace la transformación:

$$e^{i\theta_1} = \frac{\bar{R}_{01} + \bar{B}_1 e^{-i\theta'}}{\bar{B}_1 + \bar{R}_{01} e^{i\theta'}} \quad (10)$$

Substituyendo resulta:

$$\frac{R_{0L2}}{R_{0L1}} = \frac{-B_1 B_2 + R_{01} R_{02} e^{-i\theta_2} + (-R_{01} B_2 + R_{02} B_1 e^{-i\theta_2}) e^{i\theta'}}{-B_1^2 + R_{01}^2} \quad (11)$$

Así el centro del círculo es:

$$\frac{-B_1 B_2 + \bar{R}_{01} \bar{R}_{02} e^{-i\theta_2}}{-B_1^2 + \bar{R}_{01}^2}$$

Y el radio del círculo es:

$$\frac{-R_{01} B_2 + R_{02} B_1 e^{-i\theta_2}}{-B_1^2 + R_{01}^2}$$

El círculo  $C + Re^{i\theta'}$  representa el lugar geométrico de las posibles relaciones  $\frac{R_{0L2}}{R_{0L1}}$

y el punto correcto  $\frac{B_2}{B_1} e^{i120^\circ}$  debe estar sobre la

circunferencia.

Similarmente hay otro círculo  $C + Re^{i\theta'}$  que representa el lugar geométrico de las posibles

relaciones  $\frac{R_{0L3}}{R_{0L1}}$  y el punto correcto  $\frac{B_3}{B_1} e^{i120^\circ}$

$$1 - \frac{W_p}{W_c} = \text{coc}30$$

debe estar sobre la circunferencia.

Para determinar cuál de los valores del parámetro  $\theta'$  es el correcto, tanto para la prueba "tal cual" de desbalance original como para la corrida con un peso de prueba, se requiere el siguiente análisis:

Para el caso tal cual, la fuerza centrífuga actuante se debe a la masa de desbalance  $W_d$ .

Para la corrida con peso de prueba, la suma vectorial de las fuerzas centrífugas generadas por la masa de prueba con la masa de desbalance es igual al vector resultante:

$$\vec{W}_{dp} = \vec{W}_d + \vec{W}_p$$

Una propiedad de los ángulos de transformación es que el asociado con la corrida con peso de prueba menos el ángulo de transformación del rotor tal cual debe ser igual al ángulo del vector resultante menos el ángulo del vector de desbalance original:

$$\theta' - \theta_0 = \angle W_{dp} - \angle W_d \quad (12)$$

Esta relación de ángulos es válida tanto para las armónicas de 30Hz como de 90Hz y es la base para establecer una referencia angular entre las lecturas tal cual y con peso de prueba.

Se definen los cocientes

$$\text{coc}30 = \left( \frac{R_{0L1}}{R_{00L1}} \right)_{30} \quad (13)$$

$$\text{coc}90 = \left( \frac{R_{0L1}}{R_{00L1}} \right)_{90}$$

De las ecuaciones (6) y (7), reemplazando  $N_2$  por  $R_{0L1}$  y  $R_{00L1}$  respectivamente y con la relación  $W_d = -W_c$  se obtiene:

$$-W_c = \frac{R_{00L1}}{A} \text{ para la corrida tal cual.}$$

$$-W_c + W_p = \frac{R_{0L1}}{A} \text{ para la corrida con peso de prueba.}$$

Dividiendo miembro a miembro estas dos ecuaciones se obtiene:

$$\frac{-W_c + W_p}{-W_c} = \frac{R_{0L1}}{R_{00L1}}$$

Simplificando y usando un cociente se obtiene:

De aquí se obtiene:

$$W_c = \frac{W_p}{1 - \text{coc}30} = \frac{W_p}{1 - \text{coc}90} \quad (14)$$

Lo anterior muestra que la relación  $\frac{W_c}{W_p}$

depende solamente del cociente, ya sea coc30 o coc90.

## MÉTODO DE BALANCEO

El procedimiento de cálculo consiste en lo siguiente:

1. Inicia ciclo de iteración para el parámetro  $\theta'$  de la prueba "tal cual" a 30Hz. Calcula los valores ajustados de los fasores  $R_{0L1}$ ,  $R_{0L2}$  y  $R_{0L3}$  asociados al desbalance original.
2. Inicia ciclo de iteración para el parámetro  $\theta'$  de la corrida con peso de prueba a 30 Hz. Calcula los valores ajustados de los fasores  $R_{01}$ ,  $R_{02}$  y  $R_{03}$  asociados al desbalance resultante del desbalance original más el peso de prueba.
3. Calcula los cocientes coc30 por cada fase  $L_i$ .
4. Repite los pasos 1 al 3 para 90Hz calculando los cocientes coc90.
5. Encuentra la intersección de los círculos de coc30 y coc90 y examina si se cumple la relación (12) tanto para 30Hz como para 90Hz.
6. Cuando encuentra que se cumple la relación, entonces se tiene la solución buscada de coc30 (igual a coc90).
7. Se calcula el peso de balanceo substituyendo en la ecuación (14).

## RESULTADOS

La experimentación realizada para validar el método propuesto consiste en varias pruebas a un motor de inducción cuyas especificaciones se muestran en la Tabla No.1.

Tabla 1 Motor de 0.75 h.p 220 V 3  $\phi$

|              |                |
|--------------|----------------|
| Potencia     | 0.75 h.p       |
| Voltaje      | 220 V 3 $\phi$ |
| Corriente    | 3.0 A          |
| Vel. Nominal | 1730           |
| Frecuencia   | 60 Hz          |
| Marca        | Siemens        |
| Conexión     | YY             |

Al rotor, inicialmente balanceado, se le agrega un peso de 8.0gr  $\angle 0^\circ$  para tener un desbalance conocido. Luego se realizan varias corridas para tomar las lecturas del modo descrito arriba. Las lecturas obtenidas con el instrumento virtual se muestran en las tablas No. 2 a 5.

Tabla 2 Lecturas de magnitud (mA) a 30 Hz

| Caso                              | C 30Hz         |                |                |
|-----------------------------------|----------------|----------------|----------------|
|                                   | L <sub>1</sub> | L <sub>2</sub> | L <sub>3</sub> |
| 4.15g $\angle 60^\circ$           | 106.27         | 108.17         | 108.55         |
| 4.15g $\angle 150^\circ$          | 41.99          | 44.46          | 44.29          |
| 4.15g $\angle 240^\circ$          | 59.17          | 59.84          | 61.17          |
| TAL CUAL<br>8.0g $\angle 0^\circ$ | 70.33          | 71.68          | 72.53          |
| Rotor<br>Balanceado               | 5.99           | 7.44           | 6.92           |

Tabla 3 Lecturas de magnitud (mA) a 90 Hz

| Caso                              | C 90Hz         |                |                |
|-----------------------------------|----------------|----------------|----------------|
|                                   | L <sub>1</sub> | L <sub>2</sub> | L <sub>3</sub> |
| 4.15g $\angle 60^\circ$           | 92.55          | 136.75         | 149.79         |
| 4.15g $\angle 150^\circ$          | 27.70          | 55.68          | 79.39          |
| 4.15g $\angle 240^\circ$          | 69.49          | 47.15          | 99.58          |
| TAL CUAL<br>8.0g $\angle 0^\circ$ | 68.23          | 70.44          | 113.93         |
| Rotor<br>Balanceado               | 30.29          | 33.39          | 34.25          |

Tabla 4 Ángulos de fase relativa ( $^\circ$ ) entre las fases de alimentación a 30 Hz.

| Caso                              | C 30Hz        |               |
|-----------------------------------|---------------|---------------|
|                                   | $\Theta_{12}$ | $\Theta_{13}$ |
| 4.15g $\angle 60^\circ$           | 118.60        | -120.24       |
| 4.15g $\angle 150^\circ$          | 117.66        | -120.06       |
| 4.15g $\angle 240^\circ$          | 116.56        | -121.42       |
| TAL CUAL<br>8.0g $\angle 0^\circ$ | 117.35        | -120.89       |
| Rotor<br>Balanceado               | 122.09        | -115.27       |

Tabla No.5 Ángulos de fase relativa ( $^\circ$ ) entre las fases de alimentación a 90 Hz.

| Caso                     | C 90Hz        |               |
|--------------------------|---------------|---------------|
|                          | $\Theta_{12}$ | $\Theta_{13}$ |
| 4.15g $\angle 60^\circ$  | 136.22        | -125.29       |
| 4.15g $\angle 150^\circ$ | -167.04       | -90.86        |
| 4.15g $\angle 240^\circ$ | 169.78        | -86.42        |

|                                   |        |        |
|-----------------------------------|--------|--------|
| TAL CUAL<br>8.0g $\angle 0^\circ$ | 165.11 | -97.30 |
| Rotor<br>balanceado               | -0.42  | 1.81   |

Los valores de cociente esperados para cada caso se calculan conociendo el desbalance original y se muestran en la Tabla No.6

Tabla No.6 Valores de la relación coc30 o coc90 esperados para los tres casos de prueba

| Caso | coc30 amplitud | coc30 fase     |
|------|----------------|----------------|
| 1    | 1.3366         | 19.61 $^\circ$ |
| 2    | 0.6091         | 25.17 $^\circ$ |
| 3    | 0.8663         | -31.2 $^\circ$ |

Los cálculos de balanceo para este rotor dan los resultados que se muestran en las Tablas No 7 y 8.

Tabla No.7 Intersección de las relaciones coc30 y coc90 de los tres casos de prueba

| Caso | coc30 amplitud | coc30 fase     |
|------|----------------|----------------|
| 1    | 1.4190         | 19.8 $^\circ$  |
| 2    | 0.6493         | 30.2 $^\circ$  |
| 3    | 0.8406         | -29.8 $^\circ$ |

Tabla No.8 Masas de balanceo (g) para los diferentes casos de prueba.

| Caso                     | Masa de balanceo            |
|--------------------------|-----------------------------|
| 4.2gr $\angle 60^\circ$  | 7.16gr $\angle 184.8^\circ$ |
| 4.2gr $\angle 150^\circ$ | 7.68gr $\angle 186.6^\circ$ |
| 4.2gr $\angle 240^\circ$ | 8.43gr $\angle 183.0^\circ$ |
| Masa esperada            | 8.0gr $\angle 180^\circ$    |

La aproximación de los valores esperados con los calculados para los tres cocientes se muestra gráficamente en las Figuras No.9, 10 y 11. La aproximación de las masas de balanceo se muestra en la Figura No.12.

Lo anterior muestra que las masas de balanceo presentan errores menores al 10% en magnitud y su posición angular con +/- 7 $^\circ$  de precisión.

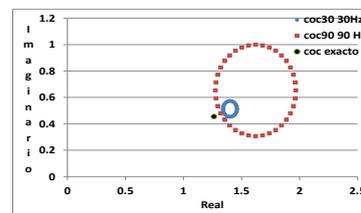


Figura 9 Variación del cociente coc30 y coc90 con el ángulo de transformación  $\theta$ , caso 1.

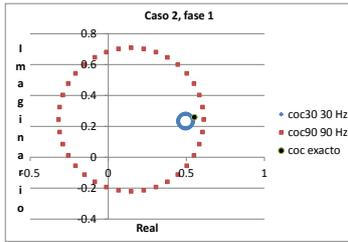


Figura 10 Variación del cociente  $coc30$  y  $coc90$  con el ángulo de transformación  $\theta'$ , caso 2.

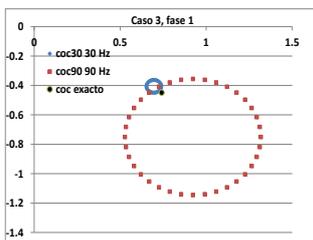


Figura 11 Variación del cociente  $coc30$  y  $coc90$  con el ángulo de transformación  $\theta'$ , caso 3.

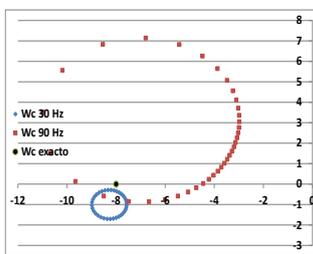


Figura 12 Variación de  $Wc$  con el ángulo de transformación  $\theta'$ , caso 3, a 30Hz y 90Hz

Una ventaja del método presente es que al estar basado en la medición de la corriente eléctrica que se consume, es posible incorporar en el monitoreo del equipo un sistema de medición y de cálculo de la masa de desbalance del rotor.

## CONCLUSIONES

1. Basado en los trabajos realizados con anterioridad donde se demuestra la relación entre el desbalance mecánico y los armónicos de corriente, se desarrolla en este

artículo un método simplificado de balanceo de un rotor acoplado directamente al motor, usando la información de los valores r.m.s. de corriente de los armónicos así como la fase relativa entre las tres fases de alimentación.

2. La técnica de balanceo enfrenta dos dificultades, una es la variabilidad de los datos en la muestra, lo que se aminora tomando tiempos de lectura del orden de 3 a 5 minutos y utilizando la raíz del valor medio cuadrado. La otra dificultad es la presencia de un offset de los datos que se obtienen en cada corrida de prueba.
3. Los datos de amplitud de la señal del espectro de corriente, para cada fase de alimentación, corresponden a la suma vectorial del valor residual del rotor balanceado (offset) y el valor relacionado directamente con el desbalance. Estos vectores resultantes se miden solamente en su magnitud así como los ángulos de fase relativos entre las líneas  $L_i$ .
4. Las amplitudes de corriente obtenidas durante las corridas del rotor, tal cual y con desbalance tienen su fase que debe calcularse de manera iterativa, tomando en cuenta las fases relativas entre las tres líneas de alimentación y subrayando el "offset".
5. El procedimiento de cálculo consiste en iterar los ángulos de transformación  $\theta_0$  y  $\theta'$  asociados a las corridas "tal cual" y con peso de prueba y se busca el punto de intersección de las dos soluciones de los cocientes "coc30" y "coc90" que cumplen con el criterio dado por la ecuación (12). Esta relación de ángulos es válida tanto para las armónicas de 30Hz como de 90Hz y es la base para establecer una referencia angular entre las lecturas tal cual y con peso de prueba. Al final de las iteraciones se obtiene la solución óptima.
6. Los casos de prueba realizados sobre un rotor acoplado directamente a un motor eléctrico de inducción dan como resultado masas cuyo error con respecto al valor esperado es menor al 10% en magnitud y menor a  $7^\circ$  en la posición angular.
7. La incertidumbre acerca de cuáles ángulos de transformación se debían usar en previas versiones de este método de balanceo se eliminan cuando se combinan los datos de 30Hz con los de 90Hz ya que se obtiene, de manera unívoca, la masa de balanceo.

## REFERENCIAS

- [1] Dorrell D. G. W.T.Thomson S. Roach. Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3 phase induction motors. IAS 95 Conference record of the 1995 IEEE Industry applications Conference Vol 1 pp 563-70 1995.
- [2] Riley, C.M; Lin B.K; Habetler T.G and Kliman G.B. Stator current based sensorless vibration monitoring of induction motors. Applied power Electronics conference and exposition 1997 Vol 1 pp 142-7 Feb 1997.
- [3] Riley C.M, Brian K. Lin Thomas G. Habetler. A method for sensorless on-line vibration monitoring of induction machines. IEEE transactions on industry applications, vol. 34, no. 6, november/december 1998.
- [4] Riley C.M, Brian K. Lin Thomas G. Habetler. Stator current Harmonics and their causal vibrations: A preliminary investigation of sensorless vibration Monitoring applications. IEEE Transaction on industry applications Vol 35 No 1 January//February 1999.
- [5] Finley W, Hodowanec M. Holter W. An analytical approach to solving motor vibration problems. IEEE Transaction on industry applications Vol 36 No 5 Sep/Oct 2000.
- [6] Kral C, Haebetler T. Harley R. Detection of mechanical imbalance of induction machines without spectral analysis of time domain signals. IEEE Transaction on industry applications Vol. 40 No 4 Jul/Aug 2004.
- [7] Neelam M, Dahiya R. Motor current signature analysis and its applicatios in induction motor fault diagnosis. International Journal of systems applications, engineering & development. Vol 2 Issue 1 2007.
- [8] Bellini A., Filippeti F., Tassoni C., Capolino G. A. Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines IEEE Transactions on industrial electronics Vol 55 No 12 Dec. 2008.
- [9] Camargo M., José, García R., Alfonso C., Ladrón de Guevara D., Enrique, Hernández M., Evaristo; "Balanceo dinámico de motores de inducción utilizando componentes de corriente eléctrica", XV Congreso Internacional Anual de la SOMIM, Instituto Tecnológico Superior de Cajeme, Cd. Obregón, Son., 23, 24 y 25 de septiembre, 2009, No. de registro: A4\_21.
- [10] García R. Alfonso C, Ladrón de Guevara D. Enrique, Ceballos G. Rocío, Camargo M. José, Hernández M. Evaristo, García P. Alfonso. Método de balanceo dinámico, en un plano, de rotores acoplados directamente a un motor de inducción empleando datos de corriente residual. XVI Congreso internacional anual de la SOMIM 22 al 24 de septiembre, 2010 Monterrey, Nuevo León, México A4-94.
- [11] García R. Alfonso C, Ladrón de Guevara D. Enrique, Morales Rergis, Carlos, Hernández M. Evaristo, García P. Alfonso, Lorandi Medina, Alberto. Cálculo de la Fase en el Método de balanceo dinámico, en un plano, de rotores acoplados directamente a un motor de inducción empleando datos de corriente residual. XVII Congreso internacional anual de la SOMIM 21 al 23 de septiembre, 2011 San Luis Potosí, SLP, México A4-44
- [12] García R. Alfonso C, Ladrón de Guevara D. Enrique, Hernández M. Evaristo, Lorandi M. Alberto, García P. Alfonso, Hermida S. Guillermo, "Método eficiente de balanceo dinámico, en un plano, de rotores acoplados directamente a un motor de inducción empleando datos de corriente residual". XVIII Congreso internacional anual de la SOMIM 19 al 21 de septiembre, 2012 Salamanca, Guanajuato, México A4-140.
- [13] García R. Alfonso C, Ladrón de Guevara D. Enrique, Lorandi M. Alberto, García P. Alfonso, Hermida S. Guillermo, "Método de balanceo dinámico, en dos planos, de rotores acoplados directamente a un motor de inducción empleando datos de corriente residual", XIX Congreso internacional anual de la SOMIM 25 al 27 de septiembre, 2013 Pachuca, Hgo.