MOTORES asincrónicos

PROCEDIMIENTO PARA DETERMINAR LA EFICIENCIA DE LOS MOTORES ASINCRÓNICOS EN PRESENCIA DE TENSIONES NO SINUSOIDALES DESBALANCEADAS

Vladimir Sousa Santos, Julio R. Gómez Sarduy, Percy R. Viego Felipe

Diseño de carátula: D.I. Yunisley YBD. Bruno Diaz Edición: D.I. Yunisley YBD. Bruno Diaz Corrección: MSc. Alicia Martínez León Dirección editorial: Dr. C. Jorge Luis León González Editorial "Universo Sur", 2015 ISBN: 978-959-257-419-9 Podrá reproducirse, de forma parcial o total, el contenido de esta publicación siempre que se haga de forma literal y se mencione la fuente.

EDITORIAL



Editorial: "Universo Sur". Universidad de Cienfuegos. Carretera a Rodas, Km 3 ½. Cuatro Caminos. Cienfuegos. Cuba. CP: 59430

PARA DETERMINAR LA EFICIENCIA

DE LOS MOTORES ASINCRÓNICOS EN PRESENCIA DE TENSIONES NO SINUSOIDALES DESBALANCEADAS



Dr. C. Vladimir Sousa Santos Dr. C. Julio R. Gómez Sarduy Dr. C. Percy R. Viego Felipe

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCIÓN	7
CAPÍTULO I. CALIDAD DE LA ENERGÍA Y EVALUACIÓN DE LA EFICIENCIA DE LOS MOTORES ASINCRÓNICOS	
1.1. Presencia de armónicos y desbalance en las redes de suministro	9
1.2. Calidad de la energía	9
1.2.1. Desbalance de tensión	10
1.2.2. Armónicos	11
1.3. Análisis sobre los métodos para la evaluación de la eficiencia	13
1.3.1. Métodos del deslizamiento y de la corriente	13
1.3.2. Métodos computarizados y técnicas para la estimación de la eficiencia	13
1.3.3. Método del momento en el entrehierro	14
1.3.4. Métodos de estimación de la eficiencia in situ basados en optimización	15
1.4. Análisis del funcionamiento del motor trabajando en presencia de armónicos	16
1.5. Análisis del funcionamiento del motor trabajando en presencia de armónicos y desbalance de tensión	17

CAPÍTULO II. PROCEDIMIENTO PARA DETERMINAR LA EFICIENCIA DE LOS MOTORES ASINCRÓNICOS ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES DESBALANCEADAS______19

2.1. Cir	cuitos equivalentes del motor para el análisis en presencia de armónicos y desbalance de tensión	19
2.1.1.	Circuitos equivalentes	20
2.1.2.	Consideraciones sobre los parámetros de los circuitos equivalentes	21
2.1.3.	Determinación de las pérdidas, la potencia de salida y la eficiencia	22
2.2. De	esarrollo del algoritmo de forraje bacterial	27
2.2.1. F	Fundamentos del algoritmo de forraje bacterial	27
2.2.2. F	Funcionamiento del algoritmo de forraje bacterial	28
2.2.3.	Funciones objetivo	29
2.2.4.	Diagrama del procedimiento	31

CAPÍTU	LO III. EVALUACIÓN DEL MÉTODO Y APLICACIÓN EN CONDICIONES INDUSTRIALES	34
3.1.	Evaluación experimental del procedimiento	_34
3.2.	Análisis de repetitividad	37
3.3.	Comparación del procedimiento con otros métodos	38
3.4.	Aplicación del procedimiento en condiciones industriales	39

CONCLUSIONES	42
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS	43

INTRODUCCIÓN

I agotamiento progresivo de las reservas de combustibles fósiles y la acelerada contaminación del medio ambiente, hacen del ahorro de energía eléctrica y la eficiencia en su uso, un asunto de primera prioridad. En Cuba, este tema cobra mayor significado por lo limitado de los recursos energéticos disponibles y los altos precios del combustible. Por estas razones, se llevan a cabo numerosos programas y proyectos, así como un control riguroso, tanto en el sector residencial como empresarial, del uso de los portadores energéticos, fundamentalmente de la energía eléctrica.

Entre los principales consumidores de energía eléctrica a nivel mundial se destacan los motores eléctricos, específicamente los motores asincrónicos, los que representan más del 70% de la carga eléctrica en las industrias. Por este motivo, el monitoreo in situ de la eficiencia de los motores eléctricos instalados, constituye una necesidad para la detección de aquellos que se encuentran trabajando con baja eficiencia y así realizar las acciones necesaris.

La determinación de la eficiencia de los motores asincrónicos trabajando en condiciones industriales, resulta complicado debido a la influencia de varios factores, como el suministro de energía con sobre tensión, baja tensión, desbalnce de tensión, armónicos y variaciones de frecuencia. Además, se debe tener en cuenta, los efectos del envejecimiento del motor, su reparación o rebobinado, así como el trabajo en condiciones de baja carga o sobre carga (Gharakhani, 2012; Mzungu, Barendse, Khan, & Manyage, 2008; Mzungu, Manyage, Khan, Barendse, Mthombeni, & Pillay, 2009 y Siraki, Pillay, & Angers, 2013).

Las normas ANSI/IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004) e IEC Std-60034-2-1 (IEC, 2007), establecen los procedimientos requeridos para determinar con exactitud la eficiencia de los motores; sin embargo, no son aplicables en condiciones de campo, debido a su naturaleza altamente intrusiva y al requerimiento de equipamientos y condiciones muy específicas. Por tal motivo, se han desarrollado varios métodos, que permiten realizar un análisis energético de los motores asincrónicos trabajando in situ, y que se caracterizan según la invasividad, el tiempo fuera de servicio del motor, la exactitud y los recursos materiales necesarios. En ninguno de estos métodos se considera de manera satisfactoria, el efecto en el motor de la alimentación desde redes contaminadas de armónicos, con desviaciones y desbalance de tensión. Por esta razón se hace necesario contar con un procedimiento que permita determinar en condiciones de campo y con baja invasividad, la eficiencia y otras características operacionales en estado estacionario, de motores asincrónicos trabajando en presencia de desviaciones y desbalance de tensión, con ondas no sinusoidales.

En este trabajo se expone el uso de un algoritmo de forraje bacterial (AFB) combinado con el circuito equivalente del motor en estado estacionario y con el método de las componentes de secuencia para construir un modelo de evaluación de las máquinas asincrónicas, alimentadas con tensiones no sinusoidales desbalanceadas.

CAPÍTULO I. CALIDAD DE LA ENERGÍA Y EVALUACIÓN DE LA EFICIENCIA DE LOS MOTORES ASINCRÓNICOS

9

ara una mejor comprensión de los efectos que sobre la eficiencia de los motores asincrónicos tienen los problemas de calidad de la energía, es necesario realizar un comentario, de manera general, sobre los problemas de la calidad de la energía, se hace haciéndose énfasis en las características fundamentales del desbalance y la distorsión armónica en la tensión. Esta panorámica muestra además, varios ejemplos de la existencia de estos problemas en las redes eléctricas de Cuba.

Todo este comentario se hace sobre la base de un análisis bibliográfico sobre los principales métodos existentes para la determinación de la eficiencia y sus limitaciones para el uso en la industria, donde la tensión es diferente a la nominal o prevalecen condiciones de desbalance de tensión y de distorsión armónica.

1.1. Presencia de armónicos y desbalance en las redes de suministro

En las últimas décadas ha ocurrido un desarrollo acelerado de la electrónica de potencia y las tecnologías de la información y las comunicaciones. Esta rápida expansión de cargas no lineales ha provocado que se acentúe la circulación de armónicos en las redes de suministro eléctrico. Teniendo en cuenta además, que el desbalance de tensión constituye uno de los problemas más comunes de la calidad de la energía, es usual que exista la confluencia de ambos fenómenos, esto es, armónicos junto al desbalance de tensión, lo que afecta el funcionamiento de los motores asincrónicos y dificulta su caracterización energética.

Para comprobar la existencia de la presencia simultánea de desbalance y armónicos en la tensión en las redes de suministro eléctrico de Cuba, en la Tabla 1.1 se muestran mediciones puntuales del porcentaje de desbalance de tensión (PVU, %) y el factor de distorsión de tensión (FDT, %) para varios órdenes de armónicos (3ro, 5to y 7mo), correspondiente a seis circuitos eléctricos que alimentan a igual cantidad de entidades de la provincia de Cienfuegos.

Tabla 1.1. Mediciones del porcentaje de desbalance de tensión (PVU, %) y factor de distorsión de tensión (FDT, (%) en redes de suministro de la provincia de Cienfuegos.

Entidad	E1	E2	E3	E4	E5	E6
PVU	2,70	1,20	2,55	1,57	0,13	1,03
FDT V _{ab} , _{3ro}	0,10	3,60	8,50	2,40	0,50	3,00
FDT V _{bc, 3ro}	0,13	3,30	6,10	6,70	0,50	2,90
FDT V _{ca, 3ro}	0,30	8,20	2,80	4,50	0,40	0,50
FDT V _{ab, 5to}	2,64	3,40	9,70	2,50	3,20	2,30

FDT $V_{\rm bc, 5to}$	3,56	3,60	8,70	5,30	3,00	2,30
FDT $V_{ca, 5to}$	2,18	3,40	4,60	4,40	3,10	1,30
FDT $V_{ab, 7mo}$	3,14	1,50	3,00	1,30	1,10	1,10
FDT $V_{\rm bc, 7mo}$	2,76	1,70	1,80	1,10	1,10	1,20
FDT $V_{ca, 7mo}$	2,81	1,90	3,30	1,20	1,00	0,90

En la tabla E1: Estación de bombeo de la Empresa de Acueducto y Alcantarillado, de Cumanayagua; E2: Empresa Cárnica, de Palmira; E3: Fábrica de Bolsas de Polietileno; E4: Centro "El Cubanísimo", ARTEX; E5: Empresa Provincial de Medicamentos, de Cienfuegos y E6: Universidad de Cienfuegos.

En la Tabla 1.1, se observan niveles de porcentaje de desbalance de tensión con valores de PVU que superan el 1%, valor límite establecido por las normas para la correcta operación de los motores eléctricos (NEMA, 2011), y armónicos significativos con FDT que superan el 3%, valor este que es el máximo permisible por las normas, para redes eléctricas con niveles de tensión inferior a 69 kV (ANSI-IEEE, 1993). Esto demuestra la presencia combinada de ambos fenómenos en las redes eléctricas. Estos problemas afectan la operación de los motores y su comportamiento energético.

1.2. Calidad de la energía

El término de calidad de la energía, se refiere a una amplia variedad de fenómenos electromagnéticos, que caracterizan la tensión y la corriente durante un determinado tiempo, en un lugar específico del sistema de potencia. La calidad de la energía es afectada por distorsiones electromagnéticas que alteran el funcionamiento de un dispositivo, un mecanismo o sistema, reduciendo su vida útil (ANSI-IEEE, 1995).

Los principales fenómenos causantes de distorsiones electromagnéticas se dividen en varios grupos como se muestra en la Tabla 1.2.

Tabla 1.2. Principales fenómenos causantes de distorsiones electromagnéticas (ANSI-IEEE, 1995) (IEC Technical Committee, 1991).

	Armónicos e interarmónicos.
	Fluctuaciones de tensión.
Fenómenos de	Caídas de tensión e interrupciones.
conducción	Desbalance de tensión.
de baja fre-	Variación de frecuencia.
cuencia.	Tensiones inducidas de baja frecuencia.
	Señales de corriente directa en redes de
	corriente alterna.

Fenómenos de	Inducción de ondas continuas de tensiones	
conducción	y corrientes.	
de alta frecuen-	Transientes unidireccionales.	
cia.	Transientes oscilatorios.	
Fenómenos de	Campos magnéticos.	
radiación de	Campos eléctricos.	
baja frecuen-		
cia.		
	Campos magnéticos.	
Fenómenos de	Campos eléctricos.	
radiación de	Campos electromagnéticos.	
alta frecuencia.	Ondas continuas.	
	Transientes.	

A continuación se analizan las características del desbalance de tensión y los armónicos, así como, su influencia en el funcionamiento de los motores eléctricos, ya que estos son los dos fenómenos sobre los que se centra este trabajo.

1.2.1. Desbalance de tensión

El desbalance de tensión, que en la mayoría de los casos se presenta junto a desviaciones de tensión, constituye uno de los problemas más comunes y fundamentales de la calidad de la energía, que influye en el incremento de las pérdidas en los sistemas y motores eléctricos. Este fenómeno se pone de manifiesto cuando las tensiones de línea difieren en magnitud, o no estén desfasadas 120 grados eléctricos entre sí (Gómez, 2006; y Anwari & Hiendro, 2010).

Causas del desbalance de tensión

Son varias las causas del desbalance de la tensión y pueden ser originadas por el sistema de suministro eléctrico o por los propios motores u otras cargas.

El desbalance de tensión es causado por el sistema de suministro eléctrico, cuando se ponen de manifiesto las irregularidades siguientes (Sousa, 2006):

- Fuente de suministro inestable o desbalanceada.
- Desigual distribución de las cargas, usualmente en circuitos con predominio de cargas monofásicas.
- Transposición incompleta de las líneas.
- Ruptura de un fusible en un banco de capacitores trifásico.
- Transformadores conectados en bancos asimétricos, en especial en delta abierta.
- Fallas monofásicas a tierra no identificadas.
- Desperfectos en los empalmes, uniones o contactos.

El desbalance es provocado por el mismo motor en los casos siguientes:

- Asimetría en el esquema de conexión de los enrollados.
- Asimetría en las impedancias de los circuitos del estator y del rotor.
- Ausencia de contacto en el circuito de una de las fases del rotor o la ruptura de una o varias barras de la jaula del rotor.

Efectos del desbalance de tensión

Cuando el motor se alimenta desde una fuente con tensiones desbalanceadas, el campo magnético resultante es elíptico, debido a que las componentes de secuencia positiva y negativa de las corrientes generan sus propias ondas de fuerza magnetomotriz, estableciendo campos que giran en sentido contrario uno con respecto al otro (Gómez, 2006). Este fenómeno provoca los efectos siguientes en las máquinas asincrónicas (Sousa, 2006):

- Aumento del consumo de la potencia activa, aumento de las pérdidas y disminución en la eficiencia.
- Se reduce el momento de arranque y el momento máximo.
- El estator y especialmente el rotor, se sobrecalientan y producen un rápido envejecimiento. Este calentamiento se hace mayor para el desbalance con baja tensión (Gnacinski, 2009).
- Posible accionamiento de los dispositivos de protección de los motores lo que afecta la producción de una industria.
- La componente de momento desarrollado a doble frecuencia aumenta el ruido y las vibraciones, por lo que los rodamientos, los aislamientos y otros elementos pueden sufrir daños.

El sistema electroenergético resulta afectado de la manera siguiente (Sousa, 2006):

- Los motores desbalanceados constituyen una sobrecarga para los suministradores de energía y una carga adicional a los consumidores.
- Aumentan las pérdidas de energía en redes y alimentadores.
- Se distorsiona el factor de potencia real.
- Se crean dificultades en el ajuste de las protecciones.

Los problemas planteados se acentúan, debido a que la presencia de un pequeño desbalance en las tensiones de línea, provoca un desbalance en las corrientes de línea de 6 a 10 veces mayor, causado no solo por el desbalance en la tensión, sino también por la impedancia y la naturaleza de la carga presente.

Para mitigar los daños mencionados anteriormente, se pueden acometer acciones como la redistribución de las cargas de manera que el sistema se haga más balanceado, el uso de filtros de secuencia, transformadores "Scott" y "Steinmetz", el uso de sistemas electrónicos de control de potencia reactiva como los "Static VAr Compensators" y acondicionadores de línea. Estos equipos resultan muy costosos.

Cálculo del desbalance de tensión

Existen varias formas de especificar el porcentaje de desbalance de tensión, la más utilizada es la propuesta por la norma NEMA MG1 (NEMA, 2011), pues depende únicamente de los módulos de las tensiones de línea.

$$PVU = \frac{Max[|V_{ab} - V_{promi}|; |V_{bc} - V_{promi}|; |V_{ca} - V_{promi}|]}{V_{promi}} * 100$$
(%) (1.1)

Donde:

$$V_{proml} = \frac{V_{ab} + V_{bc} + V_{ca}}{3} \qquad (V)$$
(1.2)

y: V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} : Tensiones de línea entre las fases ab, bc y ca, respectivamente (V); PVU (%): Porcentaje de desbalance de tensión (%); Max [$|V_{ab}-V_{prom}|$; $|V_{bc}-V_{prom}|$; $|V_{ca}-V_{prom}|$]: Máxima desviación de tensión de línea respecto a la tensión promedio (V); V_{proml} : Magnitud de tensión de línea promedio (V).

Desclasificación ("derating") de la potencia del motor asincrónico.

La NEMA MG1 (NEMA, 2011) establece el funcionamiento normal del motor para un PVU≤1%.

Si $1\% \le PVU \le 5\%$ sugiere que se desclasifique la potencia nominal de motor según la figura 1.1.



Figura 1.1. Factor de desclasificación de la potencia nominal según el porcentaje de desbalance de tensión.

SiPVU > 5%, considera que es inaceptable el funcionamiento del motor.

La desclasificación de la potencia nominal según este gráfico es aproximada y se dan casos en que los errores son sustanciales (Gnacinski, 2009; y Lee, Chen, Lee & Hsu, 1997). Sin embargo, esta cuestión no es objetivo de este trabajo.

1.2.2. Armónicos

Los armónicos constituyen tensiones o corrientes sinusoidales, cuyas frecuencias son un múltiplo entero de la frecuencia fundamental para la cual el sistema de suministro eléctrico está diseñado para trabajar (ANSI-IEEE, 1993). Este fenómeno es resultado de la distorsión de la forma de onda, provocado por dispositivos y cargas con características no lineales, que son conectados al sistema de potencia. Entre estas cargas no lineales se encuentran los convertidores estáticos de potencia, los dispositivos de descargas en forma de arcos eléctricos, los dispositivos magnéticos saturados y en menor medida, las máquinas rotatorias (ANSI-IEEE, 1993).

Efectos de los armónicos

El grado de tolerancia de los armónicos está determinado por la susceptibilidad de las cargas a estos. Los equipamientos que menos se afectan por la presencia de armónicos, son aquellos cuya función fundamental es generar calor, como es el caso de los hornos, mientras que los elementos más afectados, son aquellos diseñados para trabajar con ondas de tensiones y corrientes perfectamente sinusoidales. Entre este tipo de equipos se encuentran los de comunicación o los procesadores de datos (ANSI-IEEE, 1993).

Es importante destacar, que aun en los casos donde las cargas son menos susceptibles a la presencia de armónicos, estos son dañinos, por ejemplo, en los hornos eléctricos, los armónicos producen sobrecalentamiento en los dieléctricos o estrés por tensión en los aislamientos, causan su envejecimiento prematuro (ANSI-IEEE, 1993).

Los principales componentes de un sistema de potencia, son afectados en mayor o menor medida por la presencia de armónicos. En los transformadores, los armónicos de corriente provocan un incremento en las pérdidas de cobre y en las pérdidas por flujo de dispersión, mientras que los armónicos de tensión, producen un incremento en las pérdidas de núcleo. El resultado de estos efectos es un aumento en el calentamiento del transformador (ANSI-IEEE, 1993).

En los cables del sistema de potencia, el flujo de corrientes no sinusoidales, puede provocar un calentamiento adicional, debido al efecto pelicular, el cual es función de la frecuencia (ANSI-IEEE, 1993). En los capacitores, la mayor preocupación ante la presencia de armónicos, radica en la posibilidad del surgimiento de resonancia en el sistema. Este efecto produce un aumento considerable en los valores de tensión y corriente. La reactancia de un banco de capacitores decrece con la frecuencia, por lo tanto, el banco actúa como un sumidero ante las corrientes de armónicos de orden superior. Este comportamiento produce sobrecalentamiento y estrés en el dieléctrico, y reduce vida útil del capacitor (ANSI-IEEE, 1993).

Los equipos electrónicos son susceptibles a la mala operación causada por la distorsión armónica. Estos equipos frecuentemente son dependientes de la exactitud en el cruce por cero de la tensión u otros aspectos de la forma de onda de tensión. La distorsión armónica produce el corrimiento del cruce por cero de la tensión o del punto en que una fase de la tensión comienza a ser mayor que otra fase. Estos dos puntos son críticos para muchos tipos de circuitos electrónicos de control y su desplazamiento produce una mala operación (ANSI-IEEE, 1993).

Los metrocontadores y otros instrumentos de medición, son afectados por componentes armónicos, particularmente si existen condiciones de resonancia, que producen altos niveles de tensiones y corrientes armónicas en el circuito (Hossam-Eldin & Hasan, 2006).

Los desconectivos y relevadores, como en otros dispositivos, se ven afectados por el incremento del calor y las pérdidas provocados por las corrientes armónicas, lo que reduce la capacidad de conducir corriente en estado estacionario y acortan la vida útil de algunos componentes de aislamiento (Power System Relay Committee, 1982).

En los motores, los principales efectos de las corrientes y tensiones armónicas, están en el aumento del calentamiento y de las pérdidas, así como el incremento del ruido y las vibraciones. Esto trae consigo la disminución de la eficiencia de la máquina, reducción del momento desarrollado, y otros efectos negativos (Cummings, 1986).

Cada armónico de tensión produce el correspondiente armónico de corriente en el estator del motor, ocurriendo un calentamiento adicional en ese devanado, que se suma al aumento de temperatura provocado por la corriente del fundamental.

El flujo asociado a la corriente armónica del estator, produce una fuerza magnetomotriz en el entrehierro, que induce un flujo asociado a la corriente armónica en el rotor de la máquina. Los armónicos de corriente de secuencia positiva, incluyendo la componente fundamental (3n+1), n = 0, 1, 2,..., desarrollan un momento con el mismo sentido que la rotación del rotor; mientras que los armónicos de corriente de secuencia negativa (3n+2), producen un momento en dirección contraria a la rotación del rotor. El resultado de esto es un sobrecalentamiento en el rotor, así como, pulsaciones y reducción en el momento desarrollado (Cummings, 1986).

Evaluación de los armónicos

El efecto de los armónicos de tensión en un sistema de

potencia, se puede evaluar a partir de la determinación de la distorsión armónica total (THD), según la ecuación siguiente (ANSI-IEEE, 1993):

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{50} V_k^2}}{v_{fund}} * 100 \quad (\%) \tag{1.3}$$

Donde:

k: Orden del armónico; THD: Distorsión armónica total (%); V_k : Tensión del armónico de orden superior k (V); V_{fund} : Tensión de la componente fundamental (V).

Otra forma de evaluar el contenido de armónicos en un sistema, es mediante el factor de distorsión de tensión (FDT) determinado por la ecuación siguiente (ANSI-IEEE, 1993).

$$FDT = \frac{V_k}{V_{fund}} * 100$$
 (%) (1.4)

Donde:

FDT: Factor de distorsión individual de tensión (%).

La norma IEEE Std 519-1992 (ANSI-IEEE, 1993), limita la distorsión permisible en dependencia del nivel de tensión en el punto de acoplamiento común (PCC) de la red eléctrica, según la tabla 1.3 (ANSI-IEEE, 1993).

Tabla 1.3. Límite	es de distors	sión de tensión.
-------------------	---------------	------------------

Tensión en la barra del PCC	FDT (%)	THD (%)
Menor que 69 kV	3	5
Desde 69, 001 kV hasta 161 kV	1,5	2,5
Mayor que 161,001kV	1	1,5

Caracterización de los datos de medición

Cuando se trata de representar gráficamente los armónicos, se observa con frecuencia que se presentan un gran número de irregularidades que no permiten conformar patrones coherentes (Sousa, Viego, de Armas & Gómez, 2011). Los procesos físicos que producen estas irregularidades, involucran un gran número de factores cuyos efectos individuales en los armónicos no pueden predecirse. Debido a estos elementos de incertidumbre, y a que las variaciones por lo general tienen un carácter aleatorio, la única forma de describir el comportamiento de los armónicos es en términos estadísticos, con lo cual se transforma un volumen grande de datos a una forma comprimida y comprensible. El análisis estadístico se puede realizar mediante la obtención de los principales parámetros tales como, el valor mínimo, máximo, promedio o valor medio, y la desviación estándar, lo que posibilita construir una imagen apropiada de la distribución relativa del grupo de datos. Otra forma de analizar estadísticamente los armónicos es mediante los histogramas y la función de distribución de probabilidad (Sousa, Viego, de Armas & Gómez, 2011).

Los histogramas son gráficos que muestran la porción del total de mediciones que cae en varios intervalos. La función de distribución de probabilidad Px(x) brinda la misma información, pero en este caso, se representa la sumatoria de todos los intervalos en la cual la variable excede un cierto nivel (Sousa, Viego, de Armas & Gómez, 2011).

Análisis sobre los métodos para la evaluación de la eficiencia

Las normas IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004) e IEC Std-60034-2-1 (IEC, 2007), recomiendan métodos que dan los resultados más precisos para la determinación de las pérdidas y de la eficiencia en el motor. Sin embargo, no son aplicables en condiciones de campo, debido a su naturaleza altamente intrusiva y el requerimiento de dispositivos específicos tales como fuente de suministro de tensión variable (Gharakhani & Pillay, 2012). Por esta razón, se han desarrollado varios métodos que permiten realizar un análisis energético de los motores asincrónicos trabajando in situ (Lu, Habetler & Harley, 2005). En esta sección se analizan brevemente los principales reportados en la literatura.

1.3.1. Métodos del deslizamiento y de la corriente

Método del deslizamiento

Este método supone que el deslizamiento del motor cambia linealmente con la carga (Holmquist, Rooks, & Richter, 2004), y aunque es de fácil aplicación y su nivel de invasividad es bajo, no proporciona exactitud en los resultados por los aspectos siguientes (Gharakhani, 2012):

- En realidad el deslizamiento del motor no cambia linealmente con la carga.
- La norma NEMA MG1 (NEMA, 2011) establece que la velocidad real del motor a plena carga puede tener una variación del 20% respecto a la velocidad nominal de chapa.
- El deslizamiento del motor está influenciado por la temperatura ambiente (Ferreira & De Almeida, 2008).
- Para condiciones de desbalance y armónicos en la tensión, el deslizamiento es diferente respecto a las condiciones nominales de tensión.

Por estos elementos no se sugiere el uso del método del deslizamiento.

Método de la corriente

Este método asume que la corriente de entrada en el motor cambia linealmente con la carga. Es poco invasivo y no es necesario sacar el motor de servicio, pues se utilizan amperímetros de gancho. No obstante, su efectividad está muy limitada debido a que la ecuación del método, supone implícitamente que en las condiciones de trabajo del motor sin carga la corriente es cero. Esta falsa suposición trae consigo, que se trabaje con una característica recta en que la carga estimada siempre será mayor que el real (Hsu, 1998).

Esta situación se agrava aún más cuando el motor trabaja en presencia de armónicos y desbalance de tensión, debido a que bajo estas condiciones, el consumo de corriente aumenta considerablemente en relación al funcionamiento con tensiones sinusoidales y balanceadas.

1.3.2. Métodos computarizados y técnicas para la estimación de la eficiencia

Existen varios métodos computarizados y técnicas que han sido empleados a gran escala, entre los que se destacan: "ORMEL 96", el "MotorMaster+" y el aplicado por "Ontario Hydro".

- ORMEL 96 ("Oak Ridge Motor Efficiency and Load", 1996 y Kueck, 1996): este programa utiliza el método del circuito equivalente para estimar la carga y la eficiencia de un motor en servicio. Los parámetros del motor son estimados a partir de los datos de chapa, la eficiencia nominal, el deslizamiento nominal y asumiendo un valor de corriente a rotor bloqueado. El uso de datos empíricos tales como la corriente a rotor boqueado y de los valores nominales de eficiencia y deslizamiento para la estimación de los parámetros, degrada significativamente la exactitud de los resultados. Este programa no considera la distorsión y el desbalance en la tensión.
- MotorMaster+ (DOE, 2003): esta herramienta fue la utilizada en el programa de ahorro energético "Motor Challenge" (ORNL, 2000), aplicado en los Estados Unidos entre los años 1995-1999. El programa es notable por su flexibilidad, baja invasividad y fácil uso. La estimación del factor de carga y la eficiencia se fundamenta en los datos de chapa y de operación. Este programa no considera el efecto de la distorsión armónica y el desbalance en la tensión de alimentación, por lo que es poco preciso bajo estas condiciones.

- En estos momentos está disponible el "MotorMaster+International" (DOE, 2011) que se diferencia del "MotorMaster+" (DOE, 2003), en que presenta agregada la base de datos de los motores fabricados bajo la norma europea IEC, lo que permite trabajar en sistemas de frecuencia de 50 Hz.
- ONTARIO HYDRO (Ontario Hydro, 1990): este método es una versión simplificada del método de segregación de pérdidas E1 de la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004) y aunque es de fácil aplicabilidad en condiciones de campo, su exactitud es baja debido al uso de valores empíricos de las pérdidas rotacionales en vacío (Gharakhani, 2012). El método no considera la influencia del desbalance y de los armónicos de tensión.

Existen otros métodos especiales (Wallace, 1997) de amplia aplicación como el probador "MAS-1000", el "Motor-Check", el "Vectron Motor Monitor", y el "Motor Efficiency Wizard", que como en los casos anteriores, no consideran el efecto del desbalance de tensión ni la distorsión armónica.

1.3.3. Método del momento en el entrehierro

Este método consiste en la determinación de la eficiencia del motor a partir de la ecuación del momento en el entrehierro descrita a continuación (B. Lu, Habetler & Harley, 2008):

 $T_{ag} = \frac{\sqrt{3}P}{6} \{ (i_a - i_b) \int [v_{ca} + R_s(2i_a - i_b)] dt + (2i_a - i_b) \int [v_{ab} - R_s(2i_a - i_b)] dt \}$ N-m (1.5)

Donde:

T_{ag}: Momento en el entrehierro (N·m); i_a, i_b: Valores instantáneos de las señales de corriente de las fases a y b, respectivamente (A); v_{ab}, v_{ca}: Valores instantáneos de las señales de tensiones de línea V_{ab} y V_{bc}, respectivamente (V); R_s: Resistencia por fase del estator (Ω); P: Número de polos.

En la versión no intrusiva del método, para la determinación de la potencia de salida, se realizan aproximaciones para la estimación de las pérdidas mecánicas, las pérdidas de núcleo y las pérdidas adicionales como se plantea a continuación (B. Lu, Habetler & Harley, 2008).

$$P_{sal} = T_{ag} \frac{2\pi \cdot n_r}{60} - P_{fbn} - P_{ad} \qquad (W)$$
(1.6)

Donde:

 $\begin{array}{l} \mathsf{P}_{\mathsf{sal}}: \mbox{ Potencia en el eje del motor (W); n_r: Velocidad del rotor (rpm); $\mathsf{P}_{\mathsf{fbn}}: Pérdidas de fricción batimiento y núcleo, consideradas como 3,5% de la potencia nominal (W); $\mathsf{P}_{\mathsf{ad}}: Pérdidas adicionales consideradas como 1,8 % de la potencia nominal (W). \end{array}$

La eficiencia se determina como:

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} * 100 \tag{\%}$$

Donde:

P_{ent}: Potencia de entrada (W).

En este método, puesto que se toman los valores instantáneos de corrientes y tensiones, el cálculo del momento en el entrehierro considera la distorsión armónica y el desbalance. Sin embargo, la forma en que se mide la resistencia en el estator, así como las aproximaciones en las pérdidas de núcleo y las pérdidas adicionales, traen consigo las dificultades siguientes (Gharakhani & Pillay, 2012):

- La resistencia del estator se mide directamente a la temperatura de operación con un dispositivo específico cuyo uso implica costos adicionales, mayor intrusión y problemas de seguridad.
- La exactitud del método se degrada significativamente debido a que se suponen constantes los valores de las pérdidas mecánicas y de núcleo, se considera como un 3,5% de la potencia nominal (Lu, Habetler & Harley, 2008). En Herndler (2010); y Herndler, Barendse & Khan (2011) se demuestra que estas pérdidas varían de manera significativa según la capacidad de la máquina. Además, las pérdidas de núcleo varían con la tensión, lo cual ocurre normalmente en condiciones industriales.
- Las pérdidas adicionales no se corrigen para las condiciones de cargas parciales, pues se desconoce la corriente en el rotor. Estás pérdidas se consideran como un 1,8% de la potencia de salida nominal según la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004).
- No se considera el efecto de los armónicos en las pérdidas adicionales.

En Herndler, Barendse & Khan (2011), se propone una mejoría del método no intrusivo del momento en el entrehierro, se basa en la expresión para la determinación de las pérdidas adicionales propuesta en la norma IEC Std-60034-2-1 (IEC, 2007). Esta expresión es la siguiente:

$$P_{ad} = P_{ent,nom} \cdot \left[0.025 - 0.005 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_n}{1000} \right) \right] \quad (W)$$
(1.8)

Donde:

 $\mathsf{P}_{_{ent, nom}}$: Potencia de entrada nominal (W), $\mathsf{P}_{_{n}}$: Potencia nominal (W).

Esta ecuación es aplicable solamente para el estado de carga nominal y como plantea la propia norma, su aplicación

trae consigo resultados con valores cuantitativamente superiores a las pérdidas adicionales medidas. Para generalizar la ecuación a cualquier estado de carga, se utiliza una técnica de regresión lineal y se expresan las pérdidas adicionales en función del cuadrado del momento para cada carga. Los resultados cuantitativos obtenidos de la aplicación de la nueva ecuación, aunque mejoran, siguen siendo muy distantes a los de las mediciones directas.

1.3.4. Métodos de estimación de la eficiencia in situ basados en optimización

El desarrollo de técnicas heurísticas basadas en la optimización, tales como algoritmos genéticos (Gómez, Quispe, de Armas & Viego, 2008), algoritmos genéticos adaptativos (Abdelhadi, Benoudjit & Nait Said, 2004), algoritmos evolutivos (Subramanian & Bhuvaneswari, 2006) y de evolución diferencial (Ursem & Vadstrup, 2003), han permitido la aplicación del método del circuito equivalente modificado para aplicaciones in situ, pues a partir de un reducido número de datos de fácil adquisición en las mediciones, tales como la tensión, corriente, velocidad, el factor de potencia y la potencia eléctrica, se facilita la identificación de los parámetros del motor, lo que permite determinar la eficiencia y otras características operacionales en varios puntos de operación.

Entre las técnicas heurísticas más utilizadas se encuentra el algoritmo genético (AG). En Aspalli, Shetagar & Kodad (2008); Çunka & Sa (2010); y Orlowska-Kowalska, Lis & Szabat (2006), se utiliza un AG para condiciones de tensiones balanceadas sin armónicos. En Gharakhani & Pillay (2012); Gómez, Quispe, de Armas & Viego (2008); Gharakhani & Pillay (2011); y Gharakhani & Pillay (2012), se analiza el motor trabajando en condiciones de desbalance de tensión sin armónicos, mediante la determinación de los parámetros del circuito equivalente de secuencia positiva y negativa. En Phumiphak & Chat-Uthai (2008), se analiza el funcionamiento del motor trabajando en presencia de armónicos de tensión sin desbalance.

En Gharakhani & Pillay (2012), se desarrolla un algoritmo genético para determinar primeramente los parámetros del circuito equivalente de secuencia positiva. A partir de estos resultados y de las mediciones de secuencia negativa de la tensión, la corriente y la potencia de entrada, se calculan los parámetros del circuito de secuencia negativa. Como funciones objetivo se emplean la potencia eléctrica, la corriente de entrada y una expresión aproximada de la temperatura de trabajo del motor. Este procedimiento garantiza buenos resultados; sin embargo, los parámetros del circuito de secuencia positiva se consideran constantes para diferentes puntos de operación, sin valorar que estos varían con la temperatura y la corriente.

En Gómez, Quispe, de Armas & Viego (2008), se emplean como funciones objetivo las tres corrientes de líneas, la

potencia eléctrica y las pérdidas de fricción batimiento y núcleo. La consideración de las tres corrientes de líneas como ecuaciones independientes es innecesaria, pues en un sistema trifásico cada fase no es independiente de las otras dos, de modo que es suficiente considerar solo dos de las fases. Por otro lado, se considera a la resistencia de la rama de magnetización como representativa de las pérdidas de fricción batimiento y núcleo, y para su determinación se emplea como función objetivo una expresión para estas pérdidas que es aproximada.

En Aspalli, Shetagar & Kodad (2008), se considera que las pérdidas de fricción, batimiento y núcleo están representadas en las otras pérdidas, esto es, las pérdidas de cobre en el estator y el rotor, las pérdidas de núcleo, y las pérdidas adicionales. Esta consideración es incorrecta, pues estas pérdidas están incluidas fundamentalmente en la potencia desarrollada que se calcula a partir de la resistencia del rotor variable con el deslizamiento. En la evaluación experimental de este trabajo, resulta significativo el hecho de que los resultados de la eficiencia por el método propuesto, muestran una mejor eficiencia a baja carga que a carga nominal. Sin embargo, las curvas de fabricantes de los motores muestran un comportamiento que es contrario a estos resultados.

En Phumiphak & Chat-Uthai (2008), se analiza el funcionamiento del motor acoplado a un inversor. En este trabajo, para el análisis de los armónicos generado por el inversor, se propone determinar la eficiencia del motor mediante el empleo de un solo circuito equivalente, en vez de la aplicación del principio de superposición de los circuitos equivalentes correspondientes a cada nivel de armónico. Para la determinación de los parámetros, se emplea como función objetivo, la potencia eléctrica y la tensión efectiva de las ondas distorsionadas, y para el cálculo de las pérdidas y la potencia de salida, se emplea la tensión y corriente efectiva de dichas ondas. En presencia de armónicos, no es adecuado considerar como un valor único a parámetros del motor como las reactancias del estator, de la rama de magnetización y del rotor, así como la resistencia del rotor. Estos parámetros varían considerablemente con la frecuencia y se hace necesario analizarlos con los circuitos correspondientes a cada nivel de armónico. Por otro lado, el uso de un circuito para cada armónico y la aplicación de superposición, no es complicado con el uso de las técnicas de inteligencia artificial.

Recientemente, un nuevo algoritmo evolutivo conocido como algoritmo de forraje bacterial (AFB) ha sido propuesto (Liu & Passino, 2002). Este algoritmo, está basado en los métodos para la localización, manipulación e ingestión de los alimentos que emplean las bacterias Escherichia Coli y que se conoce como forraje. Se ha demostrado que el AFB ofrece un mejor funcionamiento en términos de calidad de la solución y velocidad de convergencia que el algoritmo genético y el enjambre de partículas (Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian, 2010), aunque en realidad, la velocidad no resulta determinante en este tipo de estudio. Esta técnica ha sido empleada para resolver varios tipos de problemas de ingeniería (Mangaraj, Misra & Sanyal, 2011; Subramanian & Padma, 2011; Bhushan & Singh, 2011; Mishra, 2005; Tripathy & Mishra, 2007; Lin & Liu, 2006; y Mishra & Bhende, 2007), entre estos, en la determinación de la eficiencia de motores en condiciones de campo, mediante la solución del circuito equivalente (Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian, 2011; y Sousa, Viego & Gómez, 2013). Sin embargo, en Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian (2011), solo se considera el circuito de secuencia positiva, lo que limita su uso para aquellos casos en que la tensión es balanceada, mientras que en Sousa, Viego, & Gómez (2013), se considera el circuito de secuencia positiva y negativa de la componente fundamental, lo que permite analizar el motor con desbalance pero sin armónicos.

En Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian (2011), se emplea como función objetivo la corriente de entrada y la potencia eléctrica. En este trabajo se hace una comparación en los resultados de la eficiencia cuando la resistencia y la reactancia de la rama de magnetización se encuentran en serie y en paralelo, más exactos los resultados cuando estos parámetros están en serie. Los autores justifican estos resultados por el hecho de que en la configuración serie, el valor de la resistencia es comparable con los otros parámetros, mientras que en paralelo, esta resistencia es mucho mayor. En el trabajo se realiza además, una comparación entre la aplicación del AFB y los métodos de optimización basado en enjambre de partículas, algoritmo inmune, y el método basado en colonia de hormigas, en cuanto a la característica de convergencia y la calidad de la solución. El AFB ofreció los mejores resultados.

En Sousa, Viego & Gómez (2013), se emplea a la impedancia del motor como función objetivo. Se considera a la resistencia de la rama de magnetización como representativa de las pérdidas de fricción batimiento y núcleo, y para su determinación se emplea como función objetivo una expresión empírica aproximada para estas pérdidas.

Existen otros trabajos que usan como algoritmo evolutivo la optimización por enjambre de partículas (Salomon, 2013 y Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian, 2010) para la determinación de los parámetros del motor. En otras investigaciones se usan redes neuronales artificiales con el mismo fin (Wishart & Harley, 1993 y Bae, Kim, Jung, Hahn & Koh, 1997). En estos casos se considera el motor trabajando en condiciones balanceadas sin armónicos.

En Salomon (2013), se propone una metodología para la estimación del momento mecánico basado en el modelo de flujo del estator. Este modelo es el mismo que se utiliza en

el método del momento en el entrehierro. En este trabajo, a diferencia de Lu, Habetler & Harley (2008), se propone la colocación en el estator de una resistencia representativa de las pérdidas mecánicas, para que de esta forma el resultado de la ecuación del momento sea correspondiente al eje del motor. Esta resistencia se estima a partir de los datos nominales, empleando la técnica de optimización basado en enjambre de partículas. La colocación de esta resistencia en el estator implica considerar que las pérdidas mecánicas dependen de la corriente del estator al cuadrado lo cual es incorrecto, pues estas pérdidas son proporcionales al cuadrado de la velocidad y al área de superficie de contacto (Fitzgerald, Kingsley & Stephen, 2003). Además, no se consideran las pérdidas de núcleo. Por otro lado, la evaluación experimental es limitada pues solo se hace a condiciones nominales.

En Wishart & Harley (1993), se emplean redes neuronales para la estimación de la resistencia y la reactancia del rotor. El autor justifica el uso de esta técnica con el objetivo de reducir el tiempo de búsqueda de los parámetros del motor. Sin embargo, el empleo de esta técnica para este caso resulta muy complejo, pues se requiere de un cálculo previo de los parámetros aplicando elementos finitos y de los datos de diseño del motor para después entrenar la red. En este trabajo no se consideran las pérdidas adicionales.

En resumen, no se reporta ninguna investigación que utilice técnicas de optimización evolutivas, para estimar la eficiencia cuando el motor está alimentado simultáneamente con tensiones distorsionadas y desbalanceadas.

Análisis del funcionamiento del motor trabajando en presencia de armónicos

Se han reportado varios trabajos que analizan el funcionamiento del motor en presencia de armónicos. En Lee & Lee (1999), se investiga, a partir de pruebas de laboratorios, el efecto de cada orden de armónico desde el 2 hasta el 13 bajo varios niveles de factores de distorsión de tensión (FDT), en el funcionamiento de los motores asincrónicos. En el trabajo se demuestra la afectación que se produce en la eficiencia, en el factor de potencia, en el consumo de corriente y en el aumento de la temperatura de trabajo del motor cuando opera con tensiones distorsionadas, se reduce su vida útil. Se sugiere además, diferenciar para los armónicos menores de 5to orden, los límites permisibles del FDT establecidos por la norma IEEE Std 519-1992 (ANSI-IEEE, 1993).

En Atanasi (2006), se profundiza en el estudio del comportamiento de los motores asincrónicos acoplados con convertidor de frecuencia y se aportan soluciones constructivas prácticas de su diseño que permiten una mejora de las características de funcionamiento. Asimismo, se investiga sobre el origen de las pérdidas y su distribución en los motores alimentados con convertidor de frecuencia. A

tal fin se emplea el método de los elementos finitos para evaluar las pérdidas armónicas, el desplazamiento de la corriente en los conductores del rotor y las pérdidas en el núcleo, y un método experimental basado en el análisis armónico, que permite la determinación de las pérdidas dependientes de la carga en el núcleo y en el cobre. La herramienta propuesta en este trabajo, si bien hace posible una aplicación inmediata al desarrollo de toda la gama de motores normalizados IEC, lo que redundaría en una mejora del rendimiento de los mismos cuando trabajan con convertidores de frecuencia, se basa en datos de diseños del motor que son de difícil acceso, tales como, los datos del bobinado, los datos geométricos del estator y el rotor, así como, las dimensiones del núcleo; además, se precisa de pruebas en vacío.

En García (2004), se propone un software que permite evaluar el comportamiento de motores asincrónicos alimentados con una fuente de suministro no sinusoidal, y calcular las pérdidas y su eficiencia. El método empleado se basa en la determinación de los parámetros del circuito equivalente del motor alimentado con tensiones no sinusoidales. El software, aunque fue probado con resultados satisfactorios, resulta de difícil aplicación en condiciones de campo, pues precisa de la realización de las pruebas tradicionales de rotor bloqueado y en vacío.

En Mõlder, Vinnal & Beldjajev (2010), se introduce un método de medición in situ para estimar las pérdidas provocadas por los armónicos en un motor asincrónico. El trabajo demostró que existe una relación casi lineal entre el aumento del THD y el aumento en la potencia de entrada del motor. Además, se determinó que en los consumidores industriales, las pérdidas por armónicos pueden representar hasta un 4% de la potencia total consumida. En la investigación, aun cuando se realiza el análisis para varios niveles de armónicos, no es posible determinar la potencia de salida y por lo tanto, la eficiencia del motor.

En Hildebrand & Roehrdanz (2001), se analiza la relación entre las pérdidas armónicas en los motores asincrónicos y la frecuencia de pulso de los convertidores de frecuencia por modulación de ancho de pulso (PWM). En el trabajo se propone un circuito equivalente compuesto, además de los parámetros convencionales, por impedancias que permiten el cálculo de las pérdidas de núcleo de los armónicos, provocadas por las corrientes parásitas causadas por ellos y que circulan por todas las secciones del circuito magnético. El uso de este método se dificulta, pues los parámetros del circuito equivalente se determinan en función de dimensiones del estator y el rotor.

En Issouribehere, Barbera, Issouribehere & Mayer (2009), se desarrolla un modelo de variador de velocidad en el programa de simulación de "MATLAB" y se analiza el efecto en el motor de los armónicos generados por estos dispositivos. El modelo propuesto no permite evaluar la potencia de salida, las pérdidas y la eficiencia en el motor, sino que está enfocado a estimar el grado de contaminación armónica a que se somete un motor trabajando con distintos variadores de velocidad, y de esta manera, compararlo con lo establecido por las normas.

En Castro & Ramos (2008), se analiza mediante la herramienta computacional "Labview" y en laboratorios, los efectos de los armónicos en motores asincrónicos. En este trabajo se propone una metodología que no es aplicable en condiciones industriales, sino solamente en laboratorios.

1.5. Análisis del funcionamiento del motor trabajando en presencia de armónicos y desbalance de tensión

Se han reportado varios trabajos que analizan el funcionamiento del motor en presencia de armónicos y desbalance de tensión. En Eguiluz, Lavandero, Mañana & Lara (1999), se investigan las pérdidas adicionales producidas en el motor cuando se alimenta de fuentes distorsionadas y desbalanceadas. Además, se propone una fórmula específica para determinar el factor de potencia bajo estas condiciones de funcionamiento. En el trabajo, si bien se proponen expresiones empíricas para determinar las pérdidas promedio generadas por las componentes simétricas de las tensiones de secuencia negativa (que surgen como resultado del desbalance y la distorsión armónica), solo son aplicables específicamente a los motores objeto de estudio de dicho trabajo, lo que impide su generalización.

En Raj, Agarwal & Srivastava (2006), se investiga el efecto negativo de las fuentes de suministro desbalanceadas y contaminadas de armónicos, sobre el funcionamiento de los motores en términos de las corrientes de línea, el factor de potencia y la eficiencia. El trabajo permite demostrar que la eficiencia del motor se deteriora más cuando trabaja en presencia de desbalance de tensión con ondas sinusoidales, que cuando el motor trabaja con tensiones distorsionadas balanceadas. Sin embargo, no se realiza un análisis de la combinación de ambos fenómenos, esto es, armónicos con desbalance de tensión. Por otro lado, la investigación se realiza mediante mediciones directas de laboratorio.

En Lemozy & Brugnoni (2003), también se analiza la forma en que el desbalance de tensión y los armónicos afectan el funcionamiento de los motores asincrónicos, y como en el trabajo anterior, no se realiza un análisis combinado de ambos fenómenos.

En Pedra, Sainz & Córcoles (2006), se propone un modelo del motor asincrónico para el estudio del flujo de armónicos en condiciones de tensiones balanceadas y desbalanceadas. El modelo es aplicable a motores de simple y doble jaula. Se propone un circuito equivalente cuyos parámetros dependen de datos de fabricantes difíciles de acceder, tales como, el momento máximo, el momento de arranque y la corriente de arranque, lo cual dificulta su aplicación en condiciones de campo.

En Hsu (1996), se utiliza el método del momento del entrehierro para determinar las pérdidas de energía causadas por la alimentación del motor con desbalance y distorsión armónica. Para la determinación de estas pérdidas, se le resta a la potencia de entrada, las pérdidas de cobre del estator de secuencia positiva de la componente fundamental y la potencia del momento en el entrehierro a velocidad nominal. Es evidente que esta expresión no permite determinar la potencia de salida ni la eficiencia de los motores asincrónicos trabajando en las condiciones de alimentación analizadas.

En Romero, de Armas, Pérez & Guerrero (2012), se aplica el método del momento en el entrehierro para evaluar la eficiencia de motores asincrónicos trabajando en condiciones industriales en presencia de armónicos y desbalance de tensión. En el trabajo se consideran las pérdidas adicionales como las nominales establecidas por la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004), y las pérdidas mecánicas y de núcleo se consideran como un 3,5% de la potencia nominal del motor, poniéndose de manifiesto las dificultades del método señaladas en 1.4.3.

En resumen, se ha mostrado que en las redes de suministro eléctrico, existen niveles elevados de porcentaje de desbalance de tensión y de armónicos que frecuentemente superan los mínimos aceptables según las normas. Esta situación conlleva a que se incremente el error en la determinación de la eficiencia cuando se realizan consideraciones en el cálculo de las pérdidas adicionales y de núcleo si no se tienen en cuenta adecuadamente la influencia de estos fenómenos.

Es necesario entonces que en los programas de gestión energética donde se evalúa el comportamiento de los motores asincrónicos, se tenga conocimiento de cómo evaluar estas máquinas en condiciones de campo con un método que combine una baja invasividad con una precisión suficiente para estimar la eficiencia cuando el motor se alimenta con tensiones desbalanceadas y distorsionadas al mismo tiempo.

CAPÍTULO II. PROCEDIMIENTO PARA DETERMINAR LA EFICIENCIA DE LOS MOTORES ASINCRÓNICOS ALIMENTADOS CON TENSIONES NO SINUSOIDALES DESBALANCEADAS

n esta sección se describe detalladamente el procedimiento para estimar la eficiencia de motores asincrónicos en condiciones de campo con tensiones distorsionadas y desbalanceadas. Para esto, se presentan los circuitos equivalentes empleados, las consideraciones realizadas para la determinación de sus parámetros y las ecuaciones para calcular las pérdidas, la potencia de salida y la eficiencia. En todos los casos se parte del funcionamiento del motor en presencia de tensiones no sinusoidales desbalanceadas. Es descrito además, el principio de funcionamiento del AFB, así como la metodología y los pasos empleados para la implementación del procedimiento propuesto.

2.1. Circuitos equivalentes del motor para el análisis en presencia de armónicos y desbalance de tensión

El análisis energético de los motores asincrónicos alimentados por fuentes de suministro con tensiones no sinusoidales y desbalanceadas, se puede realizar usando las componentes de secuencia (Pedra, Sainz & Córcoles, 2006). En estas condiciones de alimentación, para cada armónico incluyendo la componente fundamental, se obtiene un circuito equivalente que representa su secuencia propia y la contraria.

Para los armónicos de secuencia positiva incluyendo la componente fundamental (3n+1), n=0,1,2... (Fuchs & Masoum, 2011), se le denomina secuencia propia, a la secuencia positiva obtenida de la transformación de "Fortescue", mientras que la secuencia contraria de cada armónico, la constituye la secuencia negativa obtenida de esta transformación.

Para los armónicos de secuencia negativa (3n+2), n=0,1,2..., se le denomina secuencia propia a la secuencia negativa obtenida de la transformación de "Fortescue"; mientras que la secuencia contraria es la secuencia positiva obtenida de esta transformación.

Las corrientes, tensiones e impedancias de fase de los circuitos equivalentes, se calculan según la conexión del devanado del estator y después de la aplicación del método de las componentes simétricas a las tensiones y corrientes de línea medidas, correspondientes a cada nivel de armónico incluyendo el fundamental.

Las ecuaciones 2.1 y 2.2 muestran las matrices de transformación de "Fortescue" que permite descomponer en secuencia a las tensiones y corrientes de línea medidas para cada armónico (Gharakhani, 2012).

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_0^k \\ \bar{V}_p^k \\ \bar{V}_N^k \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{V}_{ab}^k \\ \bar{V}_{bc}^k \\ \bar{V}_{ca}^k \end{bmatrix}$$
(V) (2.1)

Donde:

 \overline{V}_{0}^{k} , \overline{V}_{P}^{k} , \overline{V}_{N}^{k} : Tensiones de línea de secuencia cero, positiva y negativa, respectivamente, del armónico de orden k (V); \overline{V}_{ab}^{k} , \overline{V}_{bc}^{k} , \overline{V}_{ca}^{k} : Tensiones de línea del armónico de orden k (V).

$$\begin{bmatrix} \bar{I}_{0}^{k} \\ \bar{I}_{p}^{k} \\ \bar{I}_{N}^{k} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \\ 1 & e^{j\frac{4\pi}{3}} & e^{j\frac{2\pi}{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \bar{I}_{a}^{k} \\ \bar{I}_{b}^{k} \\ \bar{I}_{c}^{k} \end{bmatrix}$$
(A) (2.2)

Donde:

 \bar{I}_0^k , \bar{I}_P^k , \bar{I}_N^k : Corrientes de línea de secuencia cero, positiva y negativa, respectivamente, del armónico de orden k (A); \bar{I}_a^k , \bar{I}_b^k : Corrientes de línea del armónico de orden k (A).

En los motores asincrónicos solo se consideran las secuencias positivas y negativas, pues debido a la ausencia de conductores neutros, la sumatoria de las corrientes de línea es cero. La sumatoria de las tensiones de línea también serán cero, excepto en presencia de fallas (Xavier, 2006).

Las tensiones y corrientes de secuencia por fase se calculan según la conexión del devanado del estator del motor (Gómez, 2006).

Para la conexión en delta:

$$\overline{V}_{P(fase)}^{k} = \overline{V}_{P}^{k} \qquad (V)$$
(2.3)

$$\bar{V}_{N(fase)}^{k} = \bar{V}_{N}^{k} \qquad (V) \tag{2.4}$$

$$\bar{I}_{P(fase)}^{k} = \frac{\bar{I}_{P}^{k}}{\sqrt{3}} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}}$$
 (A) (2.5)

$$\bar{I}_{N(fase)}^{k} = \frac{\bar{I}_{N}^{k}}{\sqrt{3}} \cdot e^{j\frac{\pi}{6}}$$
 (A) (2.6)

Para la conexión en estrella:

$$\bar{V}^{k}_{P(fase)} = \frac{\bar{V}^{k}_{P}}{\sqrt{3}} \cdot e^{-j\frac{\pi}{6}} \qquad (V)$$
(2.7)

$$\bar{V}_{N(fase)}^{k} = \frac{\bar{V}_{N}^{k}}{\sqrt{3}} \cdot e^{-j\frac{\pi}{6}} \qquad (V)$$
(2.8)

$$I_{P(fase)}^{k} = \overline{I}_{P}^{k} \qquad (A) \tag{2.9}$$

$$I_{N(fase)}^{k} = \bar{I}_{N}^{k} \qquad (A) \tag{2.10}$$

Donde:

 $\bar{V}_{P(fase)}^{k}, \bar{V}_{N(fase)}^{k}$ Tensiones de fase de secuencia positiva y negativa, respectivamente, del armónico de orden k (V); $I_{P(fase)}^{k}, I_{N(fase)}^{k}$: Corrientes de fase de secuencia positiva y negativa, respectivamente, del armónico de orden k (A).

Las impedancias de fase se calculan de la forma siguiente:

$$\bar{Z}_{P(fase)}^{k} = \frac{V_{P(fase)}^{\kappa}}{\bar{I}_{P(fase)}^{k}} \qquad (\Omega)$$
(2.11)

$$\bar{Z}_{N(fase)}^{k} = \frac{\bar{V}_{N(fase)}^{k}}{\bar{I}_{N(fase)}^{k}} \qquad (\Omega)$$
(2.12)

Donde:

 $\bar{Z}^{k}_{P(fase)}, \bar{Z}^{k}_{N(fase)}$: Impedancias de fase de secuencia positiva y negativa, respectivamente, del motor para el armónico de orden k (Ω).

2.1.1. Circuitos equivalentes

En la figura 2.1 se representan los circuitos equivalentes propuestos para el análisis energético de los motores asincrónicos, trabajando en presencia de tensiones no sinusoidales desbalanceadas en condiciones de estado estacionario. Este modelo es general y puede emplearse para estudiar el comportamiento del motor alimentado con tensiones balanceadas (Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian, 2010), con tensiones desbalanceadas (Gharakhani & Pillay, 2012) y en presencia de armónicos (Aller, 2008).



Figura 2.1. Circuitos equivalentes del motor.

- (a) secuencia propia de cada armónico
- (b) secuencia contraria de cada armónico.

En los circuitos:

(pro): Se refiere a la secuencia propia de cada armónico incluyendo la componente fundamental; (con): Se refiere a la secuencia contraria de cada armónico incluyendo la componente fundamental; r_s: Resistencia del estator (Ω); x_s: Reactancia de dispersión del estator (Ω); r_m: Resistencia representativa de las pérdidas de núcleo (Ω); x_m: Reactancia de magnetización (Ω); r_r: Resistencia del rotor (Ω); x_r: Reactancia de dispersión del rotor (Ω); r_{ad}: Resistencia representativa de las pérdidas adicionales (Ω); S: Deslizamiento del motor (p.u); ZM: Impedancia del motor (Ω); I_m: Corriente en la rama de magnetización (A); V_s: Tensión de fase (V); I_s: Corriente de fase (A).

El circuito superior (Figura 2.1 a) se corresponde con la secuencia propia de cada armónico, incluyendo la componente fundamental. En la resistencia variable con el deslizamiento, el signo (+) se utiliza para los armónicos de secuencia positiva incluyendo la componente fundamental, y el signo (-) para los armónicos de secuencia negativa.

En el circuito inferior (Figura 2.1 b) se representa el circuito equivalente para la secuencia contraria de cada armónico (invirtiéndose el empleo de los signos antes señalados), o sea, (-) para la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y (+) para la secuencia contraria de los armónicos de secuencia negativa.

En los circuitos expuestos, la diferencia entre el circuito (a) y (b) está en que la resistencia representativa de las pérdidas adicionales se inserta en el circuito de secuencia positiva del fundamental como en [20] y en el circuito de la secuencia propia de cada armónico como en [18] "page": "1121-1126", "volume": "IA-22", "issue": "6", "source": "IEEE Xplore", "abstract": "With increasing application of static converter power supplies the magnitude of harmonic voltages to which other motors connected to the power system will be exposed must be considered. The additional losses and heating that will occur in these motors may require derating. A simplified expression defined as the harmonic voltage factor (HVF. A diferencia de otros trabajos en que se desprecia la rama de magnetización para el análisis de los armónicos [18]; [76]"page":"1102-1107", "volume ":"26", "issue":"6", "source":"IEEE Xplore", "abstract":"The detrimental effects of nonsinusoidal voltage on induction motor performance are described. The derating of induction motors due to harmonic distortion is discussed in detail. Derating of NEMA Design B induction motors of different output ratings and for two types of enclosures (drip-proof and totally enclosed, en esta investigación se tiene en cuenta, con el objetivo de considerar el efecto, aunque pequeño, de los armónicos sobre las pérdidas de núcleo.

En el procedimiento se emplean dos AFB para la estimación de los parámetros de los circuitos equivalentes. Con el primero se estiman los parámetros (x_s , r_m , x_m y r_r) del circuito de secuencia positiva de la componente fundamental. Con el segundo se estiman los parámetros (r_r y x_r) del circuito de secuencia negativa de la componente fundamental y de los circuitos correspondientes a la secuencia propia y contraria de cada orden de armónico.

Para esas estimaciones, se hacen consideraciones sobre los parámetros con el objetivo de lograr un mejor proceso en la búsqueda evolutiva de la solución. A continuación, se explican esas consideraciones.

2.1.2 Consideraciones sobre los parámetros de los circuitos equivalentes

Resistencia del estator (r_s): se mide directamente con un mínimo nivel de intrusión y se corrige a la temperatura de trabajo según la clase de aislamiento, aplicando la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004). Durante el proceso de búsqueda, el valor de la resistencia se considera igual y constante para todos los circuitos de secuencia correspondiente a cada armónico, se desprecia el efecto pelicular (Cummings, 1986).

Reactancia de dispersión del estator (x_s): este parámetro para la componente fundamental se considera entre un (7-15) % de la impedancia base del motor [77].

$$x_{sFUND} = (0.07 \dots 0.15) \cdot Z_b \qquad (\Omega) \tag{2.13}$$

Donde:

 x_s FUND: Reactancia de dispersión del estator para la componente fundamental (Ω); Z_b : Impedancia base del devanado del estator (Ω).

El intervalo dado para x_{sFUND} es una restricción y constituye un criterio para el punto inicial de búsqueda.

La impedancia base se determina como:

$$Z_b = \frac{V_n}{\sqrt{3} \cdot I_n} \qquad (\Omega) \tag{2.14}$$

Para los armónicos la reactancia del estator (x_{sk}) es

directamente proporcional a la frecuencia (Cummings, 1986); (Aller, 2008), (Xavier, 2006).

$$x_{sk} = k \cdot x_{sFUND} \tag{(1)}$$

Donde:

 x_{sk} : Reactancia de dispersión del estator para los armónicos (Ω).

El valor de la reactancia de dispersión del estator para la secuencia contraria de cada armónico se considera igual que el valor de la secuencia propia.

Reactancia de dispersión del rotor de secuencia positiva de la componente fundamental (x_{rFUND}): se relaciona con la reactancia del estator (x_{sFUND}) según la clase de diseño NEMA de la máquina aplicando la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004). En la tabla 2.1 se muestra esta relación. En (Gharakhani A., 2012) se demuestra que variaciones en dicha relación no tiene un impacto significativo en la determinación de las pérdidas, la potencia de salida y la eficiencia del motor. Esto hace que sea aplicable a todo tipo de diseño, no solo al diseño NEMA.

Tabla 2.1. Relación de (x_{sFUND}/x_{rFUND}) según la clase de diseño de la máquina (ANSI-IEEE, 2004).

Clase de diseño	(X _{sFUND} /X _{rFUND})
A, D, rotor bobinado	1
В	0,67
С	0,43

Resistencia representativa de las pérdidas de núcleo (r_): se considera igual para todos los circuitos de secuencia propia y contraria de la componente fundamental (Gómez, 2006; y Gharakhani & Pillay, 2012)" publisher": "Universidad Central de Las Villas","publisher-place":"Santa Clara, Cuba", "number-of-pages": "117", "genre": "Doctorado", " event-place":"Santa Clara, Cuba","abstract":"El trabajo presenta el desarrollo teórico y la validación experimental de un procedimiento para\ndeterminar la eficiencia y otros parámetros operacionales de las máquinas asincrónicas, en\ncondiciones de campo, mediante la aplicación de algoritmos genéticos (AG. Para los circuitos correspondientes a los armónicos superiores también se considera igual. Para estos circuitos la resistencia de la rama de magnetización se mantiene constante, pues el pequeño incremento de las pérdidas de núcleo, es considerado a partir de la corriente que circula por dicha rama. En este caso, el valor de esta corriente es muy pequeño debido al bajo valor de las tensiones armónicas y el elevado valor de la reactancia de magnetización, que es directamente proporcional a la frecuencia correspondiente a cada orden de armónico (Aller, 2008).

En el trabajo, siguiendo también el criterio recomendado en (Ivanov-Smolenski, 1984), la resistencia de magnetización

se considera entre un (10-20) % de la impedancia base del motor:

$$r_m = (0.1 \dots 0.2) \cdot Z_b \qquad (\Omega)$$
 (2.16)

Al igual que para el caso de la reactancia de dispersión del estator, el intervalo dado para r_m es una restricción y constituye un criterio para el punto inicial de búsqueda.

Reactancia de magnetización para los armónicos (x_{mk}) : la reactancia de magnetización es directamente proporcional a la frecuencia y se considera igual para la secuencia propia y contraria (Cummings, 1986):

$$x_{mk} = k \cdot x_{mFUND} \quad (\Omega) \tag{2.17}$$

Donde:

 x_{mFUND} : Reactancia de magnetización para la componente fundamental (Ω); x_{mk} : Reactancia de magnetización para los armónicos (Ω).

Resistencia representativa de las pérdidas adicionales: se coloca en la rama del rotor del circuito de secuencia propia de cada armónico, incluyendo la componente fundamental. De esta forma, se simula la variación de las pérdidas adicionales con la carga. Para esta resistencia se sigue el procedimiento siguiente:

Resistencia adicional de la componente fundamental (r_{adFUND}) : se determina aplicando la ecuación (2.18) (Gómez, 2006 y Gharakhani & Pillay, 2012)"publisher":"Universidad Central de Las Villas","publisher-place":"Santa Clara, Cuba", "number-of-pages": "117", "genre": "Doctorado", " event-place":"Santa Clara, Cuba","abstract":"El trabajo presenta el desarrollo teórico y la validación experimental de un procedimiento para\ndeterminar la eficiencia y otros parámetros operacionales de las máquinas asincrónicas, en\ncondiciones de campo, mediante la aplicación de algoritmos genéticos (AG y se deduce de los valores propuestos por la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004), para determinar las pérdidas adicionales en los casos donde no sea posible su determinación por ensayo. En (Cao, 2009) se demuestra que esta norma es la más efectiva para la determinación de dichas pérdidas.

$$r_{adFUND} = k_{ad} \cdot \left(\frac{1 - S_{nom}}{S_{nom}}\right) \cdot r_{rFUND} \quad (\Omega)$$
 (2.18)

Donde:

r_{adFUND}: Resistencia representativa de las pérdidas adicionales para la componente fundamental (Ω); k_{ad}: Factor que depende de la carga del motor según la tabla 2.2 obtenido de la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004); r_{rFUND}: Resistencia del rotor de la componente fundamental (Ω); S_{nom}: Deslizamiento nominal del motor (p.u). Tabla 2.2. Valor de k_{ad} para la determinación de las pérdidas adicionales basado en la norma IEEE Std-112-2004 (ANSI-IEEE, 2004).

Potencia del motor (kW)	k _{ad}
1-90	0,018
91-375	0,015
376-1850	0,012
Mayor que 1851	0,09

El deslizamiento del motor se calcula con la ecuación siguiente.

$$S = \frac{(n_s - n_r)}{n_s}$$
 (p.u) (2.19)

Donde:

S: Deslizamiento (p.u); n_s : Velocidad sincrónica (rpm); n_r : Velocidad del rotor (rpm).

La velocidad sincrónica se determina como:

$$n_s = \frac{120 \cdot f}{P} \qquad (rpm) \tag{2.20}$$

Donde:

f: Frecuencia de la tensión de línea (Hz); P: Número de polos.

El deslizamiento nominal del motor se determina aplicando las ecuaciones (2.19) y (2.20) para los respectivos valores nominales.

Resistencia adicional de las componentes armónicas (r_{adk}) : La variación de la resistencia representativa de las pérdidas adicionales con la frecuencia es muy compleja y variable. Sin embargo, esta puede asumirse con suficiente exactitud de la forma siguiente (Cummings, 1986):

$$r_{adk} = k^{0.8} \cdot r_{adFUND} \qquad (\Omega) \qquad (2.21)$$

2.1.3 Determinación de las pérdidas, la potencia de salida y la eficiencia

Las pérdidas y la potencia de salida se calculan a partir de los parámetros de los circuitos equivalentes y las respectivas corrientes. A continuación se presentan las ecuaciones para el caso más general, esto es, el motor trabajando en presencia de armónicos y desbalance de tensión.

Determinación de las pérdidas

Pérdidas de cobre en el estator

Estas son proporcionales al cuadrado de las corrientes eficaces de fase del estator y a la resistencia del estator (Fitzgerald, Kingsley & Stephen, 2003). Se calculan como:

$$P_{cus} = 3 \cdot r_s \cdot \left(\sum_{k_p=1}^{k_p(m\acute{a}x)} \left(\left[I_s^{2\,k_p}_{s\,p} \right] + \left[I_s^{2\,k_p}_{s\,N} \right] \right) + \sum_{k_N=2}^{k_N(m\acute{a}x)} \left(\left[I_s^{2\,k_N}_{s\,p} \right] + \left[I_s^{2\,k_N}_{s\,N} \right] \right) \right)$$

(W) (2.22)

Donde:

Superíndices: k_{p} : Armónicos de secuencia positiva; k_{N} : Armónicos de secuencia negativa.

 $\mathsf{P}_{\mathsf{cus}}$: Pérdidas de cobre del estator (W); $[I_{s}^{k_{p}}], [I_{s}^{k_{N}}]$: Vectores de las corrientes del estator de la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); $[I_{s}^{k_{p}}], [I_{s}^{k_{N}}]$: Vectores de las corrientes del estator de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); [I_{s}^{k_{p}}], [I_{s}^{k_{N}}]: Vectores de las corrientes del estator de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); máx: Máximo valor.

Pérdidas de cobre en el rotor

Estas son proporcionales al cuadrado de las corrientes eficaces de fase del rotor y a la resistencia en el rotor (Fitzgerald, Kingsley & Stephen, 2003). Se calculan como:

$$P_{cur} = 3 \cdot \left(\sum_{k_p=1}^{k_p(m\acute{a}x)} \left(\begin{bmatrix} I_r^{2\,k_p} \\ r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{r-p}^{k_p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_r^{2\,k_p} \\ r_{r-p}^{k_p} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{r-N}^{k_p} \end{bmatrix} \right) + \sum_{k_N=2}^{k_N(m\acute{a}x)} \left(\begin{bmatrix} I_s^{2\,k_N} \\ r_{r-p}^{k_p} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{r-p}^{k_N} \\ r_{r-p}^{k_p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_s^{2\,k_N} \\ r_{r-N}^{k_N} \end{bmatrix} \right) \right) (W) (2.23)$$

Donde:

P_{cur}: Pérdidas de cobre del rotor ^{(W);} $[I_r^{k_p}], [I_r^{k_n}]$: Vectores de las corrientes del rotor de la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); $[I_r^{k_p}], [I_r^{k_n}]$: Vectores de las corrientes del rotor de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); $[r_r^{k_p}], [r_r^{k_n}]$: Vectores de las resistencias del rotor de la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (Ω); $[r_r^{k_p}], [r_r^{k_n}]$: Vectores de las resistencias del rotor de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (Ω).

Pérdidas de núcleo

Las pérdidas de núcleo ocurren en las láminas de acero del estator y el rotor por el fenómeno de histéresis y de corrientes parásitas. Estas varían con la densidad de flujo y la frecuencia (Fitzgerald, Kingsley & Stephen, 2003). En el análisis sobre los métodos para la determinación de la eficiencia in situ realizado en el capítulo 1, se considera la forma en que se determinan las pérdidas de núcleo, como uno de los elementos decisivos en el nivel de exactitud de dichos métodos, debido a que representan un porcentaje significativo dentro de las pérdidas totales. La forma más precisa de determinar las pérdidas de núcleo es realizando pruebas de vacío, lo cual es prácticamente imposible de realizar en condiciones de campo.

A continuación se describen las características fundamentales de las pérdidas por histéresis y por corrientes parásitas predominantes. El resto de estas componentes producidas por el incremento del flujo de dispersión en el entrehierro con el aumento de la carga y el flujo de pulsación de alta frecuencia son consideradas en las pérdidas adicionales (Sen & Landa, 1990).

Pérdidas por histéresis

Las pérdidas por histéresis son debidas a la magnetización del núcleo ferromagnético y dependen del volumen y calidad del material del núcleo, del valor máximo de inducción y del valor de la frecuencia. Esas pérdidas pueden ser expresadas por la fórmula empírica de "Steimentz" para la frecuencia fundamental de la manera siguiente (Chen & Pillay, 2002):

$Ph_{FUND} = K_h \cdot v \cdot f \cdot Bm_{FUND}^v \qquad (W/kg) \qquad (2.24)$

Donde:

PhFUND: Pérdidas específicas por histéresis (W/kg); Kh: Coeficiente de pérdidas por histéresis, relacionado con el área del ciclo de histéresis, la cual depende del material ferromagnético del núcleo (W/kg/Hz/Tv); v: Volumen útil del material laminado (m3); BmFUND: Valor máximo de la inducción magnética (T); u: Exponente dependiente del material de núcleo usado. Para BmFUND < 1T se considera 1,6 y para BmFUND > 1T se considera con un valor de 2.

La ecuación (2.24) puede ser modificada colocando a la inducción en función de la tensión. En este caso, las pérdidas por histéresis para la frecuencia fundamental se expresa como (Xavier, 2006):

$$Ph_{FUND} = K_h \cdot v \cdot f \cdot \left(\frac{V_{FUND}}{4.44 \cdot A \cdot f \cdot N}\right)^v \qquad (W/kg) \quad (2.25)$$

Donde:

V_{FUND}: Tensión de la frecuencia fundamental (V); *N*: Número de espiras del enrollado considerado; A: Área del núcleo (m²).

Suponiendo linealidad, esto es, despreciando el efecto de saturación magnética para los niveles de las tensiones armónicas esperadas en la red, la expresión (2.25) se puede generalizar para el caso de los armónicos de tensión de la forma siguiente (Xavier, 2006):

$$Ph_{k} = K_{h} \cdot k \cdot f \cdot \left(\frac{V_{k}}{4.44 \cdot A \cdot k \cdot f \cdot N}\right)^{v} \qquad (W/kg) (2.26)$$

Donde:

 Ph_k : Pérdidas por histéresis considerando el efecto de los armónicos de tensión (W/kg); V_k: Tensión del armónico k (V).

La relación entre las expresiones (2.25) y (2.26) muestra como las tensiones armónicas influyen en las pérdidas por histéresis. Esta relación es (Xavier, 2006):

$$ph_{k_{pu}} = \frac{Ph_k}{Ph_{FUND}} = k \cdot \left(\frac{V_k}{k \cdot V_{FUND}}\right)^v = k \cdot \left(\frac{V_k}{k}\right)^v \quad (p.u) \quad (2.27)$$

Donde:

v_k: Valor de la tensión armónica en por unidad de la tensión fundamental (p.u).

La expresión (2.27) es el valor en p.u de las pérdidas por histéresis a la frecuencia armónica en relación a las pérdidas por histéresis obtenidas a la tensión nominal de la frecuencia fundamental.

Las pérdidas totales por histéresis magnéticas en p.u puede expresarse como:

$$ph_{pu} = \sum_{k=1}^{\infty} k \cdot \left(\frac{V_k}{k}\right)^{\nu} = 1 + \sum_{k=2}^{\infty} k \cdot \left(\frac{V_k}{k}\right)^{\nu} = 1 + \Delta ph \ (p.u) \ (2.28)$$

Donde:

 Δph : Corresponde con el aumento de las pérdidas por histéresis debido a la presencia de armónicos en la tensión (p.u).

Estas se pueden expresar como (Xavier, 2006):

$$\Delta ph = \sum_{k=2}^{n} k \cdot \left(\frac{V_k}{k}\right)^v \qquad (p.u) \tag{2.29}$$

En la figura 2.2 se muestra gráficamente el aumento de las pérdidas por histéresis en función de la amplitud y orden del armónico en la tensión para una inducción magnética menor de 1T (Xavier, 2006). Como se observa, las pérdidas por histéresis aumentan con el incremento de la amplitud de la tensión armónica y se reducen con el aumento del orden del armónico. Como se explicó anteriormente, no se considera la saturación del núcleo ferromagnético.



Figura 2.2. Pérdidas por histéresis en función del orden armónico para distintas amplitudes de la tensión armónica (Xavier, 2006).

Pérdidas por corrientes parásitas

El valor de las pérdidas por corrientes parásitas o corrientes de "Foucault" para la frecuencia fundamental puede ser obtenido por la expresión siguiente (Ivanov-Smolenski, 1984):

$$Pf_{FUND} = K_f \cdot v \cdot f^2 \cdot Bm_{FUND}^2 \qquad (W/kg)$$
(2.30)

Donde:

 Pf_{FUND} : Pérdidas específicas por corrientes parásitas (W/kg); K_f: Coeficiente de pérdidas por corrientes parásitas característico del material ferromagnético (W/kg/Hz²/T²).

Análogamente a lo realizado para las pérdidas por histéresis, la expresión (2.30) puede modificarse para que quede expresada en función de la tensión de la forma siguiente (Xavier, 2006):

$$Pf_{FUND} = K_f \cdot v \cdot f^2 \cdot \left(\frac{V_k}{4.44 \cdot A \cdot f \cdot N}\right)^2 \qquad (W/kg) \tag{2.31}$$

Para las tensiones armónicas las pérdidas por corrientes parásitas pueden expresarse como:

$$Pf_k = K_f \cdot v \cdot k^2 \cdot f^2 \cdot \left(\frac{V_k}{4.44 \cdot A \cdot k \cdot f \cdot N}\right)^2 \qquad (W/kg) \qquad (2.32)$$

Siguiendo los mismos pasos realizados para las pérdidas por histéresis, se obtiene la expresión que permite analizar el aumento de las pérdidas por corrientes parásitas en función de las tensiones armónicas (Xavier, 2006).

$$\Delta pf = \sum_{k=2}^{\infty} v_k^2 \qquad (p.u) \tag{2.33}$$

Donde:

 Δpf : Corresponde con el aumento de las pérdidas por corrientes parásitas debido a la presencia de armónicos en la tensión (p.u).

En la ecuación (2.33), se evidencia que el aumento de las pérdidas por corrientes parásitas depende del cuadrado de las amplitudes de los armónicos presentes en la tensión.

Pérdidas totales de núcleo

El incremento de las pérdidas totales de núcleo, considerando las pérdidas por histéresis y las pérdidas por corrientes parásitas, en función del orden de armónico, pueden ser expresadas por la ecuación siguiente (Xavier, 2006):

$$\Delta pFe_k = \sum_{k=2}^{\infty} \left[k \cdot \left(\frac{v_k}{k}\right)^v + v_k^2 \right] \qquad (p.u)$$

Donde:

 ΔpFe_k : Representa el aumento de las pérdidas de núcleo totales debido a la presencia de armónicos en la tensión (p.u).

En la figura 2.3 se muestra gráficamente el efecto combinado de las pérdidas por histéresis y de las corrientes parásitas (Xavier, 2006).



Figura 2.3. Pérdidas de núcleo en función del orden armónico para distintas amplitudes de la tensión armónica (Xavier, 2006).

Como se observa, la variación en las pérdidas de núcleo causado por la presencia de tensiones armónicas es relativamente pequeña, por lo que se puede concluir que el parámetro del circuito equivalente representativo de las pérdidas de núcleo es poco influenciado por la presencia de armónicos en las tensiones de alimentación del motor. Esto coincide con el hecho de que aun cuando las pérdidas en el núcleo crecen con la frecuencia, la inducción decrece según la ley de "Faraday", atenuando este incremento (Aller, 2008).

Por esta razón, en los trabajos donde se analiza el circuito equivalente para el caso de presencia de armónicos en la tensión, se desprecia la rama de magnetización (Cummings, 1986; y Sen & Landa, 1990).

Existen otros trabajos donde se analiza con profundidad las pérdidas de núcleo a partir de la ecuación de Steinmentz (Ionel, Popescu, McGilp, Miller, Dellinser & Heideman, 2006; Krings & Soulard, 2010; Ma, Sanada, Morimoto, & Takeda, 2003; Domeki, et al., 2004; Ionel, Popescu, Dellinger, Miller, Heideman & McGilp, 2006; y Popescu & Ionel, 2006). Sin embargo, dicha ecuación solo permite obtener las pérdidas específicas, se requiere del conocimiento del peso del núcleo, lo cual es muy difícil de obtener.

En este trabajo, las pérdidas de núcleo se estiman con la ecuación (2.35). En este caso, sí se considera la rama de magnetización en el circuito equivalente de los armónicos:

$$P_{f\theta} = 3 \cdot r_m \cdot \left(\sum_{k_p=1}^{k_p(\max)} \left(\left[I_m^{2\,k_p} \right] + \left[I_m^{2\,k_p} \right] \right) + \sum_{k_N=2}^{k_N(\max)} \left(\left[I_m^{2\,k_N} \right] + \left[I_m^{2\,k_N} \right] \right) \right) \quad (W) (2.35)$$

Donde:

P_{fe}: Pérdidas de núcleo (W); ,: Vectores de las corrientes en la rama de magnetización de la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); ,: Vectores de las corrientes en la rama de magnetización de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A).

Pérdidas adicionales

Las pérdidas adicionales ocurren principalmente debido al flujo disperso, a la no uniformidad en la distribución de la corriente, a las imperfecciones mecánicas en el entrehierro, e irregularidad en la densidad de flujo del entrehierro, entre otros factores (Fitzgerald, Kingsley & Stephen, 2003).

Estas pérdidas pueden dividirse en los seis componentes siguientes (Chen & Pillay, 2002):

- Las pérdidas por corrientes parásitas en el cobre del estator debido al flujo de dispersión en las ranuras. Estas pérdidas normalmente se desprecian.
- Las pérdidas en las estructuras de los extremos del motor, P_{ad(ext}), debido al flujo de dispersión.

$$P_{ad(ext)} = C_e \cdot I_s^2 \cdot f \qquad (W) \tag{2.36}$$

 Las pérdidas superficiales de alta frecuencia en el estator y el rotor, P_{ad(sup)}, debido al flujo de dispersión zigzagueante.

$$P_{ad(sup)} = C_s \cdot (I_s/I_0)^2 \cdot B_g^2 \qquad (W)$$
(2.37)

 Las pérdidas de cobre en el rotor y las pulsaciones de alta frecuencia en el diente, P_{ad(zig)}, debido al flujo de dispersión zigzagueante.

$$P_{ad(zig)} = C_z \cdot k_{sr} \cdot r_r \cdot (C_0 \cdot I_0^2 \cdot C_1 \cdot I_s^2) \tag{W}$$
(2.38)

 Las pérdidas de cobre en el rotor de frecuencia séxtuple, P_{ad(b)}, debido a la circulación de corrientes inducidas por el flujo de dispersión en el estator.

$$P_{ad(b)} = C_b \cdot k_{rm} \cdot r_r \cdot I_s^2 \qquad (W) \tag{2.39}$$

 Las pérdidas de núcleo adicionales en motores con ranuras inclinadas, debido al flujo de dispersión inclinado. Estas pérdidas se desprecian, pues el efecto de la inclinación de las ranuras normalmente no se considera.

Donde:

 C_{e} , C_{s} , C_{z} , C_{b} , C_{0} y C_{1} : Factores que dependen de la máquina y otros factores empíricos; k_{rs} y k_{rm} : Coeficientes del efecto pelicular en las barras del rotor a la frecuencia del armónico de la ranura del estator; B_{g} : Densidad de flujo promedio sobre el área efectiva del entrehierro (T); I_{o} : Corriente en vacío (A).

Las ecuaciones de esas componentes demuestran la relación entre las pérdidas adicionales y los armónicos, por lo que debe considerarse su influencia.

En el procedimiento propuesto las pérdidas adicionales se calculan como:

$$P_{ad} = 3 \cdot \left(I_{rFUND}^{2} \cdot r_{adFUND} + \sum_{k_{p}=1}^{k_{p}(max)} \left(\left[I_{r}^{2 \ k_{p}} \right] \cdot \left[r_{adk_{p}}^{k_{p}} \right] \right) + \sum_{k_{N}=2}^{k_{N}(max)} \left(\left[I_{s}^{2 \ k_{N}} \right] \cdot \left[r_{adk_{N}}^{k_{N}} \right] \right) \right) \quad (W)$$
(2.40)

Donde:

 $\begin{array}{l} \mathsf{P}_{\mathrm{ad}}: \mbox{Pérdidas adicionales (W); I_{\mathrm{rFUND}}: Corriente del rotor de secuencia positiva de la componente fundamental (A); \\ [r_{adk_{\mathcal{P}}}^{k_{\mathcal{P}}}], [r_{adk_{\mathcal{N}}}^{k_{\mathcal{N}}}] \mbox{Vectores de las resistencias representativas de las pérdidas adicionales para la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente (\Omega). \end{array}$

Pérdidas mecánicas

Las pérdidas mecánicas o pérdidas por fricción y batimiento, se producen como resultado de la fricción en los rodamientos de la máquina y a las pérdidas de ventilación (Fitzgerald, Kingsley & Stephen, 2003). Estas pérdidas son proporcionales al cuadrado de la velocidad mecánica del rotor y al área de superficie de contacto (Masi & Chassande, 1996). En este trabajo se consideran como 1,2% de la potencia de entrada nominal, tal como se propone en la mayoría de las técnicas de determinación de la eficiencia in situ (Gharakhani, 2012; Gharakhani & Pillay, 2012; Lu, Habetler & Harley, 2008; Hsu, 1998;

Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian, 2010; y Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian, 2011).

$$P_{mec} = 0.012 \cdot P_{ent,nom} \tag{W}$$

Donde:

P_{mec}: Pérdidas mecánicas (W).

Pérdidas totales

Las pérdidas totales se obtienen como las sumatoria de las pérdidas anteriormente analizadas:

$$P_{tot} = P_{cus} + P_{cur} + P_{fe} + P_{ad} + P_{mec} \qquad (W) \qquad (2.42)$$

Donde:

P_{tot}: Pérdidas totales (W).

Determinación de la potencia de entrada

La potencia de entrada se determina a partir de las tensiones y corrientes de línea medidas como la componente real de la potencia aparente según la ecuación siguiente:

$$P_{ent} = 3 \cdot \Re \left(\sum_{k_p=1}^{k_p(m\hat{a}x)} \left(\left[\bar{V}_s^{k_p} \right] \cdot \left[\left(\bar{I}_{s-p}^{k_p} \right) \right] + \left[\bar{V}_s^{k_p} \right] \cdot \left[\left(\bar{I}_{s-N}^{k_p} \right) \right] \right) + \sum_{k_N=2}^{k_N(m\hat{a}x)} \left(\left[\bar{V}_s^{k_N} \right] \cdot \left[\left(\bar{I}_{s-p}^{k_N} \right) \right] + \left[\bar{V}_{s-N}^{k_N} \right] + \left[\left(\bar{I}_{s-N}^{k_N} \right) \right] \right) \right) \\ \cdot \left[\left(\bar{I}_{s-N}^{k_N} \right) \right] \right) \right) \quad (W)$$

$$(2.43)$$

Donde:

 $[\bar{V}_{s}^{k_{p}}_{p}]:[\bar{V}_{s}^{k_{N}}_{N}]$ Vectores de las tensiones de fase de la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (V); $[\bar{V}_{s}^{k_{p}}_{N}]$; $[\bar{V}_{s}^{k_{N}}_{p}]$: Vectores de las tensiones de fase de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (V); $[(\bar{I}_{s}^{k_{p}}_{p})], [(\bar{I}_{s}^{k_{N}}_{n})]$; Vectores de la conjugada de las corrientes de fase de la secuencia propia de los armónicos de secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); $[(\bar{I}_{s}^{k_{p}}_{N})^{2}], [(\bar{I}_{s}^{k_{p}}_{p})^{2}]$: Vectores de la conjugada de las corrientes de fase de la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); $[(\bar{I}_{s}^{k_{p}}_{N})^{2}], [(\bar{I}_{s}^{k_{p}}_{p})^{2}]$: Vectores de la conjugada de las corrientes de fase de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); $[(\bar{I}_{s}^{k_{p}})^{2}]$; Vectores de la conjugada de los armónicos de secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva y negativa, respectivamente, incluyendo la componente fundamental (A); \Re : Parte real del número complejo resultante de la operación indicada en el paréntesis.

Determinación de la potencia de salida

La potencia desarrollada por el motor se obtiene a partir de la corriente de la rama del rotor y la resistencia variable con el deslizamiento, ubicada en esta rama. La potencia de salida se calcula substrayendo de la potencia desarrollada, las pérdidas mecánicas. La potencia desarrollada se obtiene según la ecuación siguiente:

$$\begin{split} P_{des} &= 3 \cdot \left(\sum_{k_p=1}^{k_p(m\acute{a}x)} \left(\left[I_r^{2\,k_p} \right] \cdot \left[r_{r-p}^{k_p} \cdot \left(\frac{(1-S)}{k_p + (S-1)} \right) \right] + \left[I_r^{2\,k_p} \right] \cdot \left[r_{r-N}^{k_p} \cdot \left(\frac{(S-1)}{k_p - (S-1)} \right) \right] \right) \\ &+ \sum_{k_N=2}^{k_N(m\acute{a}x)} \left(\left[I_r^{2\,k_N} \right] \cdot \left[r_{r-p}^{k_N} \cdot \left(\frac{(1-S)}{k_N + (S-1)} \right) \right] + \left[I_r^{2\,k_N} \right] \\ &\cdot \left[r_r^{k_N} \cdot \left(\frac{(S-1)}{k_N - (S-1)} \right) \right] \right) \end{split}$$
(2.44)

Donde:

P_{des}: Potencia desarrollada (W).

Para el cálculo del deslizamiento la velocidad se puede medir directamente en el eje con un tacómetro óptico o utilizando algunos de los métodos "sensorless" propuestos en Gharakhani (2012); Lu, Habetler & Harley (2008); Herndler (2010); Siraki, Gajjar, Khan, Barendse & Pillay (2012); Naidoo (2008); Yang & Finch (2009); y Rata, Graur & Milici (2009).

La potencia de salida se obtiene por la ecuación siguiente:

$$P_{sal} = P_{des} - P_{mec} \tag{W}$$
(2.45)

Determinación de la eficiencia

La eficiencia se calcula como la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada según la ecuación siguiente (Romero, Mantilla & Corino, 2008 y Fitzgerald, Kingsley & Stephen, 2003):

$$\eta = \frac{P_{sal}}{P_{ent}} * 100 \quad (\%) \tag{2.46}$$

En el procedimiento propuesto, la sobre tensión o baja tensión, definido como la variación de la tensión rms en \pm 10% en relación a la tensión nominal durante un tiempo mayor que un minuto (ANSI-IEEE, 1995), se considera en las mediciones de la potencia de entrada y en las funciones objetivo que se describen en el acápite 2.3.3, donde se trabaja con la tensión de red en el instante de las mediciones. La variación de la frecuencia, por su parte, definida como un incremento o disminución de la frecuencia del sistema de alimentación (ANSI-IEEE, 1995), es considerada en la determinación del deslizamiento (ecuación 2.19), específicamente durante el cálculo de la velocidad sincrónica (ecuación 2.20), donde se utiliza la frecuencia real de la red medida (Gómez, 2006).

2.2 Desarrollo del algoritmo de forraje bacterial

En el procedimiento propuesto, se resuelve un modelo de referencia constituido por los circuitos equivalentes de la figura 2.1. Para esto, se minimiza un criterio de funcionamiento, que en este caso es una función de costo o función objetivo. Esto se realiza mediante un algoritmo de optimización (AFB), que ajusta iterativamente los

parámetros del motor utilizando las salidas experimentales y simuladas. Este proceso iterativo ocurre mientras el valor de la función objetivo pueda mejorarse hasta un límite determinado. En la figura siguiente se muestra el diagrama de bloques del lazo iterativo general que permite obtener los parámetros del modelo de referencia (Benaïdja, 2009).



Figura 2.4. Diagrama de bloques de identificación del modelo de referencia (Benaïdja, 2009).

A continuación se explican las características del algoritmo de optimización empleado por el procedimiento y se describen las funciones objetivo.

2.2.1 Fundamentos del algoritmo de forraje bacterial

El forraje bacterial, propuesto en Passino (2002), como una técnica de búsqueda de la mejor solución a un problema, parte de la idea de la selección natural. Se entiende como forraje aquellos métodos para localizar, manipular e ingerir alimentos. La selección natural tiende a eliminar a aquellos organismos que tienen estrategias de forraje menos desarrolladas, y favorecer la propagación de aquellos individuos con estrategias de forraje exitosas. Luego de varias generaciones las estrategias de forraje van mejorando, maximizando la energía que puede adquirirse mediante los alimentos y minimizando el tiempo invertido en conseguir e ingerir dicho alimento. Las estrategias de forraje pueden considerarse como procesos de optimización y son válidas también para organismos superiores que viven en colonias y cuya búsqueda de alimento se hace comunicándose unos con otros (Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

El comportamiento social de la colonia de Escherichia Coli resulta muy interesante para la ingeniería, debido a que su respuesta grupal les permite conseguir de forma rápida y sencilla la mejor provisión de alimentos con el menor riesgo posible. Dichas bacterias pueden comunicarse mediante intercambios químicos. Las bacterias que han conseguido un sitio seguro para alimentarse se lo comunican a las demás para que se acerquen a ese sitio; mientras más alimentos haya, más fuerte es la señal que emiten. Igualmente, si las bacterias se encuentran en un sitio peligroso, con agentes que puedan amenazar la colonia, se lo advierten a las demás para que se alejen de ese lugar. Este comportamiento de forraje puede representarse matemáticamente como un tipo de inteligencia grupal (Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

La Escherichia Coli posee 6 flagelos que funcionan como motores, giran a una velocidad de 100 a 200 rev/seg. Cuando sus flagelos giran en sentido antihorario, empujan a la bacteria en una sola dirección y esta se desplaza hacia delante. Cuando los flagelos giran en sentido horario, cada flagelo intenta halar a la bacteria en distintas direcciones, se producen cambios de dirección indefinidos o aleatorios. Como los flagelos giran permanentemente, la bacteria solo tiene dos tipos de movimiento: desplazarse hacia adelante, o girar aleatoriamente (Passino, 2002; y Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

El movimiento de la bacteria dependerá de los agentes químicos que la rodean (quemotaxis), y esto hará que ella decida por cuánto tiempo se desplaza hacia adelante o gira aleatoriamente:

- Si se encuentra con un gradiente positivo de alimento (o negativo de sustancias nocivas), la bacteria pasará más tiempo desplazándose hacia adelante que girando aleatoriamente.
- Si se encuentra con un gradiente negativo de alimento (o positivo de sustancias nocivas), la bacteria comenzará a girar aleatoriamente hasta que encuentre un gradiente positivo.
- Si el medio es neutro, es decir, no tiene alimento ni sustancias nocivas, los flagelos alternarán su movimiento en sentido horario, y antihorario, por lo que la bacteria alternará su movimiento entre desplazarse hacia delante o girar aleatoriamente.

En la figura 2.5 se representa el movimiento de las bacterias (Passino, 2002).



Figura 2.5. Movimiento de las bacterias: (a) movimiento de los flagelos en sentido antihorario, (b) en sentido horario y (c), alternancia entre sentido antihorario y horario (Passino, 2002).

2.2.2 Funcionamiento del algoritmo de forraje bacterial

Para la representación computacional del problema, una colonia posee cierta cantidad de bacterias. Cada bacteria representa un lazo de búsqueda de una posible solución

al problema, y se ubican inicialmente al azar en todo el espacio; y su posición en la dimensión "p" representa una solución al problema, siendo esta dimensión el número de variables desconocidas. Estos individuos pueden moverse en pasos del mismo tamaño, o cada uno puede tener un tamaño de paso predefinido por el programador. El tamaño del paso definirá qué tan rápido se mueve la bacteria; las bacterias de paso más grande se desplazarán más rápido hacia la solución, pero pueden presentar sobrepicos y rizos más grandes que las de paso más corto, que se desplazarán más lentamente, pero con sobrepicos y rizos menores. Cada bacteria varía su posición en la búsqueda de distintas soluciones, avanzando hacia las direcciones donde el "gradiente de nutrientes" es positivo, es decir, donde la función de costo se reduce (Passino, 2002; y Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

Transcurrido determinado número de ciclos, el algoritmo puede "dejar morir" a las bacterias que se encuentran en posiciones con menor alimento, y reproducir las bacterias ubicadas en sitios con mayor cantidad de nutrientes. Por lo tanto, la población tenderá a aumentar en aquellos sitios de alta concentración de alimentos, y a desaparecer en aquellos sitios donde la concentración de alimentos es escasa. En otros términos, las bacterias que ocupen posiciones que tengan una función de costo elevada, o que representen una peor solución al problema, serán eliminadas y reubicadas, con las mismas características, en las posiciones donde la bacteria representa una mejor solución. Este acto se llama evento de reproducción, y representa el número de pasos quemotácticos necesarios para que se produzca un evento de este tipo (Passino, 2002; y Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

Mientras menos cantidad de ciclos transcurran para producirse un evento de reproducción, con mayor rapidez serán reubicadas las bacterias en las posiciones con mejor función de costo. Pero si los ciclos son pocos, las bacterias no tendrán oportunidad suficiente para asegurar que las posiciones en donde se encuentran sean las mejores. Por otra parte, mientras más cantidad de ciclos transcurran para producirse este evento, cada bacteria tendrá mayor cantidad de oportunidades para buscar por sí sola una solución, y por tanto, requerirá mayor cantidad de tiempo para hacerlo. Es posible también que las condiciones del medio ambiente donde vive la población de bacterias cambien gradualmente, o incluso repentinamente debido a una influencia externa. Puede ocurrir, por tanto, que aparezcan nuevos sitios con alimento, o que los lugares actuales donde hay alimento desaparezcan. Debido a estos cambios de condiciones, el algoritmo reubica con una probabilidad a las bacterias luego de cierta cantidad de generaciones o eventos de reproducción, asegurando que las bacterias no se queden en una solución local, sino que siempre estén en búsqueda de nuevas soluciones. Este hecho se llama evento de eliminación y dispersión,

y la cantidad de pasos de reproducción necesarios para producirse representa el número de eventos de eliminación y dispersión necesarios para que el programa finalice (Passino, 2002; y Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

El objetivo de la función de optimización es minimizar la función de costo J(Θ), donde Θ representa la posición de la bacteria, y J(Θ) representa el efecto combinado de atrayentes o repelentes del ambiente, es decir, la presencia de comida o de sustancias nocivas. Si J(Θ) < 0 significa que la bacteria se encuentra en un lugar rico en nutrientes, J(Θ) = 0 representa un lugar neutro y J(Θ) > 0 representa un lugar nocivo. De esta forma, la función definida en (2.47), constituye la posición de cada miembro de la colonia de s bacterias en el j-ésimo paso quemotáctico, de la k-ésima generación, del l-ésimo evento de eliminación y dispersión (Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

$$P(j,k,l) = \{\theta^{i}(j,k,l) \mid i = 1,2,...s\}$$
(2.47)

De esta forma, J (i, j, k, l) representa la función de costo de la i-ésima bacteria en la posición θ i (j, k, l).

En la figura 2.6 se muestra el proceso de búsqueda de las bacterias de la solución de menor costo (Passino, 2002).



Figura 2.6. Proceso de búsqueda de las bacterias de la solución de menor costo: (a) movimiento inicial de las bacterias, (b) búsqueda después de un evento de eliminación-dispersión, (c) localización de la solución de menor costo (Passino, 2002).

En resumen, el AFB desarrollado determina la dirección del paso de cada una de las bacterias de la población total, en búsqueda de gradientes positivos que permitan mejorar la función de costo. En cada generación, las bacterias ubicadas en concentraciones altas de nutrientes (funciones de costo bajas) se reproducirán, y aquellas con funciones de costo altas, se eliminarán. Eventualmente, pueden ocurrir eventos de dispersión que reubiquen algunas de las bacterias al azar, buscando posibles cambios en el ambiente (Noriega, Restrepo, Aller, Giménez & Guzmán, 2010).

Una descripción más detallada de los fundamentos del AFB desde el punto de vista químico, físico y biológico se presenta en (Passino, 2002).

2.2.3 Funciones objetivo

Para determinar los parámetros de los circuitos de la figura 2.1, se desarrollan dos algoritmos de forraje bacterial secuenciales con sus respectivas funciones objetivo. La primera función objetivo permite estimar los parámetros (xs, rm, xm y rr) correspondientes al circuito equivalente de secuencia positiva de la componente fundamental. Con los resultados de estos parámetros, la segunda función objetivo permite determinar los parámetros (rr y xr) correspondientes al circuito de secuencia negativa de la componente fundamental y a los circuitos correspondientes a la secuencia propia y contraria de cada orden de armónico. El resto de los parámetros se obtienen al aplicar las consideraciones del acápite 2.2.2.

Un enfoque, en que primero se determinan los parámetros del circuito de secuencia positiva de la componente fundamental y con estos se obtienen el resto de los parámetros, fue utilizado en Gharakhani (2012); y Gómez (2006), pero solo para el análisis con desbalance de tensión. En este trabajo, se utiliza esta idea para el desarrollo por primera vez, de un procedimiento que combina el uso del circuito equivalente en estado estacionario y un algoritmo de forraje bacterial como herramienta de optimización, para el análisis de la eficiencia de motores asincrónicos trabajando en presencia de armónicos junto a desbalance de tensión.

La primera función objetivo la compone la suma del error relativo entre las potencias y corrientes de entrada calculadas y estimadas para este caso.

$$MinJ = \left|\frac{Pent_{fund,P,est}}{Pent_{fund,P,cal}} - 1\right|^2 + \left|\frac{\overline{Is}_{fund,P,est}}{\overline{Is}_{fund,P,cal}} - 1\right|^2$$
(2.48)

Donde:

respectivamente, (A).

MinJ: **Min JMin J** Función objetivo; Pent_{fund,P,cal}, Pent_{fund,P,cal}, Pent_{fund,P,cal}, Potencia de entrada de secuencia positiva de la componente fundamental calculada a partir de las mediciones y estimada del circuito equivalente, respectivamente, (W); $Is_{fund,P,cal}$, $Is_{fund,P,cal}$: Corriente de fase de secuencia positiva de la componente fundamental calculada a partir de las mediciones y estimada del circuito equivalente, respectivamente,

La potencia de entrada de secuencia positiva de la componente fundamental calculada se obtiene a partir de las mediciones de las tensiones y corrientes de línea aplicando la ecuación (2.43), considerando solamente la tensión de fase y corriente de fase de secuencia positiva de la componente fundamental. A continuación se muestra la ecuación para este caso.

$$Pent_{fund,P,cal} = 3 \cdot \Re \left(\left(\overline{Vs}_{fund,P,cal} \right) \cdot \left(\overline{Is}_{fund,P,cal} \right) \right) \quad (W) \quad (2.49)$$

Donde:

 $Vs_{fund,P,cal}$: Tensión de fase de secuencia positiva de la componente fundamental calculada a partir de las mediciones (V); $\overline{Is}_{fund,P,cal}$: Corriente de fase de secuencia positiva de la componente fundamental calculada a partir de las mediciones (A); Los valores de $\overline{Vs}_{fund,P,cal} \in \overline{Is}_{fund,P,cal}$

constituyen los primeros elementos de los vectores $[\bar{v}_{s}^{k_{p}}]$, e $[\bar{t}_{s}^{k_{p}}]$, respectivamente.

La potencia de entrada se estima a partir de la resistencia total del circuito equivalente de secuencia positiva de la componente fundamental y la correspondiente corriente efectiva de fase, según la ecuación siguiente:

$$Pent_{fund,P,est} = 3 \cdot \left(\overline{Is}_{fund,P,cal}\right)^2 \cdot R_{fund,P,est} \quad (W) \quad (2.50)$$

Donde:

 $R_{fund,P,est}$: Resistencia del circuito equivalente de secuencia positiva de la componente fundamental (Ω).

La resistencia $R_{tund,P,est}$ se determina como la parte real de la impedancia del circuito equivalente de secuencia positiva de la componente fundamental:

$$R_{fund,P,est} = \Re \left(\bar{Z}_{fund,P,est} \right) \tag{(2)}$$

Donde:

 $Z_{fund,P,est}$: Impedancia del circuito equivalente de secuencia positiva de la componente fundamental (Ω).

Esta impedancia es la equivalente del circuito que se analiza y se representa como:

$$\begin{split} & \bar{Z}_{fund,P,ost} \\ &= r_s + j x_{sFUND} \\ &+ \frac{(r_m + j x_{mFUND}) \cdot \left(r_{rFUND,P} + j x_{rFUND,P} + r_{adFUND} + r_{rFUND,P} \cdot \left(\frac{1-S}{S} \right) \right)}{r_m + j x_{mFUND} + r_{rFUND,P} + j x_{rFUND,P} + r_{adFUND} + r_{rFUND,P} \cdot \left(\frac{1-S}{S} \right)} \end{split} \tag{\Omega}$$

Donde:

 $r_{rFUND,P}$: Resistencia del rotor de secuencia positiva de la componente fundamental (Ω); $x_{rFUND,P}$: Reactancia del rotor de secuencia positiva de la componente fundamental (Ω).

En la ecuación (2.48) la corriente de fase de secuencia positiva de la componente fundamental estimada se obtiene como:

$$\overline{Is}_{fund,P,est} = \frac{\overline{Vs}_{fund,P,cal}}{\overline{Z}_{fund,P,est}} \qquad (A)$$
(2.53)

La segunda función objetivo está compuesta por los términos que se muestran en la ecuación (2.54).

Donde:

$$MinK = \left| \frac{\bar{Z}_{fund,N,est}}{\bar{Z}_{fund,N,cal}} - 1 \right|^{2} + \left| \frac{\bar{Z}^{k_{p}}{}_{p,est}}{\bar{Z}^{k_{p}}{}_{p,cal}} - 1 \right|^{2} + \left| \frac{\bar{Z}^{k_{p}}{}_{N,est}}{\bar{Z}^{k_{p}}{}_{N,cal}} - 1 \right|^{2} + \left| \frac{\bar{Z}^{k_{N}}{}_{p,est}}{\bar{Z}^{k_{N}}{}_{p,cal}} - 1 \right|^{2} + \left| \frac{\bar{Z}^{k_{N}}{}_{N,est}}{\bar{Z}^{k_{N}}{}_{N,cal}} - 1 \right|^{2}$$

$$(2.54)$$

MinK: Función objetivo $\overline{Z}_{fund,N,est}, \overline{Z}_{fund,N,cal}$: Impedancia de secuencia negativa de la componente fundamental

estimada y calculada, respectivamente (Ω); $[\bar{Z}^{k_p}{}_{P,est}]$, $[\bar{Z}^{k_p}{}_{P,cal}]$ Vectores de las impedancias de la secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva estimada y calculada, respectivamente (Ω); $[\bar{Z}^{k_N}{}_{N,est}]$, $[\bar{Z}^{k_p}{}_{N,cal}]$: Vectores de las impedancias de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva estimada y calculada, respectivamente (Ω); $[\bar{Z}^{k_N}{}_{P,est}]$, $[\bar{Z}^{k_N}{}_{P,cal}]$: Vectores de las impedancias de la secuencia contraria de los armónicos de secuencia negativa estimada y calculada, respectivamente (Ω); $[\bar{Z}^{k_N}{}_{N,est}]$, $[\bar{Z}^{k_N}{}_{N,cal}]$: Vectores de las impedancias de la secuencia propia de los armónicos de secuencia negativa estimada y calculada, respectivamente (Ω).

La impedancia $Z_{fund,N,cal}$ y las impedancias de los vectores $[\bar{Z}^{k_p}{}_{P,cal}], [\![\bar{Z}^{k_p}{}_{N,cal}], [\![\bar{Z}^{k_N}{}_{P,cal}], [\![\bar{Z}^{k_N}{}_{N,cal}]\!]$ se calculan a partir del espectro de tensiones y corrientes de línea medidas en la entrada del motor, aplicando las ecuaciones 2.11 y 2.12.

La impedancia $\overline{Z}_{fund,N,est}$ es la equivalente del circuito de secuencia negativa de la componente fundamental y se determina como:

$$Z_{fund,N,est}$$

$$= r_{s} + jx_{sFUND}$$

$$+ \frac{(r_{m} + jx_{mFUND}) \cdot \left(r_{rFUND,N} + jx_{rFUND,N} + r_{rFUND,N} \cdot \left(\frac{S-1}{2-S}\right)\right)}{r_{m} + jx_{mFUND} + r_{rFUND,N} + jx_{rFUND,N} + r_{rFUND,N} \cdot \left(\frac{S-1}{2-S}\right)} \qquad (\Omega)$$

Los elementos de los vectores $[\bar{Z}^{k_{p}}{}_{P,est}]$ y $[\bar{Z}^{k_{N}}{}_{N,est}]$, son las impedancias equivalentes del circuito de la figura 2.1 (a) y se determinan como:

$$\begin{split} \bar{Z}^{k_{p}k_{N}}{}_{p_{N,est}} &= r_{s} + jx_{sk} \\ &+ \frac{(r_{m} + jx_{mk}) \cdot \left(r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} + r_{ad}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} + jx_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} + r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} \cdot \left(\frac{\pm (1 - S)}{k \pm (S - 1)} \right) \right)}{r_{m} + jx_{mk} + r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} + r_{ad}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} + jx_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} + r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{PN} \cdot \left(\frac{\pm (1 - S)}{k \pm (S - 1)} \right)} \end{split}$$
(\Omega)

Donde:

 $\bar{Z}^{k_pk_N}{}_{PN,est}: \text{Se refiere a las impedancias totales de secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva <math>[\bar{Z}^{k_p}{}_{P,est}] \text{ y}$ de secuencia negativa $[\bar{Z}^{k_N}{}_{N,est}] (\Omega); r_r^{k_pk_N}{}_{PN} : \text{Se refiere a las resistencias del rotor de secuencia propia de los armónicos de secuencia positiva <math>r_r^{k_p}{}_{PN} \text{ y}$ de secuencia negativa $r_r^{k_n}{}_{N}(\Omega); r_{ad}{}_{PN} \text{ y}$: Se refiere a las resistencias del secuencia positiva $r_r^{k_p}{}_{P} \text{ y}$ de secuencia positiva $r_r^{k_p}{}_{PN} \text{ y}$ de secuencia positiva $r_r^{k_p}{}_{PN} \text{ y}$ de secuencia positiva $r_r^{k_p}{}_{PN} \text{ y}$ de secuencia positiva de los armónicos de secuencia positiva $r_{ad_p}{}_{PN} \text{ y}$ de secuencia positiva de los armónicos de secuencia positiva $r_{ad_p}{}_{PN} \text{ y}$ de secuencia negativa $r_{ad_N}^{k_p} (\Omega); x_r^{k_pk_N}{}_{PN} :$ Se refiere a las resistencias reactancias del rotor de secuencia propia de los armónicos de secuencia negativa (\Omega).

En la resistencia variable con el deslizamiento de los signos (\pm) , el signo (+) se utiliza para la estimación de las impedancias de secuencia propia de los armónicos de

secuencia positiva $\overline{Z}^{k_{p}}{}_{P,est}$ y el signo (–) para la estimación de las impedancias de secuencia propia de los armónicos de secuencia negativa $\overline{Z}^{k_{N}}{}_{N,est}$.

Los elementos de los vectores $[\bar{Z}^{k_{p}}_{N,est}]y[\bar{Z}^{k_{N}}_{P,est}]$ son las impedancias equivalentes del circuito de la figura 2.1 (b) y se determinan como:

$$= r_{s} + jx_{sk}$$

$$+ \frac{(r_{m} + jx_{mk}) \cdot \left(r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{NP} + jx_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{NP} + r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{NP} \cdot \left(\frac{\pm(1-S)}{k\pm(S-1)}\right)\right)}{r_{m} + jx_{mk} + r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{NP} + jx_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{NP} + r_{r}^{k_{p}k_{N}}{}_{NP} \cdot \left(\frac{\pm(1-S)}{k\pm(S-1)}\right)} \quad (\Omega)$$

Donde:

ak ku

 $\bar{Z}^{k_pk_N}{}_{NP,est}$: Se refiere a las impedancias totales de secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva

 $\overline{Z}^{k_p}{}_{N,est}$ y de secuencia negativa $\overline{Z}^{k_N}{}_{P,est}(\Omega)$; $r_r^{k_pk_N}{}_{NP}$: Se refiere a las resistencias del rotor de secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva $r_r^{k_p}{}_N$ y de secuencia negativa $r_r^{k_N}{}_P(\Omega)$; $x_r^{k_pk_N}{}_{NP}$: Se refiere a las reactancias del rotor de secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva $x_r^{k_p}{}_N$ y de secuencia positiva $x_r^{k_p}{}_N$ (Ω); $x_r^{k_pk_N}{}_{NP}$: Se refiere a las reactancias del rotor de secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva $x_r^{k_p}{}_N$ y de secuencia negativa $x_r^{k_N}{}_P(\Omega)$.

En la resistencia variable con el deslizamiento de los signos (\mp), el signo (-) se utiliza para la estimación de las impedancias de secuencia contraria de los armónicos de secuencia positiva $\bar{Z}^{k_p}{}_{N,est}$ y el signo (+) para la estimación de las impedancias de secuencia contraria $\bar{Z}^{k_N}{}_{P,est}$ de los armónicos de secuencia negativa.

2.2.4 Diagrama del procedimiento

Los pasos fundamentales del procedimiento son los siguientes:



- Descomponer en componentes de secuencia las tensiones y corrientes de línea medidas de cada armónico y obtener los correspondientes valores de fase (ecuaciones 2.1 y 2.2), respectivamente.
- Calcular la potencia de entrada (ecuación 2.49) y la corriente de fase de secuencia positiva de la componente fundamental (de la ecuación 2.2), así como, las impedancias de fases de la secuencia propia y contraria de cada armónico (ecuaciones 2.11 y 2.12).
- Obtener los parámetros (x_s, r_m, x_m y r_r) del circuito equivalente de secuencia positiva de la componente fundamental, mediante la aplicación del AFB 1 con la función objetivo (2.48), empleando además, los datos de chapa, la velocidad en el eje y la resistencia del estator. El resto de los parámetros de este circuito se obtiene aplicando las consideraciones explicadas en el acápite 2.2.2.
- 4. Con los valores de estos parámetros como referencia, se aplica el AFB 2 con la función objetivo (2.54), obteniéndose los parámetros (r, y x,) correspondientes al circuito de secuencia negativa de la componente fundamental, y de los circuitos de secuencia propia y contraria de los armónicos de orden superior. El resto de los parámetros de estos circuitos se obtienen aplicando las consideraciones explicadas en el acápite 2.2.2.
- Con los parámetros determinados y las corrientes de los circuitos se calcula la potencia de salida (ecuación 2.45), la eficiencia (ecuación 2.46), las pérdidas (ecuaciones 2.22, 2.23, 2.35, 2.40 y 2.41), y otras características operacionales para el estado de carga analizado.

En la figura 2.7 se muestra el diagrama del procedimiento desarrollado.



Figura 2.7. Diagrama del procedimiento.

Los dos AFB desarrollados presentan en común los pasos siguientes (Sakthivel, Bhuvaneswari & Subramanian, 2010):

Paso 1: Inicializar los parámetros del AFB:

p: Dimensión del problema de optimización (igual a los parámetros incógnitas).

Para (AFB 1): p = 4; $(x_s, r_m, x_m y r_r)$.

Para (AFB 2): $p=2+4 \cdot n_a$; (r_r y x_r) del circuito de secuencia negativa de la componente fundamental y de la secuencia propia y contraria correspondiente a cada orden de armónico. La variable n_a se refiere a la cantidad de armónicos que se analizan.

- s: Número de población de bacterias.
- Nc: Número de pasos quemotácticos para producir un evento de reproducción.
- Nre: Número de eventos de reproducción para producir un evento de eliminación y dispersión.
- Ned: Número de eventos de eliminación-dispersión para terminar el programa.
- Ns: Número de desplazamientos.
- Sr: Número de reproducción de bacterias por generación.
- Ped: Probabilidad de que cada bacteria sea eliminada y dispersa.

Paso 2. Generar las posiciones de los parámetros del circuito equivalente aleatoriamente para una población de bacterias.

Paso 3. Evaluar la posición de cada bacteria en la población según el cumplimiento de la función objetivo.

Paso 4. Modificar las posiciones de todas las bacterias usando los procesos de desplazamiento. Cada coordenada de la posición de una bacteria se corresponde con un parámetro desconocido del circuito equivalente del motor.

Paso 5. Ejecutar las operaciones de reproducción y eliminación-dispersión.

Paso 6. Si se alcanza el número máximo de pasos quemotácticos, de reproducción y de dispersióneliminación, ir al paso 7, si no, ir al paso 4.

Paso 7. Obtención de las variables de salida en correspondencia con las bacterias mejor evaluadas.

En la figura 2.8 se representa el diagrama de bloques del AFB (Mangaraj, Misra & Sanyal, 2011.).

En el diagrama de bloques del AFB las condicionales tienen el significado siguiente (Tripathy & Mishra, 2007):

(Ned < I): ¿Se han producido la cantidad de eventos de eliminación y dispersión necesarios para terminar el programa?

(K > Nre): ¿Se han producido la cantidad de eventos de reproducción necesarios para producir un evento de eliminación y dispersión?

(j > Nc): ¿Se han producido la cantidad de pasos quemotácticos necesarios para producir un evento de reproducción?

(J(i,j) < (J(i,j-1)); ¿La nueva función de costo es mejor que la anterior?

(SW(i) < Ns): ¿Se ha alcanzado el número máximo de desplazamientos?

(i> B): ¿Se han recorrido todas las bacterias?

El procedimiento propuesto permite analizar el efecto de los armónicos y el desbalance de tensión en las características operacionales del motor, pues combina los modelos circuitales empleados para el análisis en presencia de ondas de tensiones sinusoidales balanceadas, desbalanceadas y no sinusoidales. Además, tiene en cuenta la variación de los parámetros del motor por el efecto superficial y por la influencia de las frecuencias múltiples de los armónicos. En la siguiente sección se mostrará la precisión del método se comparan los resultados obtenidos con su aplicación, con mediciones experimentales tanto en condiciones de laboratorio como industriales.

CAPÍTULO III. EVALUACIÓN DEL MÉTODO Y APLICACIÓN EN CONDICIONES INDUSTRIALES

s necesario mostrar la calidad de los resultados cuando se aplica el procedimiento mostrado anteriormente en condiciones de laboratorio e industriales. Para esto se ensayaron en el laboratorio dos motores de 0,55 kW y 1,5 kW, para cuatro condiciones que incluyeron el análisis con tensiones balanceadas sinusoidales, balanceadas con armónicos y desbalanceadas con armónicos. El procedimiento se aplicó en condiciones industriales a un motor de 12,6 kW, para varios estados de carga y en presencia de armónicos y desbalance de tensión. Debido al carácter variable del comportamiento de los armónicos en condiciones industriales, se realizó un análisis estadístico para la caracterización de su comportamiento.

3.1 Evaluación experimental del procedimiento

Datos de la estación experimental

El procedimiento propuesto se evaluó ensayando dos motores, uno de 0,55 kW y otro de 1,5 kW para varios estados de carga, en presencia de armónicos y desbalance de tensión. Las mediciones se realizaron en un banco de prueba de motores. El desbalance de tensión y los armónicos fueron generados por una fuente programable trifásica marca "Agilent Tecnologies" modelo HP6834B. Esta fuente es capaz de entregar hasta 4,5 kVA y tensiones por fase de hasta 300 V con amplitud, forma, y fase programables. Las mediciones eléctricas se efectuaron con el analizador de redes "Fluke 435" [96]. La potencia de salida fue medida con un dinamómetro y la velocidad con un tacómetro óptico. Estos instrumentos poseen una precisión que cumple con lo establecido por las normas (ANSI-IEEE, 2004), (IEC, 2007). En la figura 3.1 se muestran fotos del banco de prueba.





Figura 3.1. Instalación experimental utilizada.

(a) banco de pruebas.

(b) fuente programable trifásica "Agilent Tecnologies".

Las características metrológicas de los instrumentos y equipos empleados en el experimento se observan en la tabla 3.1.

Tabla 3.1. Características metrológicas de los instrumentos utilizados.

Dispositivos	Características		
Fuente programable trifá-	Potencia máxima: 4,5 kVA.		
sica Agilent HP6834B.	Tensión máxima: 300 V.		
	Potencia de entrada; Precisión ± 1%.		
	1-600 V rms; Precisión: ± 1% de la		
Analizador de redes:	tensión nominal.		
Fluke 435.	0-20 kA rms; Precisión: ± 0,5%.		
	Armónicos 1-50; Precisión: ± 0,5%		
	de la tensión nominal.		
Dinomómetro, Fleemeeer	220 V; 2,3 A; 1000 rpm; Precisión:		
Dinamometro. Electriecal	0,1 % a plena escala.		
Tacómetro óptico: Prova	Precisión: ± 0,01 %.		
Instrument SA RM 1501.			

En la figura 3.2 se muestra el diagrama de la estación experimental.

(a)



Experimentos en los motores

En la tabla 3.2 se presentan los datos nominales de los motores utilizados durante la evaluación experimental.

Tabla 3.2. Datos nominales de los motores 1 y	12
---	----

Especificaciones	Motor 1	Motor 2	
Madala		SIEMENS	
IVIOUEIO	SILIVILING SIVI ILAZ 053-4	OR616-6	
Potencia (kW)	0,55	1,5	
Eficiencia (%)	77	77	
Tensión (V)	380	380	
Corriente (A)	1,6	4	
Frecuencia (Hz)	50	50	
Factor de potencia	0.69	0.74	
(p.u)	0,00	0,74	
Polos	4	6	
Velocidad (rpm)	1380	930	
Conexión	Estrella	Estrella	
Aislamiento	В	В	
Diseño	А	A	
r _s a 25 °C (Ω)	11,4	3,85	

A continuación se presentan los resultados de la aplicación del procedimiento a los dos motores, bajo operación con tensiones desbalanceadas con armónicos de 5to y 7mo orden. El análisis del funcionamiento energético del motor en esta condición de operación, esto es, en presencia de armónicos y desbalance de tensión, constituye el objetivo fundamental del procedimiento propuesto que se quiere mostrar en esta monografía.

En las tablas 3.3 y 3.4 se muestran las mediciones en los motores 1 y 2, respectivamente para varios estados de carga (EC).

Tabla 3.4. Mediciones para el motor 2.

EC	1	2	3	4
Vs.	220,4	220,3	220,2	220,1
ls, _{fund P}	2,87	3,08	3,48	4,22
Vs, _{5to N}	32,6	32,9	33,1	33,4
Is, sto N	0,63	0,67	0,67	0,67
Vs,-	22	22	22,1	22,3
Is.	0.33	0.33	0,33	0.33
Vs.	3.47	3,45	3,45	3.5
ls.	0.54	0.56	0.52	0.53
Vs, stars	1,27	1,28	1,15	1,06
IS.	0.052	0.052	0,052	0.048
Vs	0.72	0.77	0,62	0.63
Is	0.044	0.044	0.044	0.044
PVU	2.78	2.77	2.76	2.81
Vel.	989	974	961	870
Frec.	50	50	50	50
P	737,4	1106,7	1527,2	2077,6
Pat	370,4	729,6	1079,7	1304,2

Las mediciones muestran significativos niveles de porcentaje de desbalance de tensión con valores de PVU superior al 3% en el motor 1 y al 2% en el motor 2.

En la figura 3.3 se muestra el espectro del factor de distorsión de tensión de los estados de carga analizados en los motores 1 y 2. En esta figura se observa que los niveles de armónicos son elevados, con valores del FDT del armónico de 5to orden cerca del 20% y del armónico de 7mo orden alrededor del 15% en el motor 1. En el motor 2 el FDT del armónico de 5to orden supera el 14%, mientras que el FDT del armónico de 7mo orden se encuentra alrededor del 10%.





Figura 3.3. Espectro del FDT del motor 1 (a) y del motor 2 (b).

En las figuras 3.4 y 3.5 se muestra la combinación del desbalance y los armónicos, en la forma de onda de las tensiones y corrientes correspondiente al estado de carga 5 del motor 1, y al estado de carga 4 del motor 2.



Figura 3.4. Señales de la tensión de línea (a) y corriente de línea (b) en el motor 1 para el estado de carga 5.



Figura 3.5. Señales de la tensión de línea (a) y corriente de línea (b) en el motor 2 para el estado de carga 4.

La forma de onda en las tensiones muestra una apreciable distorsión y desbalance; esto se aprecia con mayor claridad en la forma de onda de las corrientes. En las tablas 3.5 y 3.6 se comparan los resultados obtenidos por el método propuesto y las mediciones realizadas en ambos motores. En la figura 3.6 se muestran los gráficos con estos resultados.

Tabla 3.5. Comparación entre los resultados medidos y estimados para la condición 4 del motor 1.

	Fac-	Potencia	Potencia	Eficien-	Fficiencia	
EC	tor de	de salida	de salida	cia		Error
	carga	(medida)	(estimada)	(medida)		(%)
	(%)	(W)	(W)	(%)	(%)	
1	21	114,6	118,97	34,8	36,11	3,76
2	41	224,0	229,65	50,5	51,72	2,42
3	60	327,6	333,4	61,7	62,81	1,80
4	78	429,9	434,18	67,2	67,86	0,98
5	100	550,6	552,95	70,1	70,41	0,44

Tabla 3.6. Comparación entre los resultados medidos y estimados para la condición 4 del motor 2.



Figura 3.6. Gráficos de la eficiencia medida y estimada en el motor 1 (a) y motor 2 (b).

100

30 40 50 60 70 80

Factor de carga (%)

(b)

Como se observa, el procedimiento permite obtener resultados con una buena exactitud para los estados de carga analizados, con porcentajes de error en el cálculo de la eficiencia inferior al 2% para condiciones de carga por encima del 50% aproximadamente.

3.2 Análisis de repetitividad

60

Factor de carga (%)

(a)

40

80

Los parámetros de los circuitos de la figura 2.1, se determinan a partir de la solución de un sistema de ecuaciones, donde la cantidad de parámetros incógnitos es mayor que la cantidad de ecuaciones conocidas, lo que trae consigo infinitas soluciones. Para lograr que la solución del algoritmo converja siempre a valores próximos, la cantidad de parámetros incógnitos se disminuyen, mediante las consideraciones descritas en el acápite 2.2.2.

Por otro lado, los algoritmos de optimización evolutivos convergen a soluciones aproximadas cercanas al óptimo, pero no siempre únicas. Es por eso que para comprobar que el procedimiento garantiza resultados con poca dispersión, para diversas corridas correspondientes a un mismo estado de carga, se necesita realizar un análisis de repetitividad.

En la figura 3.7 se muestran los gráficos de los resultados de la potencia de salida y la eficiencia estimadas, obtenidos a partir de las repeticiones de las corridas pertenecientes al estado de carga 4 de la condición 4 del motor 2. En los gráficos se presentan además, el valor mínimo, máximo, promedio y la desviación estándar.



Figura 3.7. Repetitividad en la estimación de la potencia de salida (a) y en la estimación de la eficiencia (b).

Los resultados demuestran que, aunque las soluciones del procedimiento no son únicas, estas convergen a valores próximos, con una desviación estándar que no supera el 0,6% del valor promedio tanto para la potencia de salida como para la eficiencia.

3.3 Comparación del procedimiento con otros métodos

El procedimiento propuesto en este trabajo, es comparado con los métodos implementados en el "MotorMaster+International" (MM+I) (DOE, 2011) y el método del momento en el entrehierro modificado (Lu, Habetler & Harley, 2008) aplicando las ecuaciones 1.5, 1.6 y 1.7. En la figura 3.8 se muestran los gráficos de la eficiencia en los motores 1 y 2, respectivamente, obtenidos por los métodos mencionados y el procedimiento propuesto para la condición 4.



Figura 3.8. Gráficos de la eficiencia en el motor 1(a) y en el motor 2 (b) para la condición 4.

En la figura: Medición: Eficiencia medida; AFB: eficiencia estimada aplicando el procedimiento propuesto basado en el algoritmo de forraje bacterial; MM (Corriente): eficiencia estimada por el MM+I aplicando el método de la corriente para la estimación del factor de carga; MM (Deslizamiento): eficiencia estimada por el MM+I aplicando el método del deslizamiento para la estimación del factor de carga; MM (Potencia): eficiencia estimada por el MM+I aplicando el método del método de la potencia para la estimación del factor de carga; MM (Potencia): eficiencia estimada por el MM+I aplicando el método de la potencia para la estimación del factor de carga; MOM (Potencia): eficiencia estimada por el MM+I aplicando el método de la potencia para la estimación del factor de carga; MOMento entrehierro: eficiencia estimada aplicando el método del momento en el entrehierro modificado.

En los gráficos se observa que de todos los métodos empleados, el del procedimiento propuesto en este trabajo es el de mayor exactitud, mientras que con el método MM (Corriente) se obtienen los peores resultados.

El método del momento en el entrehierro por su parte, ofrece resultados aceptables en los dos últimos estados de carga del motor 1 (Figura 3.8 a), mientras que en el resto de los estados de carga las exactitudes de los resultados empeoran. En el motor 2 (Figura 3.8 b), aunque el gráfico de eficiencia por el método del momento en el entrehierro es de similar comportamiento en su forma que el gráfico de la eficiencia medida (incluyendo plena carga), la diferencia de los valores es significativa.

Estos resultados confirman lo expuesto en el epígrafe 1.4 en cuanto a la inexactitud de otros métodos para la determinación de la eficiencia in situ, cuando están presentes armónicos y desbalance de tensión.

3.4 Aplicación del procedimiento en condiciones industriales

El procedimiento propuesto fue aplicado en el área del laboratorio de pruebas de motores de la Unidad de Negocios de la Refinería "Camilo Cienfuegos" de la ciudad de Cienfuegos. Este laboratorio posee un banco de prueba de motores del fabricante WEKA, tipo MT-50 que ofrece la posibilidad de probar motores para varios estados de carga. El banco presenta un sistema de medición de alta precisión para medir el momento, la velocidad y la potencia en el eje del motor.

Las mediciones eléctricas se realizan con el medidor de energía EP 600 EnergyPro. La resistencia del estator se mide con un micro-óhmetro digital. La tabla 3.7 muestra las características metrológicas de los instrumentos de medición empleados.

Para provocar las condiciones de desbalance de tensión en presencia de armónicos, se coloca una resistencia de 5,35 Ω en una de las fases de alimentación al motor. Aunque en este caso se puede comparar la potencia de salida estimada y medida, no puede considerarse como un experimento controlado, ya que si bien se puede controlar la carga del motor, la alimentación eléctrica no es ajustable, pues esta se realiza directamente desde la red de suministro eléctrico industrial.

Tabla 3.7. Características metrológicas de los instrumentos de medición.

Dispositivos	Características				
Medidor de energía	Tensión: 0-600 VAC				
	Corriente: 10 A, 100 A, 200 A, 300 A,				
	1000 A, 3000 A.				
	Precisión: 0,5 % a plena escala.				
Sensor de momento	Momento: 0-400 N·m.				
	Precisión: 0,1 % a plena escala.				
Sensor de velocidad	Velocidad: 0-4500 rpm.				
	Precisión: ±0,01%.				
Micro-óhmetro	Tipo: PME-100.				
	Precisión: ±0,25% a plena escala.				
Termómetro	Precisión: ± 0,5 °C a plena escala.				

En la tabla 3.8 se presentan los datos del motor objeto de estudio.

dio
(

Modelo	Lammers, Elektromaschinenfabrik
Potencia (kW)	12,6
Eficiencia (%)	90
Tensión (V)	460
Corriente (A)	19,8
Frecuencia (Hz)	60
Factor de potencia (p.u)	0,89
Polos	2
Velocidad (rpm)	3540
Conexión	delta
Aislamiento	F
Diseño	В
r _s a 32,5 °C (Ω)	1,163

En la tabla 3.9 se presentan las mediciones realizadas al motor para cuatro estados de carga. Estas mediciones mostraron un predominio de armónicos de tensión y corriente de 5to y 7mo orden, siendo el más significativo el armónico de 5to orden. El resto de los armónicos son despreciables.

Tabla 3.9. Mediciones.

EC	1	2	3	4	5
Vs,	220,8	220,8	220,7	220,7	220,7
ls, _{fund P}	1,32	1,35	1,35	1,42	1,55
Vs, _{510 N}	43,5	43,5	43,7	43,7	43,9
ls, _{5to.N}	0,53	0,53	0,53	0,53	0,5
Vs, _{7mo.P}	32,8	32,9	32,9	33	33,1
ls, _{7mo.P}	0,3	0,3	0,3	0,3	0,3
Vs, _{fund N}	3,7	3,7	3,7	3,7	3,7
ls, _{fund N}	0,28	0,26	0,25	0,27	0,26
Vs, _{510,P}	1,58	1,61	1,66	1,7	1,58
ls, _{sto.P}	0,049	0,046	0,049	0,049	0,016
Vs, _{7mo.N}	1,17	1,29	1,18	1,16	1,39
ls, _{7mo.N}	0,005	0,005	0,006	0,006	0,006
PVU	3,08	3,08	3,07	3,07	3,07
Vel.	1479	1463	1447	1429	1403
Frec.	50	50	50	50	50
Pent	329,4	444	530,8	639,8	785,3
P _{sal}	114,6	224	327,6	429,9	550, 6
FC	1	0	2	1	

EC	1	2	3	4
Vs.	454.4	447	449.2	434.4
Tuna,P	,		,	,
ls.	5.92	8.73	9.21	11.25
fund,P			-,	,

	1	1	r	<u> </u>
Vs, _{5to N}	17,6	16,14	17,3	16
ls, _{510 N}	0,24	0,3	0,31	0,39
Vs, _{7mo.P}	5,5	8,37	6,78	6,01
ls, _{7mo P}	0,12	0,13	0,15	0,2
Vs,	11,4	18,8	37,5	30,2
Is,	4,9	5,6	5,43	4,4
Vs, stop	5,08	7,88	4,03	6,6
Is, _{510 P}	0,059	0,097	0,1	0,19
Vs,-	0,15	0,55	0,81	1,89
ls,	0,056	0,029	0,019	0,038
PVU	1,32	4,14	7,79	6,80
Vel.	3576	3558	3555	3540
Frec.	59,95	60,20	59,61	60,25
Pent	6265	9855,5	10438	12829
P	5600	8600	9300	11100

Las mediciones muestran que el porcentaje de desbalance de tensión, se incrementa con el aumento de la carga del motor, alcanzando valores significativos. Esto se debe a la presencia de la resistencia fija en una de las fases.

En la tabla 3.10 se presenta el valor del factor de distorsión de tensión de los armónicos de 5to y 7mo orden para cada estado de carga. En la figura 3.9 se representa el espectro correspondiente.



Tabla 3.10. Valores del FDT para los cuatro estados de carga.

Figura 3.9. Espectro del FDT.

La tabla del FDT y su respectivo gráfico corroboran la preponderancia del armónico de 5to orden. Para este orden de armónicos, las tensiones de línea Vab y Vbc

presentan valores de FDT por encima del 4%, superior a los alcanzados por la tensión de línea Vca cuyos valores no sobrepasan el 3%. Los valores del FDT correspondientes al armónico de 7mo orden, por su parte, no superan el 2%.

En la figura 3.10 se muestran las formas de ondas de tensión y corriente correspondiente al estado de carga 4. En esta figura se aprecia el desbalance y distorsión en las formas de onda.



Figura 3.10. Señales de la tensión de línea (a) y corriente de línea (b) para el estado de carga 4.

Una vez comprobado estadísticamente que las magnitudes de corrientes y tensiones, se corresponden con los valores de las mediciones más frecuentes, se procede a la determinación de la eficiencia y la potencia de salida del motor empleando el procedimiento descrito.

En la tabla 3.11 se muestra una comparación entre los resultados obtenidos por el método propuesto y las mediciones realizadas en el motor.

Tabla 3.11. Comparación entre los resultados medidos y los

obtenidos del procedimiento.

EC	Factor de carga (%)	Potencia de salida (medida) (W)	Potencia de salida (estima- da) (W)	Eficien- cia (medi- da) (%)	Eficien- cia (estima- da) (%)	Error (%)
1	45	5600	5531	89,5	88,3	-1,35
2	69	8600	8723	87,4	88,5	1,26
3	74	9300	9415	89,2	90,2	1,13
4	89	11100	11182	86,6	87,2	0,65

Los errores en la determinación de la eficiencia presentaron valores inferiores al 2% en todos los estados de carga, y menores al 1% en el estado de carga 4. Esto demuestra una vez más la buena exactitud del procedimiento propuesto.

CONCLUSIONES

En resumen se ha mostrado mediante la evaluación experimental que el procedimiento descrito en esta monografía permite obtener resultados con exactitud, y con buena repetitividad en los mismos, con errores menores al 2% excepto, tal como sucede en otros métodos in situ reportados en la literatura, para baja carga.

Este procedimiento es aplicable en condiciones industriales, y garantiza resultados con buena exactitud. Esto quedó demostrado mediante su aplicación en un motor de 12,6 kW para varios estados de carga en presencia de armónicos y desbalance de tensión, con resultados satisfactorios en la estimación de la eficiencia.

Como se puede apreciar, se obtienen mejores resultados que si se aplican otros métodos reportados en la literatura.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- Abdelhadi, B., Benoudjit, A., & Nait Said, N. (2004). Identification of induction machine parameters using a new adaptive genetic algorithm. Electr. Power Components Syst., 32(8), pp.767-784.
- Aller, J. M. (2008). Máquinas eléctricas rotativas. Caracas: Equinoccio.
- ANSI-IEEE. (1993). IEEE Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems. IEEE Std 519-1992.
- ANSI-IEEE. (1995). IEEE Recommended practice for monitoring electric power quality . IEEE Std 1159-1995.
- ANSI-IEEE. (2004). IEEE Standard test procedure for polyphase induction motors and generators. IEEE Std 112-2004.
- Anwari, M., & Hiendro, A. (2010). New unbalance factor for estimating performance of a three-phase induction motor with under- and overvoltage unbalance. IEEE Transaction on Energy Conversion, 25(3), pp. 619-625.
- Aspalli, M. S., Shetagar, S. B., & Kodad, S. F. (2008). Estimation of induction motor field efficiency for energy audit and management using genetic algorithm. IEEE 3rd International Conference on Sensing Technology, pp. 440-445. Tainan, Taiwan.
- Atanasi, J. A. (2006). Contribución al estudio de las ondas de campo armónico y las pérdidas adicionales que se originan en los motores eléctricos de inducción asíncronos alimentados con convertidor de frecuencia en modulación del ancho de los impulsos. Universitat Politècnica de Catalunya, Terrasa, España.
- Bae, D., Kim, D., Jung, H. K., Hahn, S. Y., & Koh, C. (1997). Determination of induction motor parameters by using neural network based on FEM results. IEEE Trans. Magn., vol. 33, n.o 2, 1997, 33(2), pp. 1924-1927.
- Benaïdja, N. (2009). Softcomputing Identification Techniques of Asynchronous Machine Parameters: Evolutionary Strategy and Chemotaxis. Turk. J. Electr. Eng. Comput. Sci., 17(1), pp. 69-85.
- Bhushan, B., & Singh, M. (2011). Adaptive control of DC motor using bacterial foraging algorithm. Appl. Soft Comput., 11(8), pp. 4913-4920.
- Cao, W. (2009). Comparison of IEEE 112 and new IEC Standard 60034-2-1. IEEE Transaction on Energy Conversion, 24(3), pp. 802-808.

- Castro, A., & Ramos, A. (2008). Efectos de los armónicos en los motores de inducción. Tesis de Grado, Universidad de La Salle, Bogotá, Colombia.
- Chen, Y., & Pillay, P. (2002). An improved formula for lamination core loss calculations in machines operating with high frequency and high flux density excitation. 37th IAS Annual Meeting. Industry Applications Conference, 2002, pp. 759-766.
- Cummings, P. G. (1986). Estimating effect of system harmonics on losses and temperature rise of squirrel-cage motors . IEEE Transaction on Industry Applications, IA-22(6), 1121-1126.
- Çunka , M., & Sa , T. (2010). Efficiency determination of induction motors using multi-objective evolutionary algorithms. Adv. Eng. Softw., 41(2), pp. 255-261.
- DOE. (2003). MotorMaster+. US Departament of Energy.
- DOE. (2011). MotorMaster+International. USA.
- Domeki, H., et al. (2004). Investigation of benchmark model for estimating iron loss in rotating machine. IEEE Trans. Magn., 40(2), pp. 794-797.
- Eguiluz, L. I., Lavandero, P., Mañana, M., & Lara, P. (1999). Performance analysis of a three-phase induction motor under non-sinusoidal and unbalanced conditions. IEEE International Symposium on Diagnostic for Electrical Machines. Gijón, España.
- Ferreira, F. J., & De Almeida, A. T. (2008). Considerations on in-field induction motor load estimation methods. 18th International Conference on Electrical Machines, ICEM 2008, pp. 1-8.
- Fitzgerald, A. E., Kingsley, C., & Stephen, D. U. (2003). Electric Machinery 6ta ed. . McGraw-Hill Higher Education.
- Fuchs, E., & Masoum, M. A. (2011). Power quality in power systems and electrical machines . Academic Press.
- García, M. (2004). Eficiencia de los motores asincrónicos en presencia de ondas no sinusoidales. Tesis de Maestría, Universidad de Cienfuegos, Cienfuegos, Cuba.
- Gharakhani, A. (2012). Efficiency estimation of induction machines with limited measurements. Tesis doctoral. Quebec, Canadá: Concrdia University.
- Gharakhani, A., & Pillay, P. (2012). An in situ efficiency estimation technique for induction machines working with unbalanced supplies. IEEE Transactions on Energy Conversion, 27(1), pp. 85-95.

- Gharakhani, S. A., & Pillay, P. (2011). A novel evolutionary based in-situ efficiency estimation technique for induction machines working with unbalanced supplies.
 Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2011
 IEEE International, pp. 1563-1568.
- Gharakhani, S. A., & Pillay, P. (2012). Comparison of two methods for full-load in situ induction motor efficiency estimation from field testing in the presence of over/undervoltages and unbalanced supplies. IEEE Transactions on Industry Applications, 48(6), pp. 1911-1921.
- Gnacinski, P. (2009). Derating of an induction machine under voltage unbalance combined with over or undervoltages . Energy Conversion and Management, 50(4), pp. 1101-1107.
- Gómez, J. R. (2006). Determinación de la eficiencia de los motores asincrónicos con tensiones desbalanceadas en condiciones de campo. Tesis doctoral. Santa Clara, Villa Clara, Cuba: Universidad Central de Las Villas.
- Gómez, J. R., Quispe, E. C., de Armas, M. A., & Viego, P. R.
 (2008). Estimation of induction motor efficiency in-situ under unbalanced voltages using genetic algorithms.
 IEEE 2008 International Conference on Electrical Machines, pp. 1-4. Vilamoura, Portugal.
- Herndler, B. (2010). Non-intrusive efficiency estimation of inductions machines . Tesis de Maestría. Cape Town, Souht Africa: University of Cape Town.
- Herndler, B., Barendse, P., & Khan, M. A. (2011). Considerations for improving the non-intrusive efficiency estimation of induction machines using the air gap torque method. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp. 1516-1521. Niagara Falls.
- Hildebrand, E., & Roehrdanz, H. (2001). Losses in threephase induction machines fed by PWM converter. IEEE Transation on Energy Conversion, 16(3), pp. 228-233.
- Holmquist, J. R., Rooks, J. A., & Richter, M. E. (2004). Practical approach for determining motor efficiency in the field using calculated and measured values. IEEE Transations on Industry Applications , 40(1), pp. 242-248.
- Hossam-Eldin, A. A., & Hasan, R. M. (2006). Study of the effect of harmonics on measurments of the energy meters . ower Systems Conference, 2006. MEPCON 2006. Eleventh International Middle East, 2006, 2, pp. 547-550.

- Hsu, J. S. (1996). Supply-pollution (SP) loss in induction motor . IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. New York, USA.
- Hsu, J. S. (1998). Comparison of induction motor field efficiency evaluation methods. IEEE Transactios on Industry Applications, 34(1), pp. 117-125.
- IEC Technical Committee. (1991). Classification of electromagnetic environments.
- IEC. (2007). Standard methods for determining losses and efficiency from tests . IEC 60034-2-1-2007. Geneva, Suiza.
- Ionel, D. M., Popescu, M., Dellinger, S. J., Miller, T. J., Heideman, R. J., & McGilp, M. I. (2006). On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines. IEEE Transaction on Industry Applications, 42(3), pp. 658-667.
- Ionel, D. M., Popescu, M., McGilp, M., Miller, T. J., Dellinser, S., & Heideman, R. J. (2006). Computation of core losses in electrical machines using improved models for laminated steel. 2006 IEEE Industry Applications Conference, 41st IAS Annual Meeting, 2, pp. 827-835.
- Issouribehere, P. E., Barbera, G. A., Issouribehere, F., & Mayer, H. G. (2009). Medición de la emisión armónica en variadores de velocidad y desarrollo de modelos de simulación. Décimo Tercer Encuentro Regional Iberoamericano de CIGRÉ . Puerto Iguazú, Argentina.
- Ivanov-Smolenski, A. V. (1984). Máquinas eléctricas. Moscú: Mir.
- Krings, A., & Soulard, J. (2010). Overview and comparison of iron loss models for electrical machines. Conference of Ecologic Vehicles and Renowable Energies, 10, pp. 1-10. Mónaco.
- Kueck, J. D. (1996). Assessment of methods for estimating motor efficiency, and load under field conditions . Oak Ridge National Laboratory.
- Lee, C. Y., & Lee, W. (1999). Effects of nonsinusoidal voltage on the operation performance of a three-phase induction motor. IEEE Trans. Energy Convers., 14(2), pp. 193-201.
- Lee, C. Y., Chen, B. K., Lee, W., & Hsu, Y. F. (1997). Effects of various unbalanced voltages on the operation performance of an induction motor under the same voltage unbalance factor condition. Industrial and ommercial Power Systems Technical Conference, pp. 51-59.

- Lemozy, N., & Brugnoni, M. (2003). Estudio de la variación de las pérdidas en las máquinas asincrónicas trifásicas por desbalance de tensiones y armónicos. Fifth Latin-american Congress on Electricity Generation and Transmission. São Paulo, Brasil.
- Lin, W., & Liu, P. X. (2006). Hammerstein model identification based on bacterial foraging. Electron. Lett., 42(23), pp. 1332-1333.
- Liu, Y., & Passino, K. M. (2002). Biomimicry of social foraging bacteria for distributed optimization: models, principles, and emergent behaviors. Journal Optim. Theory Appl., 115(3), pp. 603-628.
- Lu, B., Habetler, T. G., & Harley, R. G. (2005). A survey of efficiency estimation methods of in-service induction motors with considerations of condition monitoring requirements. 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 1365-1372.
- Lu, B., Habetler, T. G., & Harley, R. G. (2008). A nonintrusive and in-service motor-efficiency estimation method using air-gap torque with considerations of condition monitoring. IEEE Transactions on Industry Applications, 44(6), pp. 1666-1674.
- Ma, L., Sanada, M., Morimoto, S., & Takeda, Y. (2003). Prediction of iron loss in rotating machines with rotational loss included. IEEE Trans. Magn., 39(4), pp. 2036-2041.
- Mangaraj, B. B., Misra, I. S., & Sanyal, S. K. (2011.). Application of bacteria foraging algorithm for the design optimization of multi-objective Yagi-Uda array. Int. J. Rf Microw. Comput.-Aided Eng., 21(1), pp. 25–35.
- Masi, V., & Chassande, J. P. (1996). Dimensionamiento de un motor de inducción para su utilización con un variador de frecuencia. Rev. Com. Integr. Eléctrica Reg., 5(16), pp. 55-59.
- Mcgraw-hill. (s.f.). Ensayo de transformadores. Recuperado el Enero de 2013, de www.mcgraw-hill.es/bcv/ guide/capitulo/8448141784.pdf.
- Mishra, S. (2005). A hybrid least square-fuzzy bacterial foraging strategy for harmonic estimation. IEEE Trans. Evol. Comput., 9(1), pp. 61-73.
- Mishra, S., & Bhende, C. N. (2007). Bacterial foraging technique-based optimized active power filter for load compensation . IEEE Transactions on Power Delivery, 22(1), pp. 457-465.

- Mõlder, H., Vinnal, T., & Beldjajev, V. (2010). Harmonic losses in induction motors caused by voltage waveform distortions. Electric Power Quality and Supply Reliability Conference (PQ), pp. 143-150.
- Mzungu, H. M., Barendse, P., Khan, M. A., & Manyage, M. (2008). Determination of effects on induction motor efficiency. ICUE Conference. Cape Town. South Africa.
- Mzungu, H. M., Manyage, M. J., Khan, M. A., Barendse, P., Mthombeni, T. L., & Pillay, P. (2009). Application of induction machine efficiency testing standards in South Africa. Electric Machines and Drives Conference. IEM-DC '09. IEEE International, pp. 1455-1462.
- Naidoo, R. (2008). A nonlinear adaptive filter for improved operation and protection of power systems. Tesis de doctorado, University of Cape Town, Cape Town, South Africa.
- NEMA. (2011). American national standard motors and generator. ANSI/NEMA MG1-2011. .
- Noriega, G. M., Restrepo, J., Aller, J. M., Giménez, M. I., & Guzmán, V. M. (2010). Utilización del algoritmo de forraje bacterial para identificar en línea los parámetros de un sistema eléctrico. Univ. Cienc. Tecnol., 14(54), pp. 45-54.
- Ontario Hydro. (1990). In-plant electric motor loading and efficiency techniques.
- Orlowska-Kowalska, T., Lis, J., & Szabat, K. (2006). Identification of the induction motor parameters at standstill using soft computing methods. Compel Int. J. Comput. Math. Electr. Electron. Eng., 25(1), 181-194.
- ORNL. (2000). Evaluation of the U.S. department of energy motor challenge program. Oak Ridge National Laboratory.
- Passino, K. M. (2002). Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control. IEEE Control Systems, 22(3), pp. 52-67.
- Pedra, J., Sainz, L., & Córcoles, F. (2006). Harmonic modeling of induction motors. Electric Power Systems Research, 76(11), 936-944.
- Phumiphak, P., & Chat-Uthai, C. (2008). Nonintrusive method for estimating field efficiency of inverter-fed induction motor using measured values. IEEE International Conference Sustainable Energy Technology, pp. 580-583.
- Popescu, M., & Ionel, D. M. (2006). A best-fit model of pow-

er losses in cold rolled motor lamination steel operating in a wide range of frequency and magnetization. 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation, pp. 65-65.

- Power System Relay Committee. (1982). Sine wave distortions on power systems and the impact on protective relaying.
- Raj, C. T., Agarwal, P., & Srivastava, S. P. (2006). Performance analysis of a three-phase squirrel-cage induction motor under unbalanced sinusoidal and balanced non-sinusoidal supply voltages. International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, pp. 1-4.
- Rata, G., Rata, M., Graur, I., & Milici, D. L. (2009). Induction motor speed estimator using rotor slot harmonics. Adv. Electr. Comput. Eng., 9(1), 70.
- Romero, E., Mantilla, L. F., & Corino, S. (2008). How the efficiency of an induction machine is measured . International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ).
- Romero, I., de Armas, M. A., Pérez, B. M., & Guerrero, Y. (2012). Evaluación energética de motores asincrónicos ante armónicos y desbalance de voltaje en una empresa minera. Minería y Geología, 28(1), pp. 49-61.
- Sakthivel, V. P., Bhuvaneswari, R., & Subramanian, S. (2010). An improved particle swarm optimization for induction motor parameter determination. International Journal of Computing Applications, 1(2), pp. 62-67.
- Sakthivel, V. P., Bhuvaneswari, R., & Subramanian, S. (2010). Non-intrusive efficiency estimation method for energy auditing and management of in-service induction motor using bacterial foraging algorithm. IET Electr. Power Appl., 4(8), pp. 579-590.
- Sakthivel, V. P., Bhuvaneswari, R., & Subramanian, S. (2011). An accurate and economical approach for induction motor field efficiency estimation using bacterial foraging algorithm. Measurement, 44(4), pp. 674-684.
- Salomon, C. P. (2013). A stator flux synthesis approach for torque estimation of induction motors using a modified stator resistance considering the losses effect. 2013 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC), pp. 1452-1458. Chicago, USA.
- Sen, P. K., & Landa, H. (1990). Derating of induction motors due to waveform distortion. IEEE Transaction on Indus-

try Application, 26(6), pp. 1102-1107.

- Siraki, A. G., Gajjar, C., Khan, M. A., Barendse, P., & Pillay, P. (2012). An algorithm for nonintrusive in situ efficiency estimation of induction machines operating with unbalanced supply conditions. IEEE Transaction on Industry Applications, 48(6), pp. 1890-1900.
- Siraki, A. G., Pillay, P., & Angers, P. (2013). Full load efficiency estimation of refurbished induction machines from no-load testing. IEEE Transactio on Energy Conversion, 28(2), pp. 317-326.
- Sousa, V. (2006). Determinación de la eficiencia de motores asincrónicos en condiciones de campo y en presencia de desbalance de tensión . Tesis de Maestría. Cienfuegos, Cuba: Universidad de Cienfuegos.
- Sousa, V., Viego, P. R., & Gómez, J. R. (2013). Bacterial foraging algorithm application for induction motor field efficiency estimation under unbalanced voltages. Measurement, 46, 2232-2237.
- Sousa, V., Viego, P. R., de Armas, M. A., & Gómez, J. R. (2011). Análisis de los datos de medición de armónicos variables en el tiempo. INGE-CUC, 7(1), pp. 9-16.
- Subramanian, S., & Bhuvaneswari, R. (2006). Evolutionary programming based determination of induction motor efficiency. Electr. Power Components Syst., 34(5), pp. 565-576.
- Subramanian, S., & Padma, S. (2011). Bacterial foraging algorithm based multiobjective optimal design of single phase transformer. Journal Comput. Sci. Eng, 6(2), pp. 1-6.
- Tripathy, M., & Mishra, S. (2007). Bacteria foraging-based solution to optimize both real power loss and voltage stability limit. IEEE Transaction on Power Systems, 22(1), pp. 240-248.
- Ursem, R. K., & Vadstrup, P. (2003). Parameter identification of induction motors using differential evolution. The 2003 Congress on Evolutionary Computation, 2003. CEC '03, pp. 790-796.
- Wallace, A. (1997). A laboratory assessment of in-service motor efficiency testing methods . IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). Wisconsin, USA.
- Wishart, M. T., & Harley, R. G. (1993). Identification and control of induction machines using artificial neural networks. Conference Record of the 1993 IEEE Indus-

try Applications Society Annual Meeting, pp. 703-709.

- Xavier, S. (2006). Proposta de indicador de qualidade de tensão a partir do impacto de distorções harmônicas e desequilíbrios sobre motores de indução. Tesis de Doctorado, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, Brasil.
- Yang, C., & Finch, J. W. (2009). A comparison of induction motor speed estimation using conventional mras and an ai-based mras parallel system. Advances in Electrical Engineering and Computational Science, pp. 75-85. Netherlands.

EDITORIAL UNIVERSO SUR

En los sistemas eléctricos es muy común encontrar problemas de calidad de la energía. La circulación de armónicos y el desbalance de las tensiones afectan significativamente la operación de los motores de inducción trifásicos. Existen diferentes métodos de estimar la eficiencia operacional de estos motores en condiciones de campo. Sin embargo, ninguno de ellos es lo suficientemente preciso para el análisis de la eficiencia en condiciones de desbalance y armónicos en la tensión. En este trabajo se muestra un procedimiento para estimar la eficiencia en estas condiciones, basado en los circuitos equivalentes del motor, con segregación de pérdidas y utilizando un Algoritmo de Forraje Bacterial (AFB). El método fue probado satisfactoriamente en condiciones de laboratorio y en un ambiente industrial.

