

**ESTUDIO DEL EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE TENSIÓN
SOBRE LA EFICIENCIA Y LA POTENCIA DEL MOTOR TRIFÁSICO DE
INDUCCIÓN MEDIANTE MODELOS ELÉCTRICOS Y TÉRMICOS**

DIEGO FERNANDO VALENCIA GARCIA

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERÍA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA
SANTIAGO DE CALI
2015**

**ESTUDIO DEL EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE TENSIÓN
SOBRE LA EFICIENCIA Y LA POTENCIA DEL MOTOR TRIFÁSICO DE
INDUCCIÓN MEDIANTE MODELOS ELÉCTRICOS Y TÉRMICOS**

DIEGO FERNANDO VALENCIA GARCÍA

**Proyecto de grado para optar al título de
Magister en Ingeniería con Énfasis en Energética**

**Director
ENRIQUE CIRO QUISPE OQUEÑA
Doctor en Ingeniería Eléctrica**

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE OCCIDENTE
FACULTAD DE INGENIERÍA
MAESTRÍA EN INGENIERÍA
SANTIAGO DE CALI
2015**

Nota de aceptación:

Aprobado por el Comité de Grado en cumplimiento de los requisitos exigidos por la Universidad Autónoma de Occidente para optar al título de Magister en Ingeniería.

PAUL ANDRES MANRIQUE CASTILLO

EDWIN RIVAS TRUJILLO

Santiago de Cali, 26 de Enero de 2015

CONTENIDO

	pág.
RESUMEN	16
INTRODUCCIÓN	18
1. ANTECEDENTES	19
2. PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN	30
2.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA	30
2.2 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA	31
3. JUSTIFICACIÓN	32
4. OBJETIVOS	35
4.1 OBJETIVO GENERAL	35
4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS	35
5. MODELO ELÉCTRICO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN: PLANTEAMIENTO Y PROCEDIMIENTO DE DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS	36
5.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR EN CONDICIONES SINUSOIDALES	36
5.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN INCLUYENDO TENSIONES ARMÓNICAS	38
5.2.1 Forma de onda no sinusoidal	39
5.2.2 Característica del sistema de alimentación con armónicos	40
5.2.3 Secuencia de fases de las componentes armónicas	40

5.2.4 Efecto de la secuencia de fases de los armónicos sobre el motor de inducción	42
5.2.5 Operación del motor de inducción alimentado con armónicos	43
5.2.6 Circuito equivalente del motor de inducción alimentado con tensiones armónicas	44
5.2.7 Procedimiento para el cálculo de parámetros del circuito equivalente incluyendo tensiones armónicas	45
5.2.7.1 Deslizamiento en presencia de armónicos	46
5.2.7.2 Reactancias de dispersión y magnetización del circuito con armónicos	47
5.2.7.3 Resistencias de pérdidas adicionales	47
5.2.7.4 Resistencia de pérdidas en el núcleo del circuito con armónicos	50
5.2.7.5 Efecto piel	51
5.3 DETERMINACIÓN TEÓRICO-EXPERIMENTAL DE PARÁMETROS DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE INCLUYENDO ARMÓNICOS DE TENSIÓN	52
5.3.1 Método para el cálculo de parámetros a frecuencia fundamental a partir de pruebas	54
5.3.1.1 Ensayo para determinar resistencia del estator	55
5.3.1.2 Ensayo en vacío	56
5.3.1.3 Ensayo de rotor bloqueado	58
5.3.1.4 Ensayo a deslizamiento nominal	61
5.3.2 Ensayos a un motor de 3 HP	63
5.3.2.1 Datos de placa del motor de prueba	63
5.3.2.2 Instalaciones de laboratorio	64
5.3.2.3 Instrumentación empleada	64

5.3.2.4	Procedimiento para determinar incertidumbres	67
5.3.2.5	Características de la red eléctrica	69
5.3.2.6	Resistencia por fase del estator	70
5.3.2.7	Ensayo en vacío	70
5.3.2.8	Ensayo de rotor bloqueado	72
5.3.2.9	Ensayo a deslizamiento nominal	74
5.3.3	Parámetros del motor a frecuencia fundamental	75
5.3.4	Cálculo de parámetros del circuito equivalente incluyendo armónicos de tensión	76
5.3.4.1	Variación de las reactancias	76
5.3.4.2	Variación de la resistencia de pérdidas en el hierro	77
5.3.4.3	Variación del deslizamiento con la frecuencia	78
5.3.4.4	Efecto piel sobre la resistencia y reactancia del rotor en presencia de armónicos	78
5.3.4.5	Estimación del valor de las resistencias de pérdidas adicionales	79
5.4	PÉRDIDAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EN CONDICIONES NOMINALES	83
6.	MODELO TÉRMICO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN: PLANTEAMIENTO Y PROCEDIMIENTO DE DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS	85
6.1	CIRCUITOS TÉRMICOS: CONCEPTOS BÁSICOS	85
6.1.1	Ecuación de conducción de calor	85
6.1.2	Transferencia de calor por convección	86
6.1.3	Transferencia de calor por radiación	86

6.1.4 El concepto de resistencia térmica	87
6.1.5 Redes de resistencias térmicas	88
6.2 TRANSFERENCIA DE CALOR EN MOTORES DE INDUCCIÓN	89
6.3 FORMULACIÓN DEL CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE	90
6.4 PROCEDIMIENTO ANALÍTICO PARA LA DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS DEL CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE	94
6.4.1 Conductancia térmica equivalente entre el devanado y el hierro	94
6.4.2 Conductancia térmica equivalente entre el hierro y el ambiente	95
6.4.3 Procedimiento alternativo para determinar los valores de las conductancias	95
6.5 DESARROLLO DEL ALGORITMO DE FORRAJE BACTERIAL	97
6.5.1 Fundamentos del algoritmo de forraje bacterial	98
6.5.2 Funcionamiento del algoritmo de forraje bacterial	100
6.6 DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS DEL CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE	102
6.6.1 Función objetivo	102
6.6.2 AFB para cálculo de parámetros	106
7. SIMULACION DEL EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE TENSIÓN SOBRE LA EFICIENCIA Y LA POTENCIA DEL MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN (MEDIANTE MODELOS ELÉCTRICOS Y TÉRMICOS)	108
7.1 CARACTERIZACIÓN DE LA ALIMENTACIÓN: FORMAS DE ONDA Y CONTENIDO ARMÓNICO	108
7.2 EFICIENCIA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN ALIMENTADO CON TENSIONES ARMÓNICAS A PARTIR DEL MODELO ELÉCTRICO	110

7.3 INCREMENTO DE TEMPERATURA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN ALIMENTADO CON TENSIONES NO SINUSOIDALES A PARTIR DEL MODELO TÉRMICO	114
7.4 POTENCIA DE SALIDA DEL MOTOR ALIMENTADO CON TENSIONES ARMÓNICAS	115
8. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL	118
8.1 VALIDACIÓN DE CURVAS DE EFICIENCIA DEL MODELO ELÉCTRICO	120
8.2 VALIDACIÓN DEL MODELO TÉRMICO	123
9. CONCLUSIONES	126
10. RECOMENDACIONES	127
BIBLIOGRAFÍA	128

LISTA DE CUADROS

	pág.
Cuadro 1. Parámetros y variables del circuito equivalente del motor de inducción	37
Cuadro 2. Secuencia de fases	41
Cuadro 3. Características de placa del motor seleccionado	64
Cuadro 4. Características de precisión del multímetro para medición de tensión y corriente en CD	65
Cuadro 5. Características de precisión del tacómetro digital	66
Cuadro 6. Características de precisión del analizador de redes	67
Cuadro 7. Resistencia por fase del estator	70
Cuadro 8. Resultados de la medición en vacío	71
Cuadro 9. Pérdidas de fricción y ventilación y del hierro	72
Cuadro 10. Resultados de medición del ensayo de rotor bloqueado	73
Cuadro 11. Cálculos de la prueba de rotor bloqueado	73
Cuadro 12. Mediciones de la prueba a deslizamiento nominal	74
Cuadro 13. Cálculos basados en la prueba de deslizamiento nominal	75
Cuadro 14. Parámetros del circuito equivalente sin armónicos (elementos pasivos del circuito)	75
Cuadro 15. Variación de las reactancias con armónicos	77
Cuadro 16. Variación de la resistencia de pérdidas en el hierro	78
Cuadro 17. Variación del deslizamiento nominal con armónicos	78
Cuadro 18. Factores de corrección por efecto piel a plena carga	79

Cuadro 19. Resistencias de pérdidas adicionales	81
Cuadro 20. Pérdidas a plena carga con alimentación sinusoidal	84
Cuadro 21. Conductancias del circuito térmico equivalente del estator	107
Cuadro 22. Contenido armónico de la tensión de alimentación	109
Cuadro 23. Pérdidas del motor de inducción con alimentación sinusoidal y no sinusoidal, todas en [W]	111
Cuadro 24. Desclasificación de la potencia del motor de inducción alimentado por armónicos de tensión	117
Cuadro 25. Especificaciones de precisión para la medición de par y velocidad	119
Cuadro 26. Especificaciones de precisión del multímetro digital EXTECH MN16A	120
Cuadro 27. Mediciones del motor de 3 HP	120
Cuadro 28. Comparación entre los resultados medidos y estimados	122
Cuadro 29. Medición del incremento de temperatura en estado estacionario	125

LISTA DE FIGURAS

	pág.
Figura 1. Esquema de pruebas realizadas a motor de inducción	20
Figura 2. Efecto de los armónicos y del desequilibrio de tensiones sobre la operación del motor	20
Figura 3. Curva de flujo de motor de inducción empleando elementos finitos	21
Figura 4. (a) Excitación no sinusoidal del motor por fase. (b) Circuito equivalente del motor de inducción con excitación no sinusoidal	22
Figura 5. Factores de desclasificación debido a distorsión armónica de tensión	23
Figura 6. Modificación del circuito eléctrico equivalente para operación con armónicos de tensión	24
Figura 7. Circuito térmico equivalente del motor de inducción	25
Figura 8. (a) Modelo térmico del estator. (b) Modelo térmico del rotor	27
Figura 9. (a) Tensión de línea de alimentación (b) Temperatura del devanado del estator	27
Figura 10. Circuito térmico acoplado del motor de inducción	28
Figura 11. Circuitos eléctricos equivalentes de un motor de inducción para las componentes de secuencia positiva del armónico fundamental del sistema de alimentación	29
Figura 12. Localización del potencial de ahorro por motores instalados en el sector industrial	33
Figura 13. Circuito eléctrico equivalente del motor de inducción en condiciones sinusoidales	37
Figura 14. Excitación no sinusoidal descompuesta del motor de inducción	39

Figura 15. Diagrama fasorial de secuencias de fase	42
Figura 16. Distribución de flujo a) frecuencia fundamental, b) armónicos	43
Figura 17. Circuito equivalente modificado del motor de inducción para una tensión de alimentación del armónico k	45
Figura 18. Procedimiento para cálculo de parámetros de circuito eléctrico equivalente con armónicos	53
Figura 19. Esquema para el ensayo con corriente directa	55
Figura 20. Pérdidas de vacío en función de la tensión	57
Figura 21. Pérdidas de vacío en función de la tensión al cuadrado	58
Figura 22. Motor seleccionado para pruebas	63
Figura 23. Analizador de redes HT	66
Figura 24. Motor alimentado por autotransformador para ensayos de vacío, rotor bloqueado y deslizamiento a tensión reducida	71
Figura 25. Regresión lineal realizada en MATLAB	72
Figura 26. Circuito equivalente del motor de 3 HP a tensión sinusoidal	76
Figura 27. Correspondencia asignada de pérdidas bajo carga en motores de inducción	81
Figura 28. Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción con primer armónico y deslizamiento variable	82
Figura 29. Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción con quinto armónico y deslizamiento variable	82
Figura 30. Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción con séptimo armónico y deslizamiento variable	83
Figura 31. Regímenes de trabajo del motor (a) Prolongado. (b) Corta duración. (c) Intermitente	90
Figura 32. Motor de Inducción TEFC	91

Figura 33. Modelo térmico de parámetros concentrados del motor de inducción (a) Circuito equivalente del estator. (b) Circuito equivalente del rotor	93
Figura 34. Diagrama de bloques de identificación del modelo de referencia	98
Figura 35. Movimiento de las bacterias: (a) movimiento de los flagelos en sentido anti-horario, (b) en sentido horario y (c), alternancia entre sentido anti-horario y horario	100
Figura 36. Diagrama de bloques del AFB	105
Figura 37. Circuito térmico equivalente del estator en condiciones sinusoidales	107
Figura 38. Circuito térmico equivalente del estator para estimación de variación de temperatura	107
Figura 39. Forma de onda de tensión sinusoidal	109
Figura 40. Forma de onda de tensión no sinusoidal - 2,6 % de quinto armónico y 1,7 % de séptimo	109
Figura 41. Diagrama de flujo para el cálculo de la eficiencia del motor de inducción alimentado con tensiones no sinusoidales	110
Figura 42. Curvas de eficiencia estimadas mediante circuito eléctrico equivalente con armónicos	112
Figura 43. Curvas de eficiencia del motor a cargas cercanas a la nominal.	113
Figura 44. Curvas de eficiencia del motor a cargas cercanas al 25 %	113
Figura 45. Temperatura del devanado del motor de inducción en función de la carga	114
Figura 46. Temperatura del devanado del motor de inducción con cargas cercanas a la nominal	115
Figura 47. Diagrama de flujo para desclasificación de la potencia del motor	116

Figura 48. Vista parcial del montaje usado para las pruebas de eficiencia del motor de 3 HP en el laboratorio de máquinas eléctricas de la Universidad Autónoma de Occidente.	118
Figura 49. Tensiones de línea medidas	121
Figura 50. Corrientes de línea medidas	121
Figura 51. Diagrama fasorial de tensiones y corrientes	122
Figura 52. Gráfico de la eficiencia medida y estimada para el motor	123
Figura 53. Apertura de la bornera del motor de inducción para introducir sonda de medición de temperatura	124
Figura 54. Acceso al motor a través de la bornera	124

LISTA DE ANEXOS

	pág.
Anexo A. Mención de Publicaciones	138

RESUMEN

En este trabajo se presenta un procedimiento para cuantificar la eficiencia y la potencia del motor trifásico de inducción totalmente cerrado refrigerado por ventilador TEFC del orden de 3 HP alimentado por tensiones con componentes armónicas, a partir del análisis de sus pérdidas eléctricas y temperatura de operación. La distorsión armónica de tensión abunda en los sistemas de eléctricos y en la literatura consultada se reportan pocos métodos para determinar la eficiencia en esas condiciones y que involucren también el estudio de las variaciones eléctricas y térmicas en la máquina.

El procedimiento se fundamenta en modelos eléctricos y térmicos de parámetros concentrados en estado estacionario, independientes entre sí pero relacionados a través de las pérdidas del motor. Este método permite estimar la eficiencia del motor en cualquier punto de operación. Los parámetros de los circuitos equivalentes eléctrico y térmico se determinan a partir de pruebas experimentales estándar y aplicando un algoritmo de forraje bacteriano (AFB) respectivamente. Las ecuaciones de operación del circuito eléctrico se resuelven aplicando el principio de superposición y los resultados del mismo son utilizados como variables de entrada para la solución del circuito térmico.

Se aplicó este procedimiento a un motor de inducción de 3 HP estimando, mediante simulaciones de los circuitos equivalentes propuestos, sus curvas de eficiencia para cuatro estados de carga, igual que su variación de temperatura de operación en estado estacionario en condiciones de alimentación no sinusoidales. Con base en las variaciones térmicas de la máquina respecto a su operación nominal se propuso un factor de desclasificación de la potencia que garantice su vida útil para operaciones bajo las condiciones de alimentación simuladas.

El método se validó satisfactoriamente en condiciones de laboratorio, para una alimentación que incluye armónicos de tensión. El error obtenido durante la evaluación fue inferior al 2 % excepto, tal como sucede en otros métodos reportados en la literatura, para baja carga.

El proyecto se presenta entonces en diez capítulos ordenados así:

En el capítulo uno se presenta el estado del arte del tema de la investigación, los métodos utilizados en la literatura para abordar la problemática y los resultados obtenidos. Se analizan los aspectos a mejorar de estos antecedentes. El capítulo

dos presenta el problema de investigación; a partir de un planteamiento fundamentado en los antecedentes y una revisión bibliográfica, se formula la pregunta de investigación que guía este proyecto. En el capítulo tres se presenta la justificación del proyecto y del proceso de resolver el problema planteado. El capítulo cuatro plantea los objetivos a alcanzar en este proyecto: el objetivo general y los cinco objetivos específicos que se cumplen para conseguirlo.

En el quinto capítulo se describe el modelo eléctrico de parámetros concentrados a utilizar para la estimación de la eficiencia del motor en condiciones no sinusoidales. Se parte del uso del circuito eléctrico equivalente convencional de la máquina y se propone una modificación del mismo para su operación ante formas de onda no sinusoidales. Son entonces determinados los parámetros del circuito equivalente con armónicos a partir de pruebas recomendadas por la norma IEEE 112-2004 y de un conjunto de expresiones teóricas.

El sexto capítulo presenta una deducción del circuito térmico equivalente como modelo de parámetros concentrados a utilizar para la estimación de la temperatura de operación del motor de inducción en condiciones no sinusoidales. Para ello se presentan los conceptos básicos de transferencia de calor y de circuitos térmicos y se plantea el circuito a utilizar. Para determinar los parámetros del circuito térmico se utiliza un algoritmo de forraje bacterial AFB cuyos principios de operación y algoritmia general son explicados. Con base en las pérdidas nominales del motor de inducción calculadas a partir del circuito eléctrico equivalente y el AFB son obtenidos los parámetros del circuito térmico.

En el capítulo siete son simulados los circuitos equivalentes eléctrico y térmico para estimar las curvas de eficiencia y el incremento de temperatura del motor de inducción alimentado por tensiones con componentes armónicas. Los resultados permiten proponer la potencia de salida en condiciones de armónicos así como un factor de desclasificación de la potencia de la máquina en estas condiciones.

El capítulo ocho presenta el procedimiento de laboratorio para la validación experimental de los modelos simulados. Se utiliza para ellos un freno de histéresis que simula una carga variables y se alimenta el motor con un sistema de tensiones con componentes armónicas. Se mide la potencia de entrada, de salida y la temperatura de operación. Con ello se encuentran niveles de error satisfactorios entre las estimaciones y las mediciones.

Finalmente en el capítulo nueve se presentan las conclusiones y en el diez las recomendaciones para trabajos futuros.

INTRODUCCIÓN

El gasto progresivo de las reservas de combustibles fósiles y el incremento en la contaminación del medio ambiente, hacen del uso eficiente de la energía eléctrica un asunto de máxima prioridad. En Colombia, se han creado diversos programas y proyectos, así como un control del uso de los portadores energéticos en el sector industrial, fundamentalmente de la energía eléctrica¹.

Entre los principales consumidores de energía eléctrica a nivel mundial se destacan los motores eléctricos, específicamente los motores de inducción, los que representan más del 60% de la carga eléctrica en las industrias. Por este motivo, el estudio 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 necesarias.

Las características nominales de operación de un motor eléctrico de inducción tales como la potencia y la eficiencia están definidas cuando el motor es alimentado con un sistema simétrico de tensiones cuyas ondas tienen forma sinusoidal y magnitud igual a la tensión nominal. Cuando el motor es alimentado con tensiones no sinusoidales en sus terminales de conexión se presenta un aumento de sus pérdidas, elevación de la temperatura y detrimento de la potencia nominal, eficiencia y tiempo de vida de la máquina. La distorsión armónica de tensión es una problemática presente en los sistemas de eléctricos y originan estas reducciones en la confiabilidad de operación del motor a largo plazo.

Es entonces importante conocer la medida en la cual se afecta el consumo energético y la temperatura de operación que define el tiempo de vida de los motores de inducción cuando su fuente de alimentación tiene componentes armónicas, para obtener así criterios de decisión respecto al procedimiento a ejecutar, como lo puede ser desclasificar la potencia del motor.

En este proyecto se identifica el efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la eficiencia, temperatura de operación y potencia de salida del motor de inducción fundamentado en análisis eléctrico y térmico y se propone un factor de desclasificación de la potencia de la máquina en función de los armónicos presentes en su alimentación.

¹ UPME. Sistema de Información de Eficiencia Energética y Energías Alternativas SI3EA. [En línea]. UPME, Colombia, [Citado en Noviembre 24 de 2014]. Disponible en: <<http://www.si3ea.gov.co/>>

1. ANTECEDENTES

El efecto de la distorsión de la forma de onda de tensión sobre el motor de inducción ha sido objeto de estudio desde inicios del siglo XX, pero tuvo mayor relevancia con el creciente uso de la electrónica de potencia en procesos productivos aproximadamente en la década del 70. Se han publicado desde entonces estudios experimentales enfocados a identificar el impacto sobre la operación del motor de inducción alimentado con convertidores de potencia² o en general con formas de onda no sinusoidales, con énfasis en su desempeño³ y su tiempo de vida⁴.

Raj, *et al*, por ejemplo, emplea el montaje esquematizado en la Figura 1 para analizar las variaciones en la operación del motor de inducción tanto en condiciones de desequilibrio de tensiones como de distorsión de la forma de onda de su alimentación⁵.

Estos estudios demuestran que bajo las mencionadas condiciones de alimentación las características de funcionamiento del motor se ven afectadas de forma negativa en proporción al orden de los armónicos presentes.

La Figura 2 ilustra los resultados reportados por Raj, *et al*; en la figura 2(a) se observa las variaciones de la eficiencia del motor en función de la potencia que entrega. La Figura 2(b) muestra las corrientes de línea y la Figura 2(c) el factor de potencia.

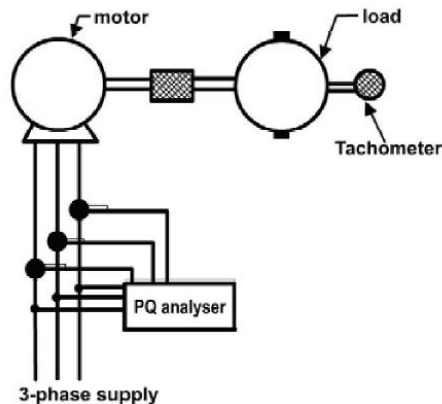
² BASSI, C., FILIPPO, M., GIULIVO, D., y TESSAROLO, A. Experimental assessment of medium-voltage Induction motor performance under multilevel PWM inverter supply. *En*: 2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012, p 253–258.

³ CHALMERS, B. J., y SARKAR, B. R. Induction-motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms. *En*: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 115, No. 12, 1968, p 1777–1782.

⁴ ARORA, T. G., AWARE, M. V., y TUTAKNE, D. R. Effect of pulse width modulated voltage on induction motor insulation. *En* 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012, p 2044–2048.

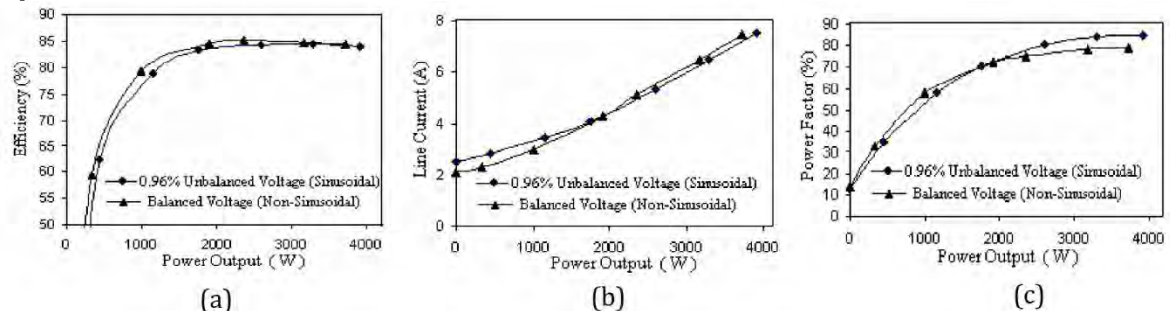
⁵ RAJ, C. T., AGARWAL, P., y SRIVASTAVA, S. P. Performance Analysis of a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor under Unbalanced Sinusoidal and Balanced Non-Sinusoidal Supply Voltages. *En*: International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES 2006, p 1–4.

Figura 1. Esquema de pruebas realizadas a motor de inducción



Fuente: RAJ, C. T., AGARWAL, P., y SRIVASTAVA, S. P. Performance Analysis of a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor under Unbalanced Sinusoidal and Balanced Non-Sinusoidal Supply Voltages. En: International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES 2006, p 1–4.

Figura 2. Efecto de los armónicos y del desequilibrio de tensiones sobre la operación del motor



Fuente: RAJ, C. T., AGARWAL, P., y SRIVASTAVA, S. P. Performance Analysis of a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor under Unbalanced Sinusoidal and Balanced Non-Sinusoidal Supply Voltages. En: International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES 2006, p 1–4.

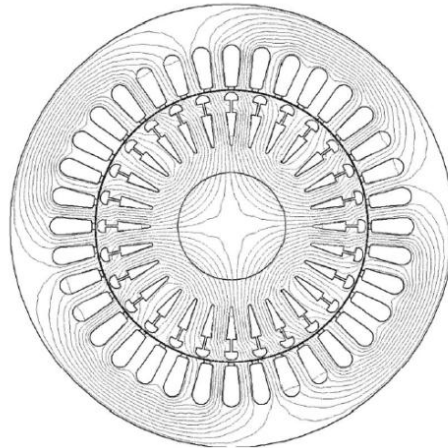
Se han propuesto también métodos de predicción o estimación del efecto de las tensiones armónicas sobre la operación del motor inducción, basados en estudios analíticos⁶, mediante herramientas computacionales⁷; esto resulta en resultados de tipo cualitativo como el reportado por Boglietti *et al* (Figura 3), en el que se

⁶ BOGLIETTI, A., *et al.* Iron loss measurements with inverter supply: a first discussion to define a standard methodology. En: IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 6, 1995, p 4006–4008.

⁷ BOGLIETTI, A., *et al.* A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, No. 5, 2010, p 1882–1890.

simula por elementos finitos el flujo de un motor de inducción alimentado por un sistema de tensiones no sinusoidales.

Figura 3. Curva de flujo de motor de inducción empleando elementos finitos



Fuente: BOGLIETTI, A., *et al.* A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, No. 5, 2010, p 1882–1890.

Otros estudios han optado por emplear métodos de parámetros concentrados para realizar estimaciones cuantitativas de la reducción de las variables de operación. Klingshirn y Jordan proponen emplear el principio de superposición, tal como en la Figura 4, para determinar cómo los efectos individuales de cada frecuencia armónica de tensión afectan las pérdidas totales de la máquina⁸. Para realizar los cálculos utilizan el circuito equivalente del motor de inducción.

El circuito equivalente fue también empleado por Sen y Landa⁹ y por Pedra, *et al*¹⁰ para proponer una curva de desclasificación de la potencia del mismo ante alimentaciones con tensiones de forma de onda distorsionada, según se observan en la Figura 5.

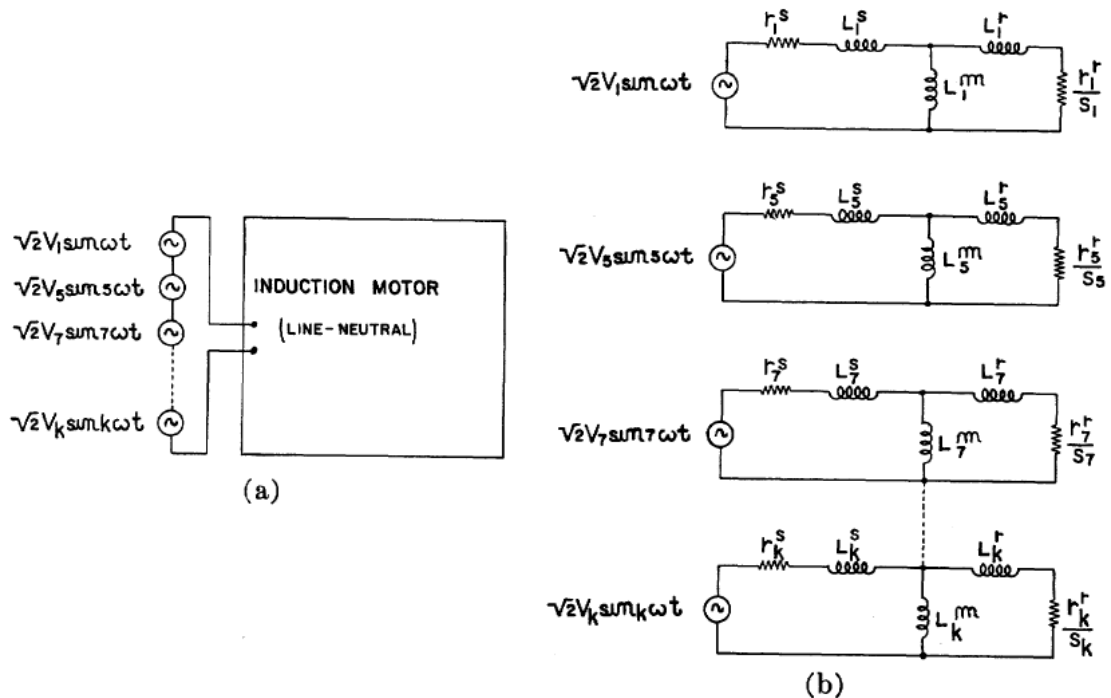
⁸ KLINGSHIRN, E. A., y JORDAN, H. E. Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources. En: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS, Vol. 87, No. 3, 1968, p 624–631.

⁹ SEN, P. K., y LANDA, H. A. Derating of induction motors due to waveform distortion. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, 1990, p 1102–1107.

¹⁰ PEDRA, J., SAINZ, L., y CÓRCOLES, F. Harmonic modeling of induction motors. En: Electric Power Systems Research, Vol. 76, No. 11, 2006, p 936–944.

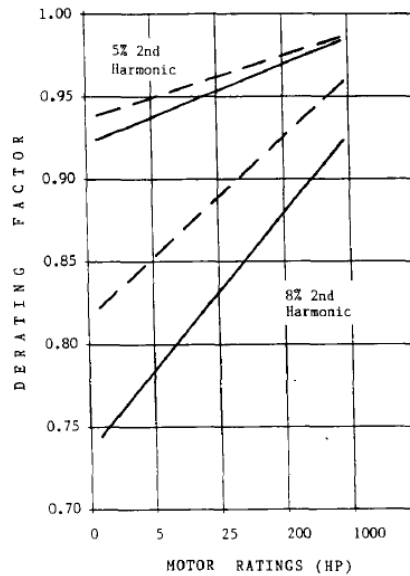
Sin embargo, las imprecisiones dadas en el circuito equivalente debido a su carácter de modelo aproximado de pérdidas, impulsaron a la adaptación del circuito eléctrico equivalente a una operación con tensiones a frecuencias armónicas mayores que la fundamental.

Figura 4. (a) Excitación no sinusoidal del motor por fase. (b) Circuito equivalente del motor de inducción con excitación no sinusoidal



Fuente: KLINGSHIRN, E. A., y JORDAN, H. E. Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources. En: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS, Vol. 87, No. 3, 1968, p 624–631.

Figura 5. Factores de desclasificación debido a distorsión armónica de tensión



Fuente: SEN, P. K., y LANDA, H. A. Derating of induction motors due to waveform distortion. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, 1990, p 1102–1107.

Honsinger plantea en 1980 una modificación del circuito equivalente del motor de inducción para su operación bajo formas de onda no sinusoidales; este circuito, ilustrado en la Figura 6¹¹⁻¹². Este circuito cuenta con resistencias adicionales que predicen el comportamiento de las pérdidas adicionales en la máquina, al igual que reactancias asociadas a sus flujos dispersos.

Otros autores han planteado igualmente modificaciones del circuito equivalente del motor de forma que se obtenga una mayor sensibilidad a la variación de la forma de onda de alimentación, dando como resultado estimaciones más precisas de su operación^{13,14,15}.

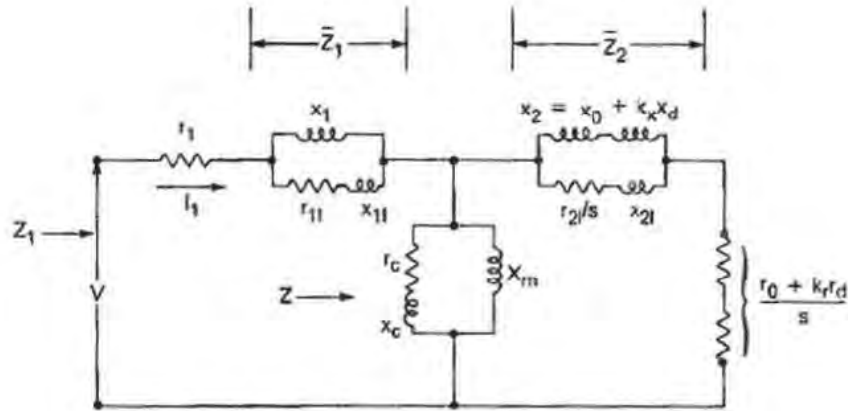
¹¹ HONSINGER, V. B. Induction motors operating from inverters. En: 1980 Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, 1980, p 1276-1285.

¹² MURPHY, J. M. D. y HONSINGER, V. B. Efficiency optimization of inverter-fed induction motor drives. En: 13th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Memorias, 1982, p 544–552.

¹³ VAMVAKARI, A. *et al.* Analysis of Supply Voltage Distortion Effects on Induction Motor Operation. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 3, Septiembre de 2001, p 209 – 213.

¹⁴ PAPAZACHAROPOULOS, Z. *et al.* Dynamic Induction Motor Model for non-sinusoidal Supply. En: IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, Memorias, Vol. 2. IEEE, 2002, p 845 – 850.

Figura 6. Modificación del circuito eléctrico equivalente para operación con armónicos de tensión



Fuente: HONSINGER, V. B. Induction motors operating from inverters. En: 1980 Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, 1980, p 1276-1285.

Por otro lado, se ha demostrado la importante relación entre las pérdidas, la eficiencia y el potencial efecto sobre el tiempo de vida del motor de inducción de una alimentación no sinusoidal con la variación de temperaturas de la máquina durante su operación¹⁶. Jankowski, *et al*, demostraron, a través de modelos de estimación de temperatura, generación de entropía y destrucción de exergía del motor, que la temperatura máxima interna que este alcanza impacta su rentabilidad¹⁷; esto que llevaría a los usuarios a desclasificar la potencia del motor hasta que la generación de calor sea limitada hasta sus valores nominales.

Es posible realizar análisis térmicos no invasivos en los procesos accionados por motores de inducción; estos estudios se han dividido en dos tipos básicos: mediante modelos de parámetros concentrados y mediante métodos numéricos¹⁸.

¹⁵ PHUMIPHAK, P., y CHAT-UTHAI, C. Nonintrusive method for estimating field efficiency of inverter-fed induction motor using measured values. En: IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, ICSET 2008, 2008, p 580–583.

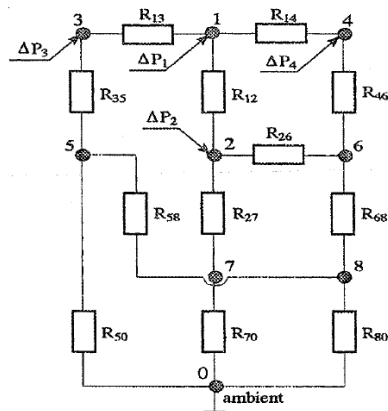
¹⁶ BOGLIETTI, A., *et al*. Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. *Op, Cit*, p 871.

¹⁷ JANKOWSKI, T. A., *et al*. Development and Validation of a Thermal Model for Electric Induction Motors. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 12, 2010, p 4043–4054.

¹⁸ BOGLIETTI, A., *et al*. Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. *Op. Cit.* p 872.

Shenkman y Chertkov utilizan el método de parámetros concentrados del circuito térmico equivalente (Figura 7), simulando un sistema de fuentes de calor interconectadas y conectadas al ambiente a través de resistencias térmicas¹⁹. Estos autores proponen una metodología para calcular los parámetros del circuito térmico con base en tres pruebas asociadas a las pruebas de vacío y corto circuito del circuito equivalente del motor de inducción.

Figura 7. Circuito térmico equivalente del motor de inducción



Fuente: SHENKMAN, A. L., y CHERTKOV, M. Experimental method for synthesis of generalized thermal circuit of polyphase induction motors. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, No. 3, 2000, p 264–268.

Es así como la literatura evidencia que la aproximación de parámetros concentrados, comúnmente asociada a un circuito térmico equivalente, puede ser empleada para realizar predicciones precisas del comportamiento térmico transitorio y en estado estacionario de las máquinas eléctricas^{20,21,22,23,24}.

¹⁹ SHENKMAN, A. L., y CHERTKOV, M. Experimental method for synthesis of generalized thermal circuit of polyphase induction motors. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 15, No. 3, 2000, p 264–268.

²⁰ JALJAL, N., TRIGEOL, J.-F., y LAGONOTTE, P. Reduced Thermal Model of an Induction Machine for Real-Time Thermal Monitoring. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, 2008, p 3535–3542.

²¹ KRAL, C., HAUMER, A., y BAUML, T. Thermal Model and Behavior of a Totally-Enclosed-Water-Cooled Squirrel-Cage Induction Machine for Traction Applications. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, 2008, p 3555–3565.

²² MELLOR, P. H., ROBERTS, D., y TURNER, D. R. Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design. Electric Power Applications, En: IEE Proceedings B, Vol. 138, No. 5, 1991, p 205–218.

²³ OKORO, O. I. Steady and transient states thermal analysis of a 7.5-kW squirrel-cage induction machine at rated-load operation. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, 2005, p 730–736.

Los antecedentes muestran que es importante estudiar el efecto de la forma de onda no sinusoidal sobre la operación del motor de inducción fundamentado en modelos eléctricos y térmicos, teniendo en cuenta que debe existir una relación entre ambos, pues las pérdidas dependen de la temperatura generada en la máquina y viceversa.

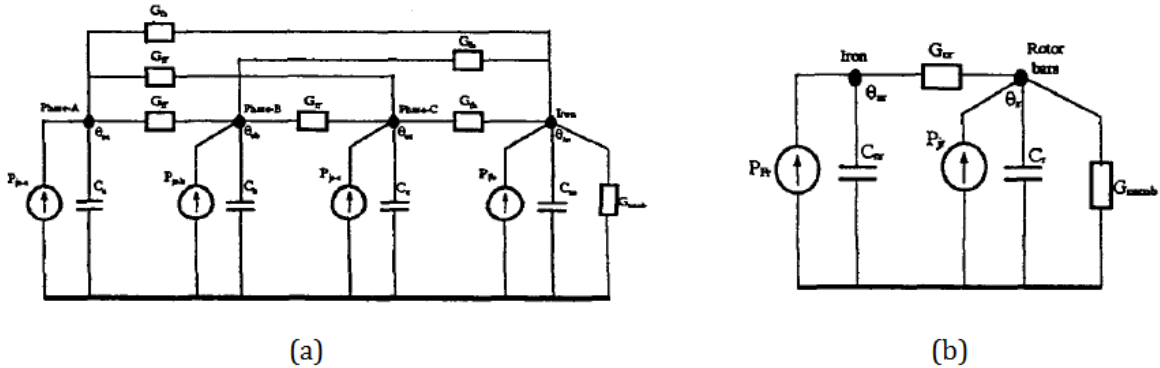
Existen modelos para predecir el incremento de temperatura en los devanados de los motores de inducción alimentados con tensiones distorsionadas, por ejemplo, Souto, *et al* publicaron un modelo de circuito térmico equivalente para determinar la operación del motor en estado estacionario y transitorio en condiciones no ideales de alimentación²⁵. El modelo propuesto, según ilustra la Figura 8, consta de una representación del estator y del rotor del motor de inducción, estas aislados mutuamente; cada circuito equivalente utiliza parámetros concentrados como conductancias térmicas, capacitores de almacenamiento térmico y fuentes de calor. Los parámetros de este circuito son determinados a partir de los datos del motor e información del fabricante.

El modelo de Souto *et al* se empleó en la Figura 9 para determinar el efecto de una tensión de alimentación con forma de onda distorsionada (Figura 9a) sobre la temperatura del devanado del estator de un motor de inducción (Figura 9). Se observa que es posible determinar cuantitativamente el efecto de los armónicos sobre la temperatura de operación de la máquina.

²⁴ STATON, D., BOGLIETTI, A., y CAVAGNINO, A. Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis in Small and Medium Size Industrial Induction Motors. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 3, 2005, p 620–628.

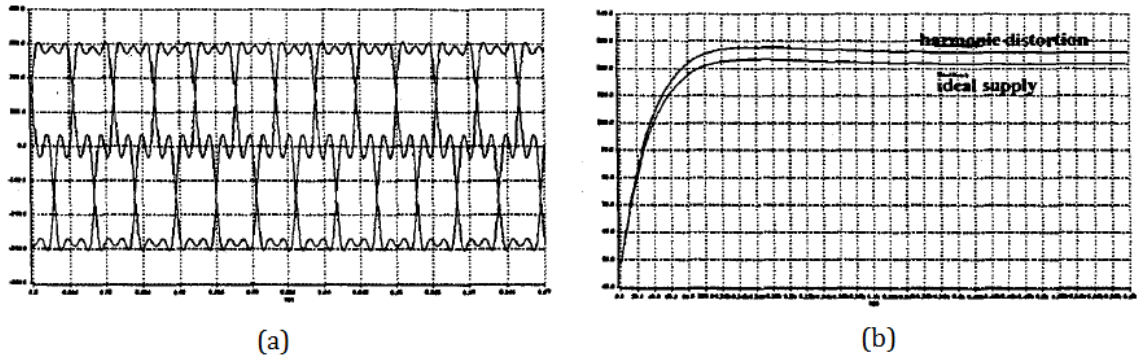
²⁵ SOUTO, O. C. N., DE OLIVEIRA, J. C. y NETO, L. M. Induction motors thermal behaviour and life expectancy under non-ideal supply conditions. En: Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2000. Vol. 3, p 899–904.

Figura 8. (a) Modelo térmico del estator. (b) Modelo térmico del rotor



Fuente: SOUTO, O. C. N., DE OLIVEIRA, J. C. y NETO, L. M. Induction motors thermal behavior and life expectancy under non-ideal supply conditions. En: Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2000. Vol. 3, p 902.

Figura 9. (a) Tensión de línea de alimentación (b) Temperatura del devanado del estator



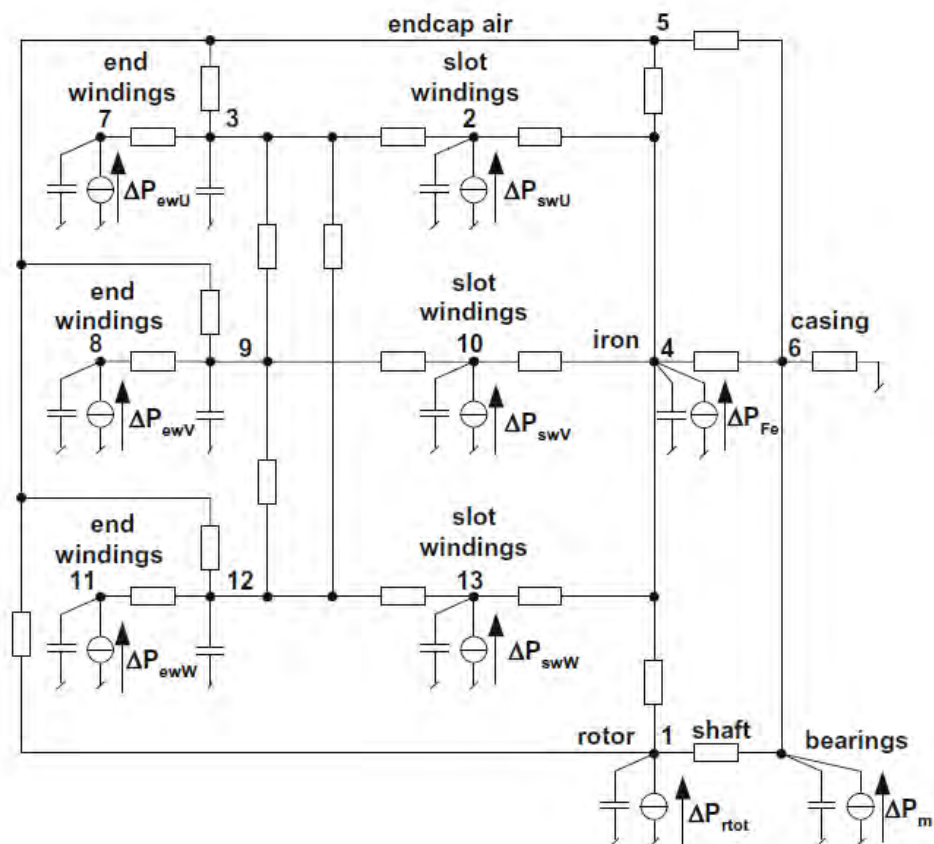
Fuente: SOUTO, O. C. N., DE OLIVEIRA, J. C. y NETO, L. M. Induction motors thermal behavior and life expectancy under non-ideal supply conditions. En: Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2000. Vol. 3, p 903.

Posteriormente Gnacinski utilizó el modelo de circuito térmico equivalente mostrado en la figura 10 para determinar con mayor precisión el efecto de la calidad de la potencia sobre la temperatura de operación del motor de inducción^{26,27,28}.

²⁶ GNACINSKI, P. Prediction of windings temperature rise in induction motors supplied with distorted voltage. En: Energy Conversion and Management, Vol. 49, No. 4, 2008, p 707–717.

Este modelo se fundamenta en la solución del circuito de la Figura 10 empleando como principales fuentes de calor las pérdidas eléctricas causadas en la operación con tensiones armónicas; para calcular las pérdidas eléctricas el autor usa el conjunto de circuitos eléctricos equivalentes de la Figura 11. En (a) Circuito equivalente no-lineal de una máquina de inducción. (b) Circuito equivalente con fuentes de corriente que modelan componentes de corriente de magnetización y pérdidas en el hierro. (c) Aproximación del circuito eléctrico equivalente.

Figura 10. Circuito térmico acoplado del motor de inducción

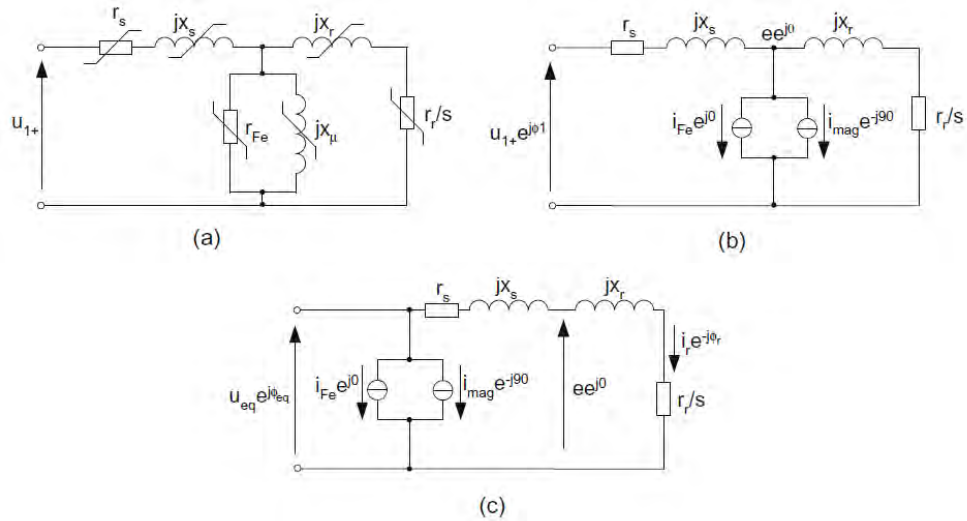


Fuente: GNACIŃSKI, P. Effect of power quality on windings temperature of marine induction motors: Part I: Machine model. *En: Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 10, 2009, p 2472.

²⁷ GNACIŃSKI, P. Effect of power quality on windings temperature of marine induction motors: Part I: Machine model. *En: Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 10, 2009, p 2463–2476.

²⁸ GNACIŃSKI, P., MINDYKOWSKI, J., y TARASIUK, T. Effect of power quality on windings temperature of marine induction motors. Part II: Results of investigations and recommendations for related regulations. *En: Energy Conversion and Management*, Vol. 50, No. 10, 2009, p 2477–2485.

Figura 11. Circuitos eléctricos equivalentes de un motor de inducción para las componentes de secuencia positiva del armónico fundamental del sistema de alimentación



Fuente: GNACIŃSKI, P. Effect of power quality on windings temperature of marine induction motors: Part I: Machine model. En: Energy Conversion and Management, Vol. 50, No. 10, 2009, p 2467.

Se encuentra así que existen pocas publicaciones sobre la estimación de la temperatura del motor alimentado por tensiones no sinusoidales y muchas de las presentadas se fundamentan en un circuito térmico equivalente acoplado al circuito eléctrico convencional del motor, por lo que se hace importante profundizar en el estudio de este tipo de acoples entre modelos eléctricos y térmicos, con mayor detalle en la variación del circuito eléctrico alimentado con armónicos para la estimación del efecto de la distorsión armónica sobre la operación del motor de inducción.

2. PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN

2.1 PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

Los dispositivos electrónicos con comportamiento no lineal son causantes de la circulación de corrientes armónicas en el sistema eléctrico que las alimenta y dan lugar a tensiones distorsionadas²⁹, fenómeno que afecta a todos los dispositivos acoplados, en particular, a los motores trifásicos de inducción o asíncronos³⁰.

Los motores de inducción constituyen los dispositivos de tracción más empleados en el mundo, con consumos en el sector industrial de aproximadamente el 68 % de la energía eléctrica total empleada³¹. Las características nominales de operación de un motor de inducción están definidas con un sistema de alimentación simétrico de tensiones cuyas ondas tienen forma sinusoidal y magnitud igual a la tensión nominal. Sin embargo, cuando son alimentados mediante un sistema de tensiones con contenido armónico, los motores pueden reducir sus características de operación como son la eficiencia y confiabilidad, al incrementar las pérdidas, elevar la temperatura y disminuir la potencia nominal y el tiempo de vida de la máquina³².

La reducción en el tiempo de vida y en la eficiencia de la máquina se traduce en un incremento de los costos de operación de los procesos productivos a largo plazo, es por ello que los usuarios de motores de inducción se ven forzados a desclasificar la potencia de los mismos de forma que sus pérdidas e incremento de temperatura de operación sean iguales a las que serían operando a condiciones nominales³³.

Para un adecuado análisis del desempeño del motor bajo condiciones no sinusoidales es necesario tener en cuenta no solo sus efectos eléctricos, sino

²⁹ RAMÍREZ CASTAÑO, Samuel y CANO PLATA, Eduardo Antonio. Calidad del Servicio de Energía Eléctrica. Manizales: Universidad Nacional de Colombia – Sede Manizales. 2003, p 3-5.

³⁰ FUCHS, Ewald F. y MASOUM, Mohammad A.S. Power Quality in Power Systems and Electrical Machines. Boston: Elsevier Academic Press. 2008, p 109-154.

³¹ WAIDE, P. y BRUNNER, C. U. Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motors-Driven Systems. International Energy Agency, Energy Efficiency Series, OECD/IEA, 2011, p 11.

³² MISTRY, R. V., *et al.* An induction motor - Keep it running. En: Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC), Record of Conference Papers 57th Annual Industry Applications Society, 2010, p 1–12.

³³ JANKOWSKI, T. A., *et al.* Development and Validation of a Thermal Model for Electric Induction Motors. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 12, 2010, p 4043–4054

también los efectos térmicos que las pérdidas ocasionan y las interacciones entre los fenómenos electromagnéticos y térmicos³⁴. Sin embargo, se encuentra en la literatura que estos estudios se hacen en su mayoría mediante modelos eléctricos, sin tener en cuenta los efectos térmicos.

2.2 FORMULACIÓN DEL PROBLEMA

¿Qué procedimiento seguir para determinar en forma efectiva la influencia de un sistema de alimentación con distorsión armónica de tensión sobre la eficiencia y la potencia del motor trifásico de inducción considerando los efectos eléctricos y térmicos?

³⁴ BOGLIETTI, A., *et al.* Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 3, 2009, p 871–882

3. JUSTIFICACIÓN

Los sistemas accionados por motores eléctricos son las principales cargas del sistema eléctrico, correspondiéndoles aproximadamente el 68 % de la demanda del sector industrial y el 46 % del consumo mundial de electricidad; se estima así que su operación requiere inversiones de alrededor de US \$ 560 billones en consumos eléctricos anuales³⁵.

Los motores eléctricos más empleados son los motores de inducción, representando alrededor del 90 % del consumo energético de todos los motores³⁶.

La eficiencia y la confiabilidad de operación de los motores de inducción son aspectos relevantes para mejorar la eficiencia energética en la industria y reducir los costos de producción³⁷.

Así, se ha reportado que existe un gran potencial de ahorro en la aplicación de éstos motores, especialmente en el rango de potencia de 0,75 kW a 4 kW según lo evidencia la Figura 12³⁸.

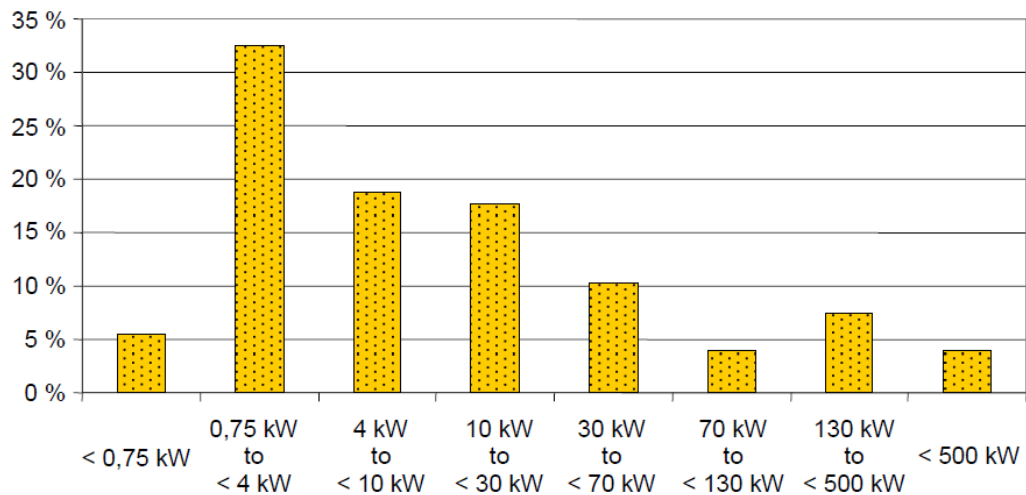
³⁵ WAIDE, P. y BRUNNER, C. U. Op Cit, p 12.

³⁶ EUROPEAN COMMISSION DIRECTORATE-GENERAL FOR TRANSPORT AND ENERGY. Improving the Penetration of Energy-Efficient Motor and Drives. SAVE II Programme, 2000, p 1-4.

³⁷ QUISPE OQUEÑA, Enrique Ciro, *et al.* Influence of the Positive Sequence Voltage on the Derating of Three-Phase Induction Motors under Voltage Unbalance. En: IEMDC 2013, Chicago, USA, Mayo 12-15, 2013, p 100.

³⁸ QUISPE OQUEÑA, Enrique Ciro. Efectos del desequilibrio de tensiones sobre la operación del motor de inducción trifásico. Énfasis en la caracterización del desequilibrio de tensiones y el efecto sobre la potencia nominal. Tesis de doctorado en ingeniería con énfasis en Ingeniería Eléctrica. Cali: Universidad del Valle. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. 2012, p 24-25.

Figura 12. Localización del potencial de ahorro por motores instalados en el sector industrial



Fuente: IEC. IEC 60034-30. Rotating electrical machines – Part 30: efficiency classes of single-speed, three phase, cage-induction motors. IEC, 2008, p 5.

Para asegurar la eficiencia y rentabilidad estándar de los motores, éstos deben ser operados bajo las condiciones especificadas en su placa de características, llamadas condiciones nominales, que consisten en alimentar la máquina con un sistema trifásico de tensiones simétrico con forma de onda sinusoidal y con frecuencia y tensión iguales a las nominales³⁹. Sin embargo, en la práctica, los sistemas eléctricos se encuentran frecuentemente sometidos a perturbaciones como la distorsión de la forma de onda que da lugar a la presencia de armónicos de corriente y de tensión⁴⁰; estos son causados por el uso de cargas no lineales, que en el sector industrial son principalmente accionamientos o drives de los motores eléctricos. De ahí que los parámetros de operación de los motores de inducción como lo son la eficiencia, el factor de potencia y temperatura de operación se verán afectados⁴¹⁻⁴²⁻⁴³.

³⁹ FINLEY, W. R., y BURKE, R. R. Proper specification and installation of induction motors. En: IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 3, No 1, 1997, p 56–69.

⁴⁰ IEEE. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2014 (Revisión de IEEE Std 519-1992), 2014, p 1–29.

⁴¹ M. LDER, H.; VINNAL, T. y BELDJAJEV, V. Harmonic losses in induction motors caused by voltage waveform distortions. En: Electric Power Quality and Supply Reliability Conference, Kuressaare, Estonia, 2010, p 143-150.

⁴² VALENCIA, D. F. y QUISPE, E. C. Methodology for estimating the influence of voltage harmonics on efficiency and power factor of three-phase induction motors. En: 2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2013, p 1–5

⁴³ VALENCIA, D. F. Estudio del efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la operación del motor trifásico de inducción en estado estacionario. Tesis de pregrado en Ingeniería Eléctrica. Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería. Departamento de Energética y Mecánica. 2012, p 23.

Por lo tanto es necesario tener una metodología para evaluar y prevenir los impactos de las tensiones armónicas sobre la operación de los motores de inducción; sin embargo, en condiciones de campo, esta labor se dificulta debido a que los métodos existentes para determinar la potencia entregada por la máquina son invasivos o se fundamentan en modelos matemáticos que solo tienen en cuenta las condiciones nominales de operación, es decir, no incluyen modelos de la operación del motor con armónicos, lo que conlleva a errores de estimación inaceptables⁴⁴.

Es importante entonces que sea desarrollada una metodología aplicable en la industria, basada en modelos matemáticos que consideren el efecto de los armónicos sobre la eficiencia, la potencia y la temperatura de operación del motor de inducción, de forma que permita dar recomendaciones generales según sea la condición de alimentación y la reducción del desempeño para proteger el tiempo de vida del motor.

⁴⁴ SOUSA SANTOS, Vladimir, et al. Bacterial Foraging Algorithm application for induction motor field efficiency estimation under harmonics and unbalanced voltages," En: Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2013), Chicago, USA, Mayo 12-15, 2013, p 1108.

4. OBJETIVOS

4.1 OBJETIVO GENERAL

Determinar, mediante modelos eléctricos y térmicos, el efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la eficiencia y la potencia del motor trifásico de inducción.

4.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

Son planteados los siguientes objetivos específicos que llevarán al cumplimiento del objetivo general:

- Establecer un circuito eléctrico equivalente para la determinación del efecto de los armónicos sobre la eficiencia y la potencia del motor de inducción.
- Establecer un circuito térmico equivalente para determinar el efecto de los armónicos sobre la temperatura de operación y el factor de desclasificación de potencia del motor de inducción.
- Determinar los parámetros de los circuitos equivalentes eléctrico y térmico de un motor de inducción a partir de pruebas experimentales y cálculos teóricos.
- Realizar una simulación que permita caracterizar las variaciones eléctricas y térmicas del motor de inducción en presencia de armónicos para validar las estimaciones realizadas en los circuitos equivalentes.
- Aplicar los circuitos equivalentes eléctrico y térmico para determinar el efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la eficiencia y la potencia del motor trifásico de inducción mediante estimaciones teóricas validadas experimentalmente.

5. MODELO ELÉCTRICO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN: PLANTEAMIENTO Y PROCEDIMIENTO DE DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS

Los métodos comúnmente utilizados para el proceso de diseño y/o estimación de la operación del motor de inducción son el Análisis por Elementos Finitos FEA y la metodología de parámetros concentrados.

El uso del FEA proporciona información detallada del comportamiento cualitativo y cuantitativo de las variables de interés, sin embargo, este método requiere no solo un conocimiento detallado de los datos geométricos y propiedades eléctricas, magnéticas y térmicas de los materiales, sino también, de una elevada capacidad computacional para realizar las respectivas simulaciones. De ahí que el método de parámetros concentrados ofrece una respuesta de mayor simplicidad pero de una precisión suficiente.

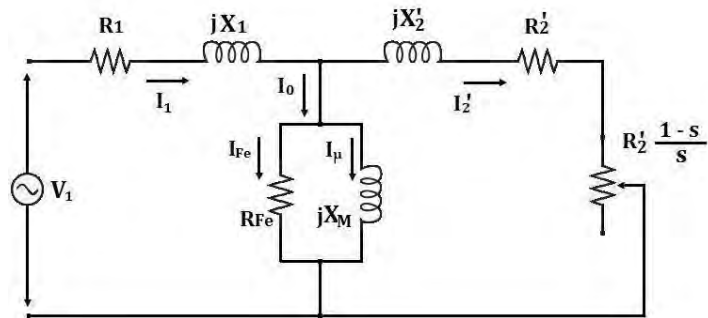
Se emplea entonces el método de parámetros concentrados como un circuito eléctrico equivalente para estudiar el efecto de los armónicos sobre la eficiencia y potencia eléctrica del motor de inducción.

5.1 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR EN CONDICIONES SINUSOIDALES

El circuito eléctrico equivalente convencional del motor de inducción es ilustrado en la Figura 13; este representa la operación de una fase del motor alimentado por un sistema trifásico de tensiones, simétrico y con forma de onda sinusoidal⁴⁵. Los parámetros y variables de este circuito son mencionados en el Cuadro 1.

⁴⁵ COCHRAN, P. L. "Polyphase Induction Motors. Analysis, Design, and Application". Nueva York: Marcel Dekker, INC., 1989, p 33-96.

Figura 13. Circuito eléctrico equivalente del motor de inducción en condiciones sinusoidales



Cuadro 1. Parámetros y variables del circuito equivalente del motor de inducción

Parámetro	Observación
R_1	Resistencia óhmica por fase de los arrollamientos o devanados del estator
R_2	Resistencia óhmica por fase de los arrollamientos o devanados del rotor (referidos al estator)
R_{Fe}	Resistencia que representa las pérdidas en el hierro.
X_1	Reactancia asociada a los flujos de dispersión presentados en los arrollamientos del estator ante una frecuencia de red determinada.
X_2	Reactancia asociada a los flujos de dispersión presentados en los arrollamientos del rotor ante una frecuencia de red determinada (referida al estator).
X_M	Reactancia de magnetización. Representa los flujos mutuos generados en el entrehierro.
Variable	Observación
V_1	Tensión eficaz aplicada en bornes del circuito equivalente. Si el devanado del motor tiene conexión Y, este valor será la tensión en bornes del motor dividido por raíz de tres ($V_1/\sqrt{3}$).
I_0	Corriente de excitación o de vacío necesaria para magnetizar el material y generar un flujo mutuo. Incluye un componente de magnetización y un componente de pérdidas.
I_{fe}	Componente de la corriente de excitación o vacío referente a las pérdidas en el hierro
I_μ	Corriente que circula por la reactancia de magnetización, necesaria para magnetizar el material ferromagnético que conduce el flujo mutuo.
s	Deslizamiento de la máquina. Diferencia porcentual entre la velocidad de giro del flujo magnético del entrehierro y la velocidad mecánica de giro del rotor.

En el modelo convencional las pérdidas en el núcleo del estator son representadas por el resistor R_{Fe} y las pérdidas adicionales son generalmente despreciadas. Sin embargo, un sistema de alimentación con tensión no sinusoidal incrementa los flujos dispersos en el motor que hacen a las pérdidas adicionales igualar, o superar, a las pérdidas nominales en el núcleo del estator según sea la frecuencia⁴⁶, de ahí que bajo condiciones no sinusoidales las pérdidas adicionales no pueden ser despreciadas.

De igual forma, los parámetros del circuito equivalente deben ser expresiones dadas en función de la frecuencia, por lo que el uso del modelo convencional del motor de inducción de la Figura 13 resulta inviable debido a su representación invariante ante la frecuencia de alimentación. Se presenta entonces un estudio de las señales armónicas y como las formas de onda no sinusoidal afectan la operación del motor de inducción para establecer una modificación del circuito equivalente del mismo.

5.2 CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN INCLUYENDO TENSIONES ARMÓNICAS

Aunque los motores de inducción aun alimentados por tensiones con forma de onda sinusoidal, producen corrientes no sinusoidales que contienen componentes fundamentales y armónicas; este fenómeno aparece a causa de la distribución espacial de los devanados y del comportamiento no lineal del núcleo ferromagnético. Los efectos de los armónicos causados por la distribución en el espacio de los devanados, también llamados armónicos espaciales, son despreciados en este estudio.

El más importante efecto de los armónicos sobre la operación del motor de inducción está relacionado con la reducción de su eficiencia debido al aumento de las pérdidas adicionales. Así, la operación de la máquina con carga causará pérdidas mayores a las nominales, causando un deterioro de los aislamientos y una reducción de la vida útil de la misma. Esto suele prevenirse mediante la desclasificación de la potencia del motor, es decir, la reducción de la potencia, menor a la asignada, que puede entregar sin poner en riesgo su funcionamiento ni disminuir su vida útil.

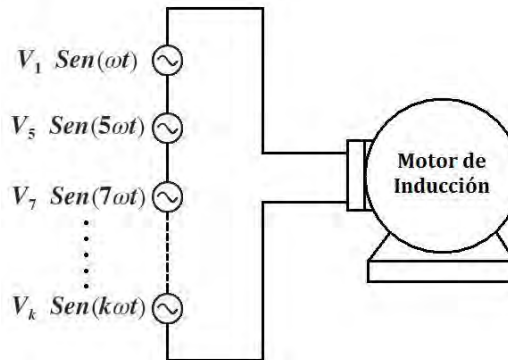
⁴⁶ HONSINGER, V. B. Induction motors operating from inverters. En: 1980 Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, Memorias, p 1277.

Para definir el efecto de las tensiones con componentes armónicas sobre el motor se estudian inicialmente los conceptos básicos relacionados con las características de los sistemas trifásicos con armónicos en términos de sus secuencias de fase. Con ello se propone una modificación del circuito eléctrico equivalente de la Figura 13 que proporcione mayor precisión en la estimación de la operación de la máquina bajo las mencionadas condiciones. Finalmente se expone un método para calcular los parámetros del circuito equivalente con armónicos a partir de los parámetros del circuito equivalente convencional.

5.2.1 Forma de onda no sinusoidal. El estudio de ondas periódicas distorsionadas o no sinusoidales se realiza a partir de las series de Fourier, que consisten en la descomposición de la señal en una suma infinita de señales sinusoidales, cada una con una frecuencia múltiplo entero de la frecuencia fundamental.

Si la forma de onda de alimentación del motor de inducción no es sinusoidal, la misma puede descomponerse en un conjunto de k fuentes independientes, todas conectadas en serie y cada una con una frecuencia múltiplo de la frecuencia fundamental, según se representa en la Figura 14.

Figura 14. Excitación no sinusoidal descompuesta del motor de inducción



Según el principio de superposición de circuitos eléctricos las corrientes armónicas pueden ser analizadas a partir de k circuitos equivalentes diferentes, cada uno alimentado por una fuente a la frecuencia del armónico correspondiente, y el resultado final será la suma algebraica de los resultados parciales de cada circuito.

Para su estudio aplicado a motores trifásicos de inducción se ignoran los armónicos múltiplos de 3 debido a su nula contribución al par de rotación⁴⁷.

5.2.2 Característica del sistema de alimentación con armónicos. Un sistema de tensiones trifásicas considerado como fuente de alimentación del motor de inducción se asume simétrico, es decir, compuesto por tres tensiones sinusoidales con igual amplitud y frecuencia desfasadas 120° eléctricos entre sí. Para fuentes con distorsión armónica, se supone una distribución de componentes armónicas simétricas entre cada una de las fases, por lo que el sistema se define como equilibrado.

5.2.3 Secuencia de fases de las componentes armónicas. La secuencia de fases representa la dirección de giro del sistema fasorial que compone la fuente trifásica; para el caso de máquinas rotativas trifásicas este concepto determina la dirección de rotación del campo magnético del entrehierro, con lo cual se define un sentido de giro para el rotor de la máquina⁴⁸.

Cuando el sistema simétrico de tensiones trifásico tiene distorsión armónica, el valor instantáneo de la tensión en cada fase se expresa como:

$$V_{a(k)} = A \left(\frac{a_k}{k} \right) \cos(k\omega t) \quad (1)$$

$$V_{b(k)} = A \left(\frac{a_k}{k} \right) \cos \left[k \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (2)$$

$$V_{c(k)} = A \left(\frac{a_k}{k} \right) \cos \left[k \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (3)$$

Donde k representa el orden del armónico que se analiza, siendo este un entero positivo y a_k es la magnitud porcentual de dicho armónico respecto al valor máximo de la onda a frecuencia fundamental.

Se observa que para cualquier frecuencia armónica, el ángulo de fase de V_a no se verá afectado, mientras que los signos más y menos de los ángulos ($2\pi/3$) en V_b y V_c se alternarán entre sí, lo que significa que algunas frecuencias armónicas

⁴⁷ KLINGSHIRN, E.A. y JORDAN, H.E. Op. Cit., p.625.

⁴⁸ HONSINGER, V. B. Op. Cit, p 1277.

provocan una secuencia de fases igual a la generada a frecuencia fundamental, o *secuencia positiva*, mientras que otras frecuencias provocarán que el sistema trifásico tenga una secuencia inversa o *secuencia negativa*.

Adicionalmente, las tres tensiones de la secuencia de fases de los armónicos múltiplos de 3 tienen igual ángulo, es decir, el sistema se transforma en un sistema monofásico o con *secuencia cero*, lo cual genera en la máquina un campo pulsante.

De ahí que un sistema trifásico con contenido armónico puede descomponerse en un conjunto de sistemas de secuencia positiva, negativa o cero, definido según el orden del armónico y partiendo de las expresiones (1), (2) y (3).

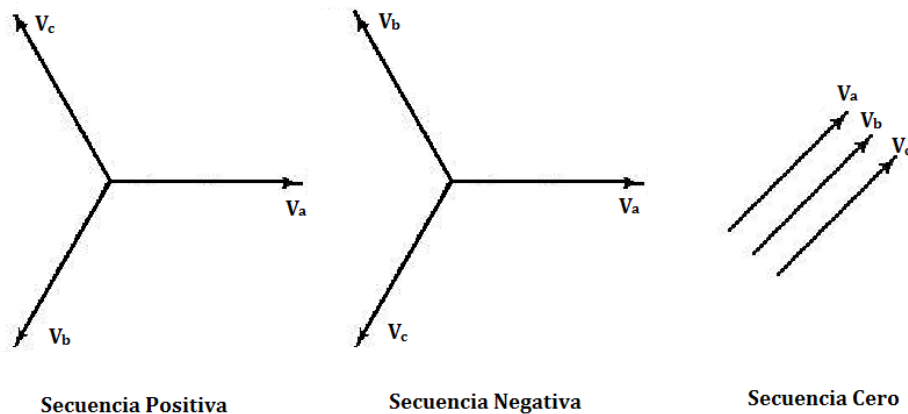
El Cuadro 2 presenta la secuencia de fases resultante de cada frecuencia armónica, mientras que la Figura 15 ilustra estas secuencias según la relación fasorial entre las tensiones.

Cuadro 2. Secuencia de fases

Orden del armónico	Secuencia de tensiones	Secuencia de fase
1	V_a, V_b, V_c	Positiva (+)
2	V_a, V_c, V_b	Negativa (-)
3	$V_a = V_b = V_c$	Cero (0)
4	V_a, V_b, V_c	Positiva (+)
5	V_a, V_c, V_b	Negativa (-)
6	$V_a = V_b = V_c$	Cero (0)
7	V_a, V_b, V_c	Positiva (+)
8	V_a, V_c, V_b	Negativa (-)
...

Fuente: WILLIAMSON, A. C. The effects of system harmonics upon machines. En: Int. J. Elect. Enging. Educ. Manchester U.P., Vol. 19, 1982, p 145-155.

Figura 15. Diagrama fasorial de secuencias de fase



5.2.4 Efecto de la secuencia de fases de los armónicos sobre el motor de inducción. Cuando se alimenta el motor de inducción con un sistema de tensiones trifásicas equilibrado, se da origen a un flujo magnético giratorio en el entrehierro con una dirección determinada por la secuencia de fases, lo que define el sentido de las corrientes inducidas en el rotor y la dirección giro del eje.

Con una alimentación con forma de onda no sinusoidal se presenta una superposición de corrientes armónicas circulando por el circuito del estator, cada una con diferente secuencia según el orden del armónico dado el criterio del Cuadro 2.

Dado que la mayor magnitud corresponde a la componente fundamental o primera armónica, su sentido de giro define la dirección de giro eje; sin embargo, la presencia de otros armónicos en el estator genera también un flujo magnético giratorio en el entrehierro cuyo sentido depende de la secuencia de fases de los mismos y que afecta la operación del motor.

Los armónicos de secuencia cero, como producen un campo pulsante, no generan un flujo magnético giratorio en el entrehierro, por el contrario, si el motor tiene neutro flotante estas corrientes se anulan entre sí al igual que sus flujos generados, produciendo pérdidas por efecto Joule y corrientes de eddy en el estator sin generar magnetización o inducción al rotor.

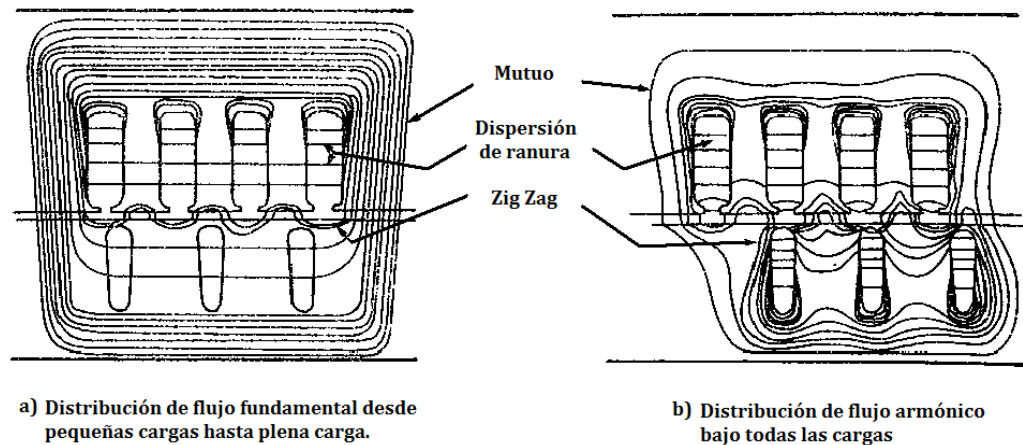
Los armónicos de secuencia positiva generan un flujo magnético giratorio que provoca un par de rotación en la misma dirección que la frecuencia fundamental, sumándose entre sí; las tensiones con secuencia negativa, por el contrario,

inducen flujos magnéticos que giran en dirección contraria al giro del eje, produciendo un efecto freno que representa pérdidas adicionales en la máquina.

5.2.5 Operación del motor de inducción alimentado con armónicos. Las pérdidas en el núcleo debido a los flujos principales y mutuos de un motor que se alimenta con una tensión sinusoidal pueden ser calculadas empleando el circuito de la Figura 13, por la resistencia R_{Fe} ; esta resistencia es también empleada en el modelo convencional del motor de inducción como una representación de las pérdidas adicionales causadas por corrientes de eddy inducidas por flujos dispersos fundamentales, perfil válido teniendo en cuenta que ante tensiones de baja frecuencia estas pérdidas son pequeñas inherentes a las pérdidas en el núcleo⁴⁹.

No obstante, en presencia de armónicos las pérdidas adicionales pueden igualar e incluso superar a las pérdidas en el núcleo tanto en el estator como en el rotor⁵⁰. La Figura 16a muestra la distribución de flujo magnético causado por la fundamental, que ocasiona un mayor flujo mutuo, mientras que los armónicos (Figura 16b) provocan un incremento de los flujos de dispersión de ranura y zigzag en comparación con los mutuos, es decir, que las pérdidas adicionales predominan frente a las de núcleo⁵¹.

Figura 16. Distribución de flujo a) frecuencia fundamental, b) armónicos



Fuente: HONSINGER, V. B. Induction motors operating from inverters. En: 1980 Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, Memorias, p 1279.

⁴⁹ VAMVAKARI, A. *et al.* Op. Cit., p 210.

⁵⁰ HONSINGER, V. B. Op. Cit., p1279.

⁵¹ MURPHY, J. M. D. y HONSINGER, V. B. Efficiency optimization of inverter-fed induction motor drives. En: 13th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1982, p 544–552.

De ahí que el uso del modelo convencional de la Figura 13 que asocia las pérdidas adicionales a la resistencia de pérdidas en el hierro es inviable, pues las primeras deben ser representadas como pérdidas independientes.

Adicionalmente el efecto piel o pelicular en las barras del rotor causa reducción en la inductancia de dispersión del mismo a frecuencias armónicas, al mismo tiempo que produce incrementos significativos en la resistencia del rotor y las pérdidas en los devanados del rotor⁵².

Finalmente, los parámetros del circuito equivalente convencional del motor de inducción no varían en función de la frecuencia, pero las pérdidas y flujos dispersos dados en el motor de inducción son afectados por la saturación magnética y la frecuencia aplicada, y en presencia de armónicos, de las múltiples frecuencias presentadas.

Se hace evidente así que es necesario adaptar el modelo convencional del motor de inducción a una situación donde sea alimentado por tensiones no sinusoidales que hagan circular armónicos temporales por sus devanados.

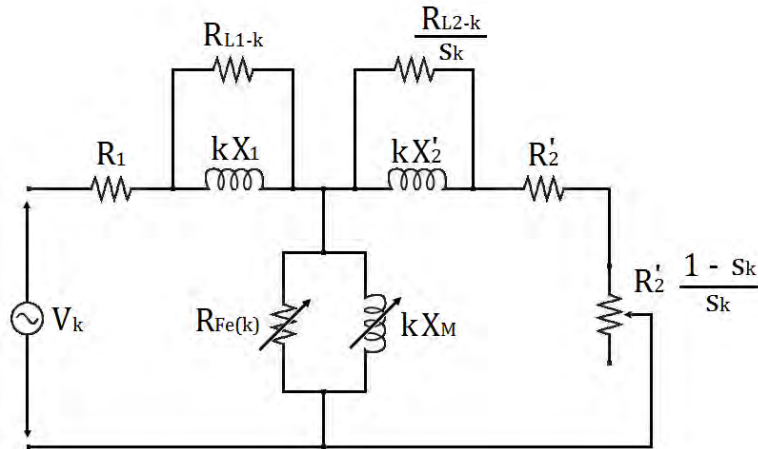
5.2.6 Circuito equivalente del motor de inducción alimentado con tensiones armónicas. Se propone modificar el circuito equivalente convencional de la Figura 13 para tener en cuenta los efectos individuales de cada armónico temporal sobre las fases del motor y determinar la operación del mismo mediante principio de superposición.

La Figura 17 muestra el circuito eléctrico equivalente del motor de inducción para su operación con tensión a frecuencia armónica k incluyendo la fundamental⁵³.

⁵² Ibid, p 546.

⁵³ VALENCIA, D. F. y QUISPE E. C. Op. Cit. p 60.

Figura 17. Circuito equivalente modificado del motor de inducción para una tensión de alimentación del armónico k



Los flujos magnéticos que ocasionan las pérdidas en el núcleo del estator están representados por la reactancia de magnetización X_M , por lo tanto, la representación de estas pérdidas se hace en la Figura 17 mediante una resistencia $R_{Fe(k)}$ acoplada en paralelo a X_M , la cual debe variar en función de la frecuencia de alimentación, a diferencia del circuito equivalente convencional de la Figura 13 en el que se considera constante.

De igual forma, los flujos magnéticos que causan pérdidas adicionales son representados por las reactancias de dispersión X_1 para el estator y X_2 para el rotor. Las pérdidas adicionales se representan entonces en sus componentes del estator y del rotor, ilustrados en la Figura 17 como las resistencias R_{L1-k} y R_{L2-k} / s_k , acopladas en paralelo a las reactancias de dispersión del estator y rotor respectivamente y variables frente a cambios de la frecuencia⁵⁴. Adicionalmente, la resistencia de pérdidas adicionales en el rotor depende del deslizamiento s_k propio de cada frecuencia armónica presente en la alimentación.

5.2.7 Procedimiento para el cálculo de parámetros del circuito equivalente incluyendo tensiones armónicas. Se presenta a continuación la metodología de cálculo de los parámetros del circuito equivalente incluyendo armónicos temporales. En este estudio se consideran a las resistencias de pérdidas en el cobre del estator R_1 y del rotor R_2 como constantes ante la variación de la frecuencia.

⁵⁴ HONSINGER, V. B. Op. Cit, p 1279.

5.2.7.1 Deslizamiento en presencia de armónicos. En condiciones sinusoidales el deslizamiento del motor de inducción representa la diferencia porcentual entre la velocidad sincrónica del campo magnético giratorio del entrehierro y la velocidad angular en el eje; esta se expresa como:

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (4)$$

Donde n_s es la velocidad sincrónica y n es la velocidad angular del eje del motor, ambas en rpm.

Una tensión a frecuencia armónica alimentando el motor provocará una variación de la velocidad de giro del campo magnético del entrehierro proporcional al orden del armónico, de forma que el deslizamiento s_k para un armónico k se expresa, en p.u. según (5).

$$s_k = \frac{(k \cdot n_s) \mp n}{(k \cdot n_s)} \quad (5)$$

Que en función del deslizamiento a frecuencia fundamental es:

$$s_k = \frac{k \mp (1 - s)}{k} \quad (6)$$

Donde el signo \mp depende de la secuencia de fases del armónico k . El signo es negativo para armónicos de secuencia positiva ($3n+1$); $n = 0, 1, 2, \dots$. Es positivo para armónicos de secuencia negativa ($3n+2$). Los armónicos de secuencia cero ($3n$) producen un campo pulsante que no afecta las interacciones electromagnéticas estator-rotor, por lo que no se tienen en consideración.

Los armónicos de secuencia negativa generan flujos magnéticos giratorios en el entrehierro con dirección contraria al flujo a frecuencia fundamental y al giro del eje del motor, por lo que producen un deslizamiento armónico mayor que la unidad⁵⁵.

⁵⁵ KLINGSHIRN, E.A. y JORDAN, H.E. Op. Cit, p 626.

5.2.7.2 Reactancias de dispersión y magnetización del circuito con armónicos. La reactancia inductiva como representación del flujo magnético se expresa en función de la frecuencia de acuerdo a (7).

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \quad (7)$$

Donde f es la frecuencia en Hz y L la inductancia en H .

De esta forma, la reactancia de dispersión del estator en función de la frecuencia y su respectiva variación ante el armónico k es:

$$X_{1(k)} = 2 \cdot \pi \cdot (k \cdot f) \cdot L_1 = k X_{1(1)} \quad (8)$$

Igualmente se expresan las reactancias de magnetización y de flujos dispersos en el rotor:

$$X_{M(k)} = 2 \cdot \pi \cdot (k \cdot f) \cdot L_M = k X_{M(1)} \quad (9)$$

$$X_{2(k)} = k X_{2(1)} \quad (10)$$

5.2.7.3 Resistencias de pérdidas adicionales. Las pérdidas adicionales en el estator a frecuencia fundamental son determinadas a partir del circuito equivalente de la Figura 17 según (11).

$$P_{L1-1} = I_{1L-1}^2 R_{L1-1} \quad (11)$$

Donde I_{1L-1} es la corriente que circula por la resistencia R_{L1-1} a frecuencia fundamental, expresada por:

$$I_{L1-1} = I_{1(1)} \left(\frac{X_{1(1)}}{\sqrt{R_{1L-1}^2 + X_{1(1)}^2}} \right) \quad (12)$$

Remplazando (12) en (11) con $I_{1(1)}$ como la corriente de entrada a frecuencia fundamental en ampere, se obtiene:

$$P_{L1-1} = \frac{I_{1(1)}^2 R_{L1-1}}{1 + \left(\frac{R_{L1-1}}{X_{1(1)}}\right)^2} \quad (13)$$

Adicionalmente, las pérdidas adicionales en el estator por fase son expresadas como una fracción λ de la potencia de salida⁵⁶. Esta fracción puede obtenerse mediante el criterio de la norma IEC 60034-2-1 de estimación de pérdidas adicionales⁵⁷.

$$P_{L1-1} = \lambda P_{sal} = \lambda \eta V_1 I_{1(1)} \cos \phi_1 = \lambda \eta I_{1(1)}^2 \bar{r}_{eq} \quad (14)$$

Donde V_1 es la tensión de alimentación en volts del circuito equivalente a frecuencia fundamental, $\cos \phi_1$ es el factor de potencia en p.u., η es la eficiencia en p.u. y \bar{r}_{eq} es la resistencia de entrada equivalente del motor en ohm dada por:

$$\bar{r}_{eq} = \frac{V_1}{I_{1(1)}} \cos \phi_1 \quad (15)$$

Al igualar (13) y (14) se obtiene:

$$\lambda \eta \bar{r}_{eq} = \frac{R_{L1-1}}{1 + \left(\frac{R_{L1-1}}{X_{1(1)}}\right)^2} \quad (16)$$

Resolviendo para R_{L1-1} se obtiene:

⁵⁶ QUISPE, E. C. Una Visión Integral para el uso Racional de la Energía en la Aplicación de Motores Eléctricos de Inducción. *En*: El Hombre y la Máquina, No. 20-21, 2003, p 52-59.

⁵⁷ INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION IEC. "Rotating Electrical Machines. Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests". IEC 60034-2-1. IEC, 2007, p 38-60.

$$R_{L1-1} = \frac{X_{1(1)}^2 I_{1(1)}}{2 \lambda \eta V_1 \cos \phi_1} \left[1 + \sqrt{1 - \left(\frac{2 \lambda \eta V_1 \cos \phi_1}{I_{1(1)} X_{1(1)}} \right)^2} \right] \quad (17)$$

Se define entonces σ como:

$$\sigma = \frac{2 \lambda \eta V_1 \cos \phi_1}{I_{1(1)} X_{1(1)}} \quad (18)$$

Con lo que (17) se simplifica como:

$$R_{L1-1} = \frac{X_{1(1)}}{\sigma} \left(1 + \sqrt{1 - \sigma^2} \right) \quad (19)$$

Utilizando los parámetros del circuito equivalente a frecuencia fundamental y empleando las expresiones (18) y (19) se estima la resistencia de pérdidas adicionales en el estator a frecuencia fundamental. Como en condiciones sinusoidales las pérdidas adicionales en el rotor son pequeñas respecto a una alimentación con armónicos, se asume que su resistencia asociada a frecuencia fundamental R_{L2-1} es igual a su homóloga en el estator.

$$R_{L1-2} = R_{L1-1} \quad (20)$$

Con ello, los valores de estas resistencias con el circuito alimentado con un armónico de orden k son:

$$R_{L1-k} = R_{L1-1} \cdot k \cdot \left(\frac{1 + f \cdot \gamma}{1 + k \cdot f \cdot \gamma} \right) \quad (21)$$

$$R_{L2-k} = R_{L2-1} \left(\frac{s_k \cdot k}{s} \right) \left(\frac{1 + s \cdot f \cdot \gamma}{1 + s_k \cdot k \cdot f \cdot \gamma} \right) \quad (22)$$

Donde s_k es el deslizamiento armónico en p.u. dado en (6), f es la frecuencia fundamental de operación, γ es el cociente entre el coeficiente de pérdidas por histéresis k_H y el coeficiente de pérdidas por corrientes de eddy k_E . Estas últimas se asumen como iguales, por lo que la constante γ es igual a la unidad⁵⁸.

5.2.7.4 Resistencia de pérdidas en el núcleo del circuito con armónicos. En condiciones sinusoidales las pérdidas en el núcleo del estator varían aproximadamente con la frecuencia de excitación ω y el cuadrado de la densidad de flujo φ .

$$P_{Fe} = k_H \cdot f \cdot \varphi^2 + k_E \cdot f^2 \cdot \varphi^2 \quad (23)$$

La representación de estas pérdidas se realiza en el circuito equivalente de la Figura 17 como la rama en paralelo o de magnetización. En este modelo se asume que $R_{Fe} \gg X_M$, de ahí que:

$$I_M^2 R_{Fe} = \left(\frac{V_M}{R_{Fe}}\right)^2 \cdot R_{Fe} = \left(\frac{k_H}{f} + k_E\right) \cdot f^2 \cdot \varphi^2 \quad (24)$$

Donde I_M es la corriente de magnetización del circuito equivalente a frecuencia fundamental y V_M la tensión sobre R_{Fe} .

Resolviendo para R_{Fe} se obtiene:

$$R_{Fe} = \frac{1}{\left(\frac{k_H}{2\pi f} + k_E\right)} \quad (25)$$

Con ello, la resistencia de pérdidas en el núcleo del estator para una excitación con frecuencia kf es:

$$R_{Fe(k)} = \frac{1}{\left(\frac{k_H}{2\pi(kf)} + k_E\right)} \quad (26)$$

⁵⁸ VAMVAKARI, A. *et al*, Op. Cit, p 211.

5.2.7.5 Efecto piel. El efecto piel o pelicular está relacionado con las distribuciones de flujo y densidades de corriente en un conductor o grupo de conductores por los que circulan corrientes alternas, generalmente sinusoidales, rodeados por un núcleo magnético con algún entrehierro. Este fenómeno presiona a las corrientes alternas lejos del centro del conductor hacia su superficie, teniendo un efecto mayor en corrientes a altas frecuencias. El efecto piel es también llamado efecto de profundidad de barra en el caso de las máquinas eléctricas⁵⁹.

Como se ha mencionado, el efecto piel en máquinas eléctricas rotativas provoca incrementos en la resistencia del rotor y una disminución de la reactancia en el mismo, sin embargo, a partir de la relación de frecuencias que presenta la corriente del rotor en operación sinusoidal, este puede ser despreciado. Cuando se estudian, como en este caso, los efectos de las frecuencias armónicas mayores a la fundamental sobre la operación del motor de inducción, es necesario aplicar factores de corrección por efecto piel a la resistencia y reactancia del rotor, así:

$$R_{2(ks)} = k_R R_{2(k)} \quad (27)$$

$$X_{2(ks)} = k_X X_{2(k)} \quad (28)$$

Donde $R_{2(ks)}$ y $X_{2(ks)}$ son la resistencia y reactancia del rotor al armónico k con corrección por efecto piel, k_R y k_X son los factores de corrección por efecto piel para la resistencia y reactancia respectivamente y $R_{2(k)}$ y $X_{2(k)}$ son la resistencia y la reactancia calculadas para el circuito equivalente del armónico k .

Si la barra del rotor es rectangular, los coeficientes de efecto piel son:

$$k_R = \frac{\xi \sinh(\xi) + \sin(\xi)}{2 \cosh(\xi) - \cos(\xi)} \quad (29)$$

$$k_X = \frac{3 \sinh(\xi) - \sin(\xi)}{\xi \cosh(\xi) - \cos(\xi)} \quad (30)$$

⁵⁹ CIPIN, R., y PATOCKA, M. Skin effect in rotor bars of induction motor in form of transfer function. En: IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, p 3149–3153.

Donde ξ se define como:

$$\xi = 0.274 d \sqrt{c s_n k f} \quad (31)$$

Con d igual a la profundidad de barra en cm y c la conductividad del cobre.

La profundidad de barra puede ser estimada mediante cálculos, asumiendo las barras con forma rectangular se obtiene una precisión suficiente⁶⁰.

$$d = \left(0,21 - \frac{2p}{100}\right) \frac{H}{100} \quad (32)$$

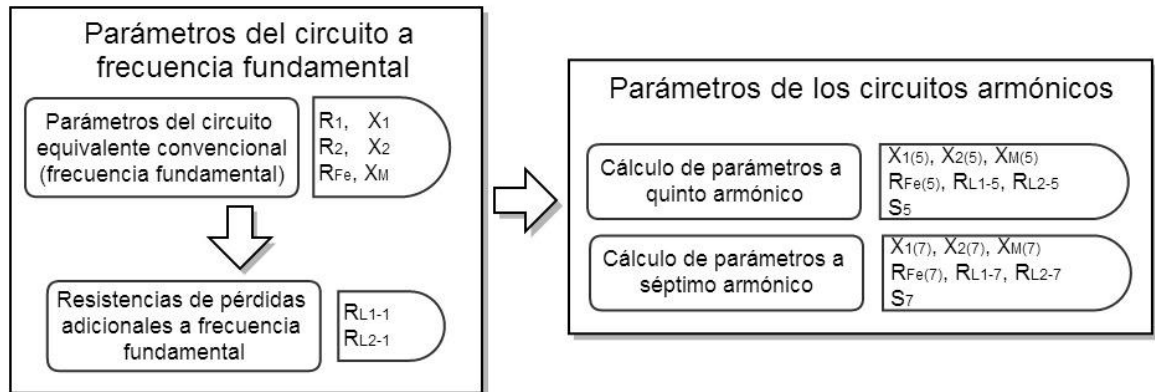
Donde p es el número de pares de polos y H es la altura del eje en cm.

5.3 DETERMINACIÓN TEÓRICO-EXPERIMENTAL DE PARÁMETROS DEL CIRCUITO ELÉCTRICO EQUIVALENTE INCLUYENDO ARMÓNICOS DE TENSIÓN

El circuito eléctrico equivalente propuesto en la Figura 17 se utiliza para estimar las características eléctricas de operación de un motor de inducción de 3 HP del laboratorio de conversión de energía de la Universidad Autónoma de Occidente - UAO. Para ello, es necesario determinar los parámetros de circuito asociados a este motor, siguiendo el procedimiento mostrado en la Figura 18.

⁶⁰ IEC. Rotating electrical machines - Part 28: Test methods for determining quantities of equivalent circuit diagrams for three-phase low-voltage cage induction motors. IEC 60034-28, 2012.

Figura 18. Procedimiento para cálculo de parámetros de circuito eléctrico equivalente con armónicos



Fuente: VALENCIA, D. F. y QUISPE, E. C. Estudio del efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la operación del motor trifásico de inducción en estado estacionario. En: Revista Energética. Universidad Nacional de Colombia. No. 43. Junio de 2014, p 63-73.

La Figura 18 muestra que inicialmente son calculados los parámetros del circuito eléctrico equivalente convencional del motor de inducción, es decir, asumiendo que el mismo opera bajo condiciones sinusoidales. Con base en estos parámetros y utilizando las expresiones (4) a (32) se calculan los parámetros del circuito eléctrico equivalente alimentado por tensiones no sinusoidales, según sean los armónicos de interés para el análisis⁶¹.

En ese orden de ideas, son inicialmente definidas diversas pruebas de laboratorio recomendadas por la norma IEEE 112-2004 que ofrecen información necesaria para calcular los parámetros del circuito equivalente convencional del motor de inducción.

Posteriormente se realizan las pruebas definidas utilizando las instalaciones y los equipos de medición propios del laboratorio de conversión de energía de la UAO para calcular los parámetros del circuito eléctrico equivalente del motor en condiciones sinusoidales.

Finalmente, a partir de los parámetros determinados experimentalmente, serán calculados los parámetros adicionales asociados con el circuito eléctrico

⁶¹ VALENCIA, D. F. y QUISPE, E. C. Estudio del efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la operación del motor trifásico de inducción en estado estacionario. En: Revista Energética. Universidad Nacional de Colombia. No. 43. Junio de 2014, p 63-73.

equivalente alimentado con una forma de onda no sinusoidal para permitir el estudio de su comportamiento de acuerdo a lo descrito en apartados anteriores.

5.3.1 Método para el cálculo de parámetros a frecuencia fundamental a partir de pruebas. La norma IEEE 112-2004 involucra diversas instrucciones para conducir y reportar pruebas aplicables a máquinas polifásicas de inducción con el fin de determinar sus características y niveles de desempeño⁶².

Entre las recomendaciones dadas por la norma, el capítulo 5 es dedicado a las pérdidas en máquinas de inducción y los ensayos de laboratorio para determinarlas, refiriendo su sección 5.9, a procedimientos para el cálculo de los parámetros del circuito eléctrico equivalente del motor de inducción alimentado por tensiones sinusoidales a partir de pruebas fundamentadas, entre otros, en cuatro métodos diferentes para determinar impedancias, que son⁶³:

- Método 1. Prueba con rotor bloqueado a un máximo del 25 % de la frecuencia y la corriente asignadas.
- Método 2. Prueba con rotor bloqueado a tres frecuencias: una a la frecuencia asignada, una a aproximadamente el 50 % de la frecuencia asignada y otra a un máximo del 25 % de la frecuencia asignada, todas a corriente nominal.
- Método 3. Una prueba con un deslizamiento aproximado a la frecuencia del rotor reducida. Para este caso el motor se acciona desacoplado o acoplado a una carga pequeña reduciendo la tensión hasta alcanzar un deslizamiento aproximado al funcionamiento del motor a plena carga.
- Método 4. Prueba de rotor bloqueado a tensión reducida y frecuencia asignada resultando en una corriente aproximada a la corriente asignada o de funcionamiento a plena carga.

Partiendo de los métodos propuestos para determinar las impedancias de la máquina, de las instalaciones de laboratorio con las que cuenta la UAO y de las recomendaciones de algunos autores para calcular los parámetros del motor de

⁶² IEEE. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. IEEE, IEEE Std. 112 - 2004 (Revisión de IEEE Std 112-1996), 2004, p 1.

⁶³ *Ibíd.*, p 25, 26.

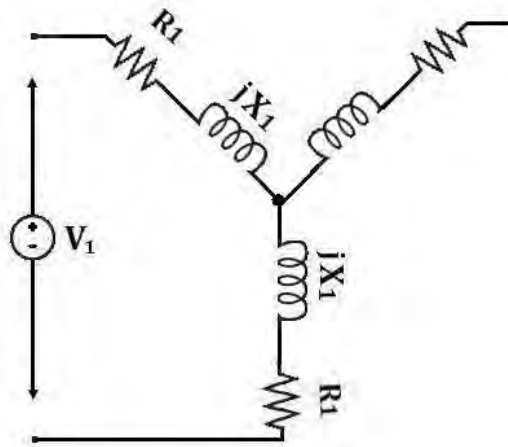
inducción en condiciones sinusoidales, se determinan entonces los ensayos que se realizarán al motor de prueba.

5.3.1.1 Ensayo para determinar resistencia del estator. Esta prueba tiene como objetivo determinar la resistencia equivalente asociada al devanado del estator y así calcular posteriormente las pérdidas por efecto Joule en el cobre del estator.

Existen dos procedimientos aplicables para determinar este parámetro: el primero, según lo expuesto por Fraile⁶⁴, consiste en aplicar corriente directa – CD, en los terminales del estator mediante una fuente de tensión que debe ser de valor reducido, pues al introducir CD en los devanados son anulados los efectos reactivos y la baja resistencia del cobre ocasionará altas corrientes que pueden ser perjudiciales para la máquina (emulando un corto circuito). Es recomendable asimismo no exponer el motor a este tipo de excitación por un tiempo prolongado.

Asumiendo entonces que los devanados del estator son simétricos, es decir, que poseen las mismas características eléctricas por fase, se debe realizar el montaje, para un motor con conexión en Y, de acuerdo a lo expuesto en la Figura 19.

Figura 19. Esquema para el ensayo con corriente directa



⁶⁴ FRAILE MORA, Jesús. Máquinas Eléctricas. 6 Ed. Madrid: McGraw-Hill, 2008, p 278.

Durante el ensayo deben ser medidos los valores de tensión y corriente de la máquina. Se determina entonces la resistencia entre ambas fases del estator mediante la relación dada por la ley de Ohm:

$$R = \frac{V}{I} \quad (33)$$

A partir de lo cual se determina la resistencia del estator, por fase, como:

$$R_1 = \frac{R}{2} \quad (34)$$

El segundo método consiste en utilizar directamente un dispositivo de medición de resistencias de valor relativamente pequeño conocido como miliohmímetro, el cual mide igualmente la resistencia entre los terminales del estator de la máquina, con lo cual solo se emplea (34) para determinar la resistencia por fase del estator. Dado que el laboratorio de conversión de energía de la UAO cuenta con este dispositivo, se emplea para determinar el valor de este parámetro.

5.3.1.2 Ensayo en vacío. Este ensayo se realiza accionando el motor en pruebas a tensión y frecuencia asignadas mediante una fuente variable de alimentación y sin carga mecánica acoplada al eje⁶⁵. Cuando se alcance el estado estacionario del motor accionado, se deben medir los valores de tensión, corriente y potencia de entrada a frecuencia asignada y en un rango de tensiones que va desde el 125 % de la tensión asignada disminuyendo la misma hasta el punto en que un decremento en la tensión incremente la corriente medida.

Cuando el motor opera con su rotor libre este gira a una velocidad muy cercana a su velocidad de sincronismo, por lo cual, desde el punto de vista de la Figura 13 y la expresión (4), la resistencia de carga tendrá un valor muy elevado (pero no infinito) con lo que la corriente del rotor I_2 tendrá un valor muy reducido, haciendo posible el supuesto de desprestigiar las pérdidas por efecto Joule del cobre del rotor. A partir de este supuesto, se determinan los parámetros del ensayo en vacío.

⁶⁵ IEEE. Op Cit., p 12, 13.

- **Corriente de vacío.** La corriente de vacío se determina a partir del promedio de las corrientes de línea medidas a tensión asignada durando el ensayo. Como la corriente del rotor fue despreciada, esta corriente representa tanto la que circula por el rotor como por la rama de magnetización de la Figura 13.

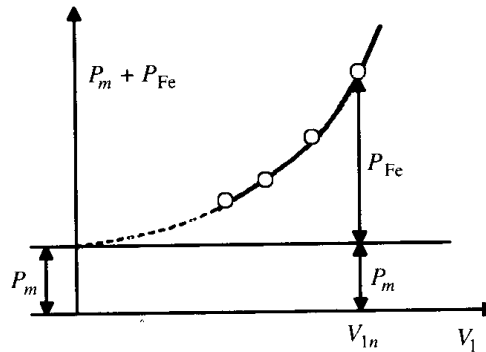
- **Pérdidas de vacío.** La potencia de entrada medida es el total de las pérdidas dadas en el motor cuando este opera sin carga. Estas pérdidas consisten en las pérdidas por efecto Joule o I^2R del estator, fricción, ventilación y pérdidas en el núcleo ferromagnético P_{Fe} .

- **Fricción y ventilación.** Estas pérdidas pueden ser determinadas mediante una regresión lineal usando tres o más puntos de una curva de potencia versus tensión al cuadrado. Para determinarlas es necesario restar las pérdidas I^2R del estator a las pérdidas de vacío a cada una de las tensiones de alimentación en las que fueron medidas, obteniendo la suma de las pérdidas en el núcleo y las pérdidas por fricción y ventilación, así:

$$P_{fe} + P_{fv} = P_o - P_{cul} \tag{35}$$

Si se grafica la potencia resultante en función de la tensión, se obtiene una curva con tendencia parabólica, de acuerdo a lo mostrado en la Figura 20. Si se extrapola la curva hasta que la misma corte con el eje de las ordenadas se obtiene, para una tensión de cero Volts, el total de las pérdidas por fricción y ventilación, debido a que las pérdidas en el núcleo son nulas al no existir una tensión aplicada que genere flujo en el entrehierro.

Figura 20. Pérdidas de vacío en función de la tensión

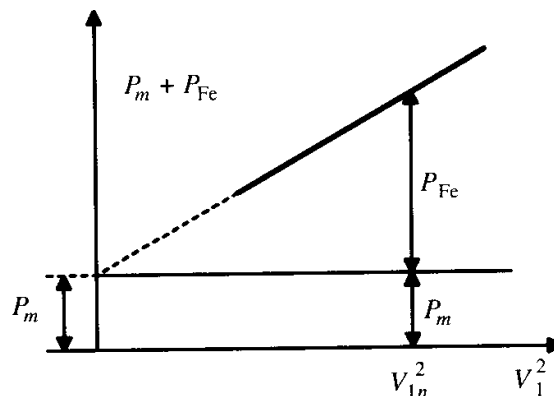


Fuente: FRAILE MORA, Jesús. Máquinas Eléctricas. 6 Ed. Madrid: McGraw-Hill, 2008, p 279.

El valor de las pérdidas en el núcleo ferromagnético a la tensión asignada se determina entonces restando el valor obtenido de corte con el eje de las ordenadas al valor dado de la expresión (35).

Como la extrapolación de una curva con tendencia parabólica puede incurrir en elevados valores de incertidumbre, se hace más práctico representar las pérdidas de fricción y ventilación más las pérdidas en el núcleo en función de la tensión al cuadrado, con lo cual será necesario extrapolar una línea recta mediante regresión lineal en lugar de una curva, así como se muestra en la Figura 21.

Figura 21. Pérdidas de vacío en función de la tensión al cuadrado



Fuente: FRAILE MORA, Jesús. Máquinas Eléctricas. 6 Ed. Madrid: McGraw-Hill, 2008, p 279.

- **Pérdidas en el núcleo.** Las pérdidas en el núcleo P_{Fe} , para cada tensión del ensayo de vacío, se obtienen restando el valor de las pérdidas de fricción y ventilación y las pérdidas I^2R de la potencia de vacío.

5.3.1.3 Ensayo de rotor bloqueado. En este apartado son determinadas las impedancias del motor, de acuerdo a los métodos para determinar impedancias según la IEEE 112-2004, anteriormente citados.

Se decide emplear el método 4, debido a que se dispone de los elementos necesarios para realizar el montaje definido por este en el laboratorio de conversión de energía en que se encuentra el motor en prueba.

Para aplicar el método 4 que permite determinar las impedancias, es necesario realizar previamente la prueba en vacío al motor seleccionado. Posteriormente se debe conectar el motor a una fuente variable de tensión a cero Volts y se debe bloquear el rotor del mismo para que no pueda girar libremente. Es necesario disponer de equipos que midan constantemente los niveles de tensión, corriente y potencia de entrada del motor. Así, se debe incrementar gradualmente la tensión de la fuente variable hasta obtener una medición de corriente de entrada aproximadamente igual a la corriente de placa del motor. Cabe anotar la necesidad de realizar esta prueba verificando cuidadosamente que la corriente del motor no supere nunca su corriente asignada, de lo contrario este podría resultar en fallas por sobrecalentamiento.

Cuando el rotor del motor, aun energizado, no gire, es decir, que su velocidad es cero, el deslizamiento del mismo será $s = 1$, provocando que la resistencia de carga sea de cero Ohm y que la corriente del rotor sea máxima, al punto que sea tan grande que es posible desprestigiar la contribución en pérdidas por parte de la corriente de magnetización, es decir, desprestigiar la rama en paralelo del circuito de la Figura 13.

- **Cálculos.** Para calcular las impedancias del motor de inducción se debe iniciar por asumir la relación existente entre las reactancias X_1 y X_2 de acuerdo a los detalles de diseño según la norma NEMA, que define, como explica Chapman⁶⁶, las características físicas normalizadas de las curvas par-velocidad en los motores de inducción según el rotor, normalmente referidos en la placa de características de la máquina. Así, la relación entre reactancias se supone de acuerdo al siguiente criterio:

$\left(\frac{X_1}{X_2}\right) = 1,0$; Para motores con diseño A y diseño D o para motores con rotor devanado.

$\left(\frac{X_1}{X_2}\right) = 0,67$; Para motores con diseño B.

$\left(\frac{X_1}{X_2}\right) = 0,43$; Para motores con diseño C.

⁶⁶ CHAPMAN. Stephen J. Máquinas Eléctricas. México: McGraw-Hill Interamericana de México. 1988, ISBN 968-422-149-5, p 523-525.

A partir de este supuesto son calculadas las potencias reactivas de vacío y de plena carga de acuerdo con las expresiones:

$$Q_0 = \sqrt{(m V_{10} I_{10})^2 - P_0^2} \quad (36)$$

$$Q_L = \sqrt{(m V_{1L} I_{1L})^2 - P_L^2} \quad (37)$$

Cabe anotar que la tensión por fase V_1 asociada a las expresiones anteriores parte de las pruebas de vacío y rotor bloqueado como:

$$V_1 = \frac{\textit{Tensión línea-línea aplicada}}{\sqrt{3}} \quad (38)$$

Se procede entonces a calcular la reactancia de magnetización.

$$X_M = \frac{m V_0^2}{Q_0 - (m I_{10}^2 X_1)} \times \frac{1}{\left(1 + \frac{X_1}{X_M}\right)^2} \quad (39)$$

Con lo que se calcula la reactancia de dispersión del estator:

$$X_1 = \frac{Q_L}{m I_{1L}^2 \left[1 + \left(\frac{X_1}{X_2}\right) + \left(\frac{X_1}{X_M}\right)\right]} \times \left[\left(\frac{X_1}{X_2}\right) + \left(\frac{X_1}{X_M}\right)\right] \quad (40)$$

Las expresiones definidas para X_M y para X_1 deben resolverse de acuerdo al siguiente procedimiento:

- Calcular X_M asumiendo los valores de X_1 y de X_1/X_M .

- Calcular X_1 asumiendo el mismo valor de X_1/X_M antes empleado.
- Calcular X_M empleando el valor de X_1 ya calculado y la relación de X_1/X_M a partir de los parámetros ya calculados.
- Continuar con el proceso de iteración hasta que los errores porcentuales de cada variable, X_M y X_1 , sean menores o iguales que 0,1 %

Se procede entonces a realizar los cálculos asociados a las siguientes expresiones:

$$B_M = \frac{1}{X_M} \quad (41)$$

$$X_2 = \frac{X_1}{\left(\frac{X_1}{X_2}\right)} \quad (42)$$

$$G_{fe} = \frac{P_{fe}}{m V_{10}^2} \times \left(1 + \frac{X_1}{X_M}\right)^2 \quad (43)$$

$$R_{fe} = \frac{1}{G_{fe}} \quad (44)$$

Con estos parámetros calculados se procede entonces, según la norma en estudio, a realizar el ensayo a deslizamiento nominal para determinar la resistencia del devanado del rotor.

5.3.1.4 Ensayo a deslizamiento nominal. También denominado *ensayo de deslizamiento a tensión reducida* consiste en accionar la máquina desacoplada de cualquier carga o acoplada a una carga muy pequeña variando la tensión de alimentación hasta que se obtenga una condición de operación en que la velocidad de giro del motor corresponda a la velocidad en placa, es decir, hasta

que opere a su deslizamiento asignado. Deben ser medidos entonces los valores de tensión, corriente, potencia y factor de potencia.

- **Cálculos.** Partiendo de los parámetros anteriormente calculados y de las mediciones del ensayo de deslizamiento a tensión reducida, se calcula:

$$V_{2s} = \sqrt{[V_{1s} - I_{1s}(R_1 \cos \theta_{1s} - X_1 \sin \theta_{1s})]^2 + [I_{1s}(R_1 \sin \theta_{1s} - X_1 \cos \theta_{1s})]^2} \quad (45)$$

Donde el subíndice 's' hace referencia a los parámetros medidos en el ensayo de deslizamiento a tensión reducida.

Se calcula de igual manera:

$$\theta_{2s} = \arctan \frac{-I_{1s} (R_1 \sin \theta_{1s} - X_1 \cos \theta_{1s})}{V_{1s} - I_{1s} (R_1 \cos \theta_{1s} - X_1 \sin \theta_{1s})} \quad (46)$$

$$I_{Ms} = \frac{V_{2s}}{X_M} \quad (47)$$

$$I_{fes} = \frac{V_{2s}}{R_{fe}} \quad (48)$$

$$I_{2s} = \sqrt{[I_{1s} \cos \theta_{1s} - I_{Ms} \sin \theta_{2s} - I_{fes} \cos \theta_{2s}]^2 + [-I_{1s} \sin \theta_{1s} - I_{Ms} \cos \theta_{2s} - I_{fes} \sin \theta_{2s}]^2} \quad (49)$$

$$Z_2 = \frac{V_{2s}}{I_{2s}} \quad (50)$$

$$R_2 = s \sqrt{Z_2^2 - X_2^2} \quad (51)$$

Con lo que se tienen ya la totalidad de los parámetros del circuito eléctrico equivalente del motor de inducción sin distorsión armónica de tensión.

5.3.2 Ensayos a un motor de 3 HP. Se selecciona un motor con una potencia nominal de 3 HP para determinar sus parámetros a frecuencia fundamental experimentalmente y posteriormente calcular los parámetros del circuito equivalente con armónicos de tensión.

Es importante entonces conocer las características de la placa del motor seleccionado al igual que los equipos para la realización de la prueba, con el fin de determinar que las condiciones de la misma sean aceptables según la norma IEEE 112-2004.

Figura 22. Motor seleccionado para pruebas



5.3.2.1 Datos de placa del motor de prueba. El motor seleccionado del laboratorio de conversión de energía de la Universidad Autónoma de Occidente presenta en su placa de características los siguientes datos:

Cuadro 3. Características de placa del motor seleccionado

Parámetro	Valor / Característica
Potencia	3 HP (2235 W)
Frecuencia	60 Hz
Tensión	230 V
Corriente	9.0 A
Clase de aislamiento	F
'Frame'	182T
Tipo	UT
Diseño	B
Código	K
'Rating'	40.C
SF (Factor de Servicio)	1,25
Eficiencia nominal NEMA	84.0 %
Velocidad nominal	1745 RPM

5.3.2.2 Instalaciones de laboratorio. El laboratorio de conversión de energía de la Universidad Autónoma de Occidente cuenta con las instalaciones adecuadas para realizar los ensayos descritos en el apartado anterior. Además del motor de prueba seleccionado cuenta con:

- *Fuente de tensión de CD:* Alimentación en corriente directa variable entre cero (0) y 140 V, limitando la corriente por un sistema de protección por fusible de 4 A.
- *Autotransformador trifásico:* Fuente de tensión que alimentada con 240 V trifásicos puede tener una salida trifásica de hasta 280 V variables. Cuenta con sistemas de protección tipo fusible de 12 A.
- *Fuente trifásica de tensión:* Alimentación trifásica proveniente del sistema de distribución local.

5.3.2.3 Instrumentación empleada. Para realizar la medición de las respectivas variables asociadas a cada ensayo definido, son empleados los siguientes instrumentos de medida:

- **Multímetro digital.** Multímetro marca Uni-T referencia UT50A⁶⁷ con capacidad de medición de tensión de hasta 1000 V RMS y de corriente desde 20 μ A hasta 20A. Este dispositivo será empleado para realizar el ensayo de CD, es decir, para medir valores continuos de tensión y corriente, de ahí que sus características de precisión son definidas para mediciones en CD como:

Cuadro 4. Características de precisión del multímetro para medición de tensión y corriente en CD

Rango	Resolución	Precisión
Tensión		
200 mV	100 μ V	\pm (0,5 % + 1 dígito)
2 V	1 mV	
20 V	10 mV	
200 V	100 mV	
1000 V	1 V	\pm (0,8 % + 2 dígitos)
Corriente		
20 μ A	0,01 μ A	\pm (0,8 % + 1 dígito)
2 mA	1 μ A	
20 mA	10 μ A	- - - -
200 mA	100 μ A	\pm (1,5 % + 1 dígito)
20 A	10 mA	\pm (2,5 % + 5 dígitos)

Fuente: UNI-TREND INTERNATIONAL LIMITED. Uni-T. Model UT50A/B/C operating manual. Kwun Tong: UNI-TREND TECHNOLOGY. 2001, p 27, 28.

- **Tacómetro digital.** Dispositivo que permite medir la velocidad de giro de un motor en Revoluciones Por Minuto (RPM), marca Shimpo referencia DT-205B⁶⁸ con capacidad máxima de medición de hasta 30000 RPM. Las características asociadas a la precisión son definidas en el manual de instrucciones del dispositivo así:

⁶⁷ UNI-TREND INTERNATIONAL LIMITED. Uni-T. Model UT50A/B/C operating manual. Kwun Tong: UNI-TREND TECHNOLOGY. 2001, p 1-30.

⁶⁸ SHIMPO. Hand digital tachometer. DT-205B instruction manual. Illinois: Shimpo. 1987, p 1.

Cuadro 5. Características de precisión del tacómetro digital

Rango de medición	Incertidumbre
6 – 5 000 RPM	1 RPM
5 000 – 30 000 RPM	2 RPM

Fuente: SHIMPO. Hand digital tachometer. DT-205B instruction manual. Illinois: Shimpo. 1987, p 2.

- **Analizador de redes.** Dispositivo de medición micro-procesado marca HT-Italia que permite estudiar valores, tendencias y formas de onda de diferentes variables eléctricas en tiempo real con la posibilidad de realizar registros de datos durante su operación.

Figura 23. Analizador de redes HT



Fuente: HT Italia. Manual de instrucciones. PQA400 – PQA823 – PQA824. Faenza: HT Italia. 2006, p 1.

Este dispositivo tiene la posibilidad de emplear pinzas voltiamperimétricas convencionales para la medición de corriente ajustables en diferentes rangos, al igual que cables de conexión tipo caimán para la medición de tensión. En su

manual de instrucciones⁶⁹, el analizador define los siguientes parámetros asociados a su incertidumbre:

Cuadro 6. Características de precisión del analizador de redes

Escala	Resolución	Precisión
Tensión TRMS trifásica		
0,0 – 1000 V	0,1 V	± (0,5 % lectura + 2 dígitos)
Corriente con transductor estándar		
0,0 – 1000,0 mV	0,1 mV	± (0,5 % lectura + 0,06 % FE)
Potencia [W, VAr, VA]		
FE < 1 A	0,1	± (1,0 % lectura + 6 dígitos)
1 A < FE < 10 A	0,001 k	
10 A < FE < 100 A	0,01 k	
100 A < FE < 3000 A	0,1 k	
Factor de potencia		
0,20 – 0,50	0,01	1,0 °
0,50 – 0,80		0,7 °
0,80 – 1,00		0,6 °
Armónicos tensión / corriente		
CD – 25 ^a	0,1 V / 0,1 A	± (5,0 % lectura + 5 dígitos)
26 ^a – 33 ^a		
34 ^a – 49 ^a		
Frecuencia		
42,5 – 69,0 Hz	0,1 Hz	± (0,2 % lectura + 1 dígito)

Fuente: HT. Manual de instrucciones. PQA400 – PQA823 – PQA824. Faenza: HT Italia. 2006, p 191 - 120.

5.3.2.4 Procedimiento para determinar incertidumbres. Antes de proceder a la implementación de los ensayos para determinar los parámetros del motor, es importante definir qué aspectos se tendrán en cuenta para caracterizar las incertidumbres en las mediciones, pues si bien esta práctica no requiere niveles de certidumbre muy elevados, es importante acotar los resultados en una referencia que brinde la certeza en su precisión.

⁶⁹ HT. Manual de instrucciones. PQA400 – PQA823 – PQA824. Faenza: HT Italia. 2006, p 119, 120.

- **Incertidumbre de instrumentos digitales.** La incertidumbre que puede ocasionar la medición con los instrumentos descritos anteriormente está definida de acuerdo al proceso de calibración de los mismos y viene definido normalmente en sus manuales de uso. Las incertidumbres de estos instrumentos viene entonces descrita a partir de más o menos un porcentaje de la lectura tomada más un factor porcentual proporcional a la escala máxima; en algunas ocasiones es definido también un factor adicional referente al número de dígitos de la unidad que se mide que se debe sumar a la incertidumbre.

- **Incertidumbre a partir de diversas muestras.** En muchas ocasiones y debido a factores externos como la temperatura, cambios en los sistemas de alimentación y demás, las mediciones son sometidas a variaciones mínimas de las lecturas, por lo que se recomienda, según autores como Ramírez⁷⁰ tomar varias muestras, así, puede ser determinada la incertidumbre de las mismas a partir de:

Promedio de varias mediciones: Permite determinar el valor medio de una serie de muestras tomadas y se da por la siguiente expresión, donde A es la muestra tomada y n es el número de muestras.

$$M = \frac{1}{n} \sum_1^n A_n \quad (52)$$

Error absoluto: Es el rango de posibles variaciones que puede tener un valor. El error absoluto de una de las muestras tomadas es.

$$\delta_n = A_n - M \quad (53)$$

Error medio: Valor del error absoluto promedio dado en todas las muestras.

$$\delta_M = \frac{1}{n} \sum_1^n \delta_n \quad (54)$$

Dispersión: Medida de la diferencia dada entre las muestras tomadas y el promedio calculado.

⁷⁰ RAMÍREZ VAZQUEZ, José. Medidas Eléctricas. Enciclopedia CEAC de electricidad. 3 ed. Barcelona: Ediciones CEAC S.A., 1989, p 15-34

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_1^n \delta_n^2} \quad (55)$$

Inseguridad: Relación media entre la dispersión y el número de muestras tomadas.

$$\gamma_M = \frac{\gamma}{\sqrt{n}} \quad (56)$$

Error relativo: Desviación existente entre la inseguridad y la media de las muestras tomadas.

$$\varepsilon = \frac{\gamma_M}{M} \quad (57)$$

A partir de ello, el valor final de la medición reportada será:

$$A = M \pm \delta_M \pm \varepsilon \quad (58)$$

• **Incertidumbre medida a partir de una función.** Cuando se procede a calcular una variable a partir de otras medidas en laboratorio y que tienen asociados niveles de incertidumbre, se obtiene la incertidumbre de la variable calculada a partir de:

$$\mu = \pm \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{\delta f}{\delta x_i} \right)^2 (\mu_{x_i})^2} \quad (59)$$

Donde f es una función con i variables dependientes, x_i es la variable dependiente número i y μ_{x_i} es la incertidumbre asociada a la variable x_i .

5.3.2.5 Características de la red eléctrica. Antes de realizar los ensayos para determinar los parámetros del circuito del motor de inducción en condiciones sinusoidales debe verificarse que el sistema eléctrico de alimentación no tenga niveles de distorsión armónica apreciables y que posea un nivel de simetría aceptable.

Según los criterios dados en la norma IEEE 112 – 2004⁷¹ el THD de la señal de alimentación no debe exceder en ningún momento el 5 % para que la misma pueda ser considerada como sinusoidal. De acuerdo a las mediciones realizadas por el analizador de redes, el mayor valor de THD registrado en todas las fases es de 2,6 %, cumpliendo con lo recomendado por la norma.

Así mismo la norma establece que el desequilibrio de tensiones del sistema trifásico de alimentación debe ser menor que 0,5 %. De acuerdo a las mediciones previas, el valor de desequilibrio de tensiones alcanza el 0.45 %, lo que indica que el sistema de alimentación es apto para realizar las pruebas.

5.3.2.6 Resistencia por fase del estator. Se emplea el miliohmímetro para determinar la resistencia entre dos terminales del motor. El Cuadro 7 muestra el resultado de la medición al igual que la resistencia por fase calculada con (28).

Cuadro 7. Resistencia por fase del estator

Resistencia entre terminales	Resistencia por fase	Incertidumbre
1,75 Ω	0,875 Ω	$\pm 0,0544 \Omega$

5.3.2.7 Ensayo en vacío. La Figura 24 muestra la conexión del motor a la fuente variable de tensión, dispuesto para la prueba de vacío.

⁷¹ IEEE. Op Cit., p 2.

Figura 24. Motor alimentado por autotransformador para ensayos de vacío, rotor bloqueado y deslizamiento a tensión reducida



A partir del ensayo realizado en vacío, se obtienen los siguientes valores medidos con su respectiva incertidumbre:

Cuadro 8. Resultados de la medición en vacío

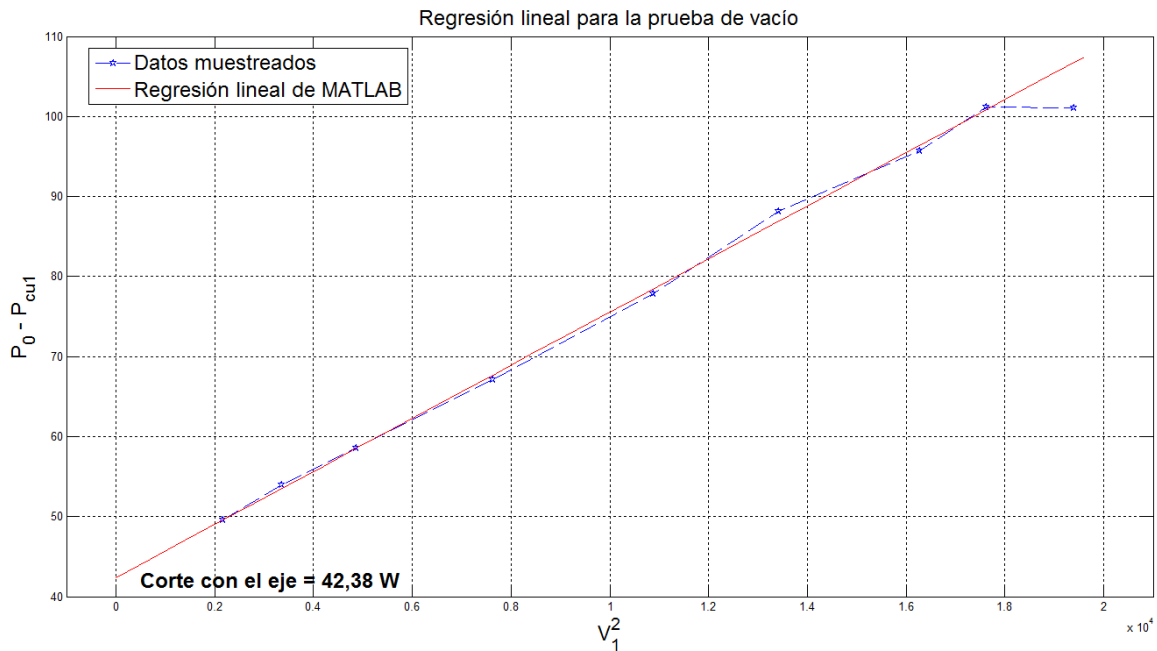
Tensión aplicada (V)	Tensión de línea medida (V)		Corriente (A)		Potencia (W)	
	Promedio	Incertidumbre	Promedio	Incertidumbre	Promedio	Incertidumbre
240	241,17	± 0.512	6,26	± 0.201	204,00	± 2.597
230	229,90	± 0.668	5,34	± 0.180	176,00	± 1.594
220	220,90	± 0.612	4,79	± 0.160	156,00	± 2.004
200	200,57	± 0.935	3,95	± 0.202	129,00	± 0.446
180	180,63	± 0.835	3,33	± 0.177	107,00	± 0.335
150	151,33	± 0.752	2,68	± 0.169	86,00	± 0.279
120	120,83	± 0.959	2,09	± 0.143	70,00	± 0.279
100	100,33	± 0.468	1,75	± 0.068	62,00	± 0.559
80	80,73	± 0.324	1,44	± 0.072	55,00	± 0.280

Con la información obtenida, las tensiones de línea son divididas entre $\sqrt{3}$ y elevadas al cuadrado, mientras que a las pérdidas de vacío, según la expresión (35) se le resta el valor de pérdidas en el cobre obtenido a partir de las respectivas corrientes medidas elevadas al cuadrado y de la resistencia del devanado del estator ya calculada en el Cuadro 7.

Se realiza entonces la regresión lineal de la recta asociada a las variables de la Figura 21 empleando el software MATLAB, es decir, las pérdidas de vacío menos las pérdidas en el cobre del estator en función de la tensión por fase al cuadrado. Los resultados pueden observarse en la Figura 25, permitiendo obtener la siguiente relación lineal:

$$Y = 0,0033 X + 42,38 \quad (59)$$

Figura 25. Regresión lineal realizada en MATLAB



A partir de lo anterior, es posible definir las pérdidas por fricción y ventilación y las pérdidas en el hierro a tensión asignada como:

Cuadro 9. Pérdidas de fricción y ventilación y del hierro

Pérdidas por fricción y ventilación (W)	Pérdidas en el hierro a tensión nominal (W)
42,38	58,77

5.3.2.8 Ensayo de rotor bloqueado. Esta prueba es similar a la de vacío, sin embargo, antes de encender la alimentación se bloquea el rotor para evitar su

movimiento y se eleva la tensión hasta que la corriente de entrada sea igual a la asignada, es decir, 9 A.

Los resultados de la medición con rotor bloqueado a tensión reducida son consignados en el Cuadro 10.

Cuadro 10. Resultados de medición del ensayo de rotor bloqueado

Variable	Magnitud	Incertidumbre
Tensión en bornes (V)	43.97	± 0.203
Corriente de entrada (A)	8.99	± 0.059
Potencia activa (W)	345,00	± 1.558
Potencia reactiva (VAr)	691,06	± 2.447

• **Cálculos.** Inicialmente se selecciona la relación de impedancias según el diseño del motor, que para este caso es tipo NEMA B, por lo que la relación $(X_1/X_2) = 0,67$. Posteriormente, basado en la relación de estos parámetros se emplean las expresiones (36) a (44) para calcular los parámetros listados en el siguiente cuadro:

Cuadro 11. Cálculos de la prueba de rotor bloqueado

Parámetro	Magnitud	Incertidumbre	Método de cálculo
Potencia reactiva de vacío Q_0 (VAr)	2119,08	± 11.356	Expresión (36)
Potencia reactiva bajo carga Q_L (VAr)	591,56	± 5.819	Expresión (37)
Reactancia de magnetización X_m (Ω)	23,935	± 0.150	Iteración en conjunto con X_1 con expresiones (39) y (40)
Reactancia de dispersión del estator X_1 (Ω)	1,014	± 0.006	Iteración en conjunto con X_M con expresiones (39) y (40)

Cuadro 11 (Continuación)

Susceptancia de magnetización B_m (Siemens)	0,0418	± 0.0018	Expresión (41)
Reactancia de dispersión del rotor X_2 (Ω)	1,514	± 0.056	Expresión (42)
Conductancia de magnetización G_{fe} (Siemens)	0,000687	± 0.00003	Expresión (43)
Resistencia de magnetización o pérdidas en el hierro R_{fe} (Ω)	1455,33	± 0.356	Expresión (44)

5.3.2.9 Ensayo a deslizamiento nominal. De igual forma que en los ensayos anteriores, se alimentó el motor a tensión reducida variando esta hasta que una medición con el tacómetro indicase que la velocidad era igual a la velocidad nominal de la máquina. En ese momento se midieron las variables consignadas en el Cuadro 12.

Cuadro 12. Mediciones de la prueba a deslizamiento nominal

Variable	Magnitud	Incertidumbre
Tensión en bornes (V)	26,77	± 0.227
Corriente de entrada (A)	1,27	± 0.058
Potencia activa (W)	44,01	± 0.001
Potencia reactiva (VAr)	50,12	± 0.002
Factor de potencia	0,76	± 0.0001

- **Cálculos.** A partir de los datos medidos en el Cuadro 12, se procede a calcular los parámetros asociados a esta prueba con las expresiones (45) a (51).

Cuadro 13. Cálculos basados en la prueba de deslizamiento nominal

Parámetro	Magnitud	Incertidumbre	Método de cálculo
V_{2s}	29.620 (V)	± 1.864 (V)	Expresión (45)
θ_{2s}	-2.120 (°)	± 0.027 (°)	Expresión (46)
I_{Ms}	0.048 (A)	± 0.002 (A)	Expresión (47)
$I_{Fe s}$	1.429 (A)	± 0.043 (A)	Expresión (48)
I_{2s}	1.208 (A)	± 0.037 (A)	Expresión (49)
Z_2	24.520 (Ω)	± 1.327 (Ω)	Expresión (50)
R_2	0.748 (Ω)	± 0.008 (Ω)	Expresión (51)

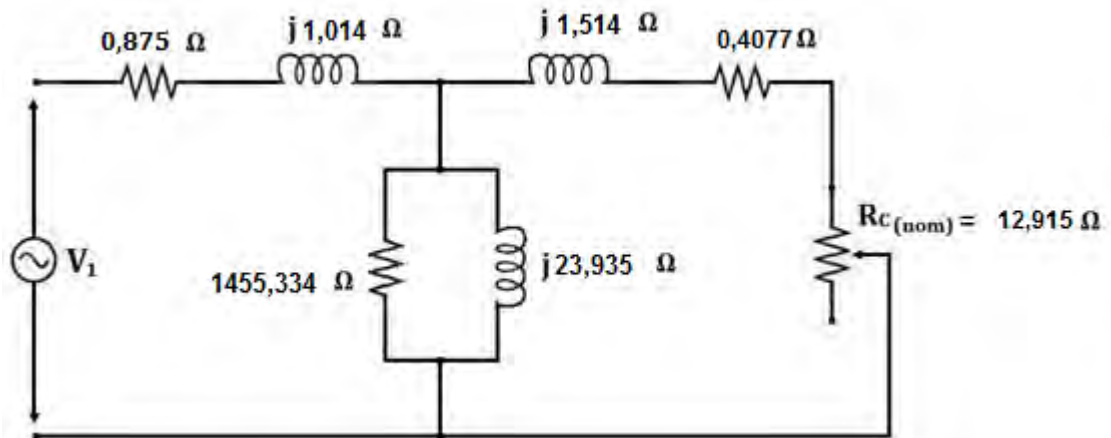
5.3.3 Parámetros del motor a frecuencia fundamental. A partir de las pruebas experimentales de laboratorio con los instrumentos y equipos de la UAO es posible obtener los parámetros del circuito equivalente del motor de inducción para su operación ante tensiones sinusoidales, los cuales se resumen en el Cuadro 14.

Cuadro 14. Parámetros del circuito equivalente sin armónicos (elementos pasivos del circuito)

Parámetro	Magnitud	Incertidumbre	Unidades
R_1	0,875	$\pm 0,0544$	Ω
R_2	0,4077	± 0.008	Ω
R_{fe}	1455,334	± 0.356	Ω
X_1	1,014	± 0.006	Ω
X_2	1,514	± 0.0056	Ω
X_m	23,935	± 0.150	Ω
$S(nom)$	0,0305	± 0.005	p.u.
$R_C (nom)$	12,915	± 0.0045	Ω

El circuito equivalente convencional del a Figura 13 tendrá los siguientes parámetros a plena carga:

Figura 26. Circuito equivalente del motor de 3 HP a tensión sinusoidal



5.3.4 Cálculo de parámetros del circuito equivalente incluyendo armónicos de tensión. Una vez determinados de manera experimental los parámetros del circuito eléctrico equivalente del motor trifásico de inducción en condiciones sinusoidales, se establecen las variaciones necesarias de los parámetros y los valores de las resistencias adicionales del modelo de circuito equivalente del motor alimentado con distorsión armónica de tensión.

Son calculadas las variables de la Figura 17 sin la necesidad de realizar pruebas adicionales, lo que hace a este método fácilmente aplicable en el ámbito académico y en diferentes industrias.

Inicialmente se evalúan las reactancias inductivas del circuito al igual que la variación de la resistencia de pérdidas en el hierro. Posteriormente se analiza cómo cambia el deslizamiento con los armónicos para finalmente calcular los valores de las resistencias de pérdidas adicionales agregadas en la modificación del modelo convencional.

5.3.4.1 Variación de las reactancias. De acuerdo con las expresiones (8) y (9), las reactancias de los circuitos armónicos serán directamente proporcionales al orden de cada armónico.

Los valores de las reactancias del circuito de la Figura 17 para los armónicos más significativos, es decir, el quinto armónico y el séptimo armónico (el tercero es

despreciado pues no produce par de rotación alguno en el motor). Los valores a estos armónicos se listan en el Cuadro 15.

Cuadro 15. Variación de las reactancias con armónicos

Parámetro	Valor a frecuencia fundamental	Valor a quinto armónico	Valor a séptimo armónico
X_1	1,014 Ω	5.07 Ω	7.098 Ω
X_2	1,514 Ω	7.57 Ω	10.598 Ω
X_M	23,935 Ω	119.675 Ω	167.545 Ω

5.3.4.2 Variación de la resistencia de pérdidas en el hierro. La resistencia de pérdidas en el hierro varía de acuerdo a la expresión (26). Como los coeficientes de pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy son desconocidos, estos son determinados a partir del valor de resistencia de magnetización calculado mediante pruebas y registrado nuevamente en el Cuadro 16.

Para determinar las constantes de pérdidas por corrientes de eddy y por histéresis, se supone que sus contribuciones son iguales, por lo tanto:

$$k_H = k_E = k_{H-E} \quad (60)$$

Reemplazando y despejando k_{H-E} de (26):

$$k_{H-E} = \frac{1}{R_{fe} \left(\frac{1}{2\pi f} + 1 \right)} \quad (61)$$

Reemplazando $R_{fe} = 1455,334 \Omega$ y $f = 60 \text{ Hz}$, se tiene $k_{H-E} = 0,685 \times 10^{-3}$. A partir de este valor se determina la variación de esta resistencia para el quinto y séptimo armónico:

Cuadro 16. Variación de la resistencia de pérdidas en el hierro

Parámetro	Valor a frecuencia fundamental	Valor a quinto armónico	Valor a séptimo armónico
R_{fe}	1455,334 Ω	1459,080 Ω	1459,301 Ω

5.3.4.3 Variación del deslizamiento con la frecuencia. De acuerdo con la relación (6) y con el valor de deslizamiento nominal de la máquina mostrado en el Cuadro 17, se determina el deslizamiento para el quinto y el séptimo armónico.

Se debe tener en cuenta que según lo expuesto en el Cuadro 2, el quinto armónico tiene secuencia de fases negativa, por lo tanto el signo de la ecuación (6) es positivo, mientras que para el séptimo armónico siendo de secuencia positiva, este es negativo.

Cuadro 17. Variación del deslizamiento nominal con armónicos

Parámetro	Valor a frecuencia fundamental	Valor a quinto armónico	Valor a séptimo armónico
$S (nom)$	0.0305	1.1939	0.8615

Es de resaltar que el deslizamiento del quinto armónico es mayor que la unidad, lo cual se explica teniendo en cuenta que el flujo giratorio generado por el sistema trifásico a esta frecuencia gira en dirección contraria al giro mecánico del rotor, debido a su secuencia de fases negativa.

5.3.4.4 Efecto piel sobre la resistencia y reactancia del rotor en presencia de armónicos. Como fue mencionado la resistencia y reactancia del rotor se ven afectados por el efecto piel; la resistencia incrementa mientras la reactancia disminuye. Para cuantificar estos efectos se estima inicialmente la profundidad de la barra utilizando (32) y teniendo en cuenta que según la placa de datos del motor, en el Cuadro 3, el 'Frame' es 182T, es decir, que la altura de su eje es 4,5 pulgadas o 11,43 cm, así:

$$d = \left(0,21 - \frac{2p}{100}\right) \frac{H}{100} \quad (62)$$

$$d = \left(0,21 - \frac{2(2)}{100}\right) \frac{(1,143)}{100} = 9,6012 \times 10^{-5} \quad (63)$$

Con ello se emplea (31):

$$\xi = 0.274 (9,6012 \times 10^{-5}) \sqrt{(58,108 \times 10^6)(0,0305) k} \quad (64)$$

Con ello, la constante ξ y los factores de corrección k_R y k_X para quinto y séptimo armónico a plena carga son:

Cuadro 18. Factores de corrección por efecto piel a plena carga

Variable	Quinto armónico	Séptimo armónico
ξ	3,7979	3,8120
k_R	1,7818	1,7898
k_X	0,7829	0,7808

5.3.4.5 Estimación del valor de las resistencias de pérdidas adicionales. Se debe determinar inicialmente los valores de resistencias adicionales de estator y rotor para frecuencia fundamental. Como las pérdidas en el rotor a tensión sinusoidal son pequeñas, esta resistencia se asume igual a la del estator.

Para obtener el valor de la resistencia R_{1L} a frecuencia fundamental, se debe resolver la expresión (19), para lo cual se determina inicialmente el valor de σ , asociado a la ecuación (18).

Las variables asociadas a esta expresión son:

- λ : Representa el porcentaje de la potencia de salida que son las pérdidas adicionales. Para determinar este factor de pérdidas a frecuencia fundamental se recurre a la norma IEC 60034-2-1⁷², que define la relación de las pérdidas

⁷² INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION IEC. Rotating Electrical Machines. Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests. IEC 60034-2-1. IEC, 2007, p 38-60.

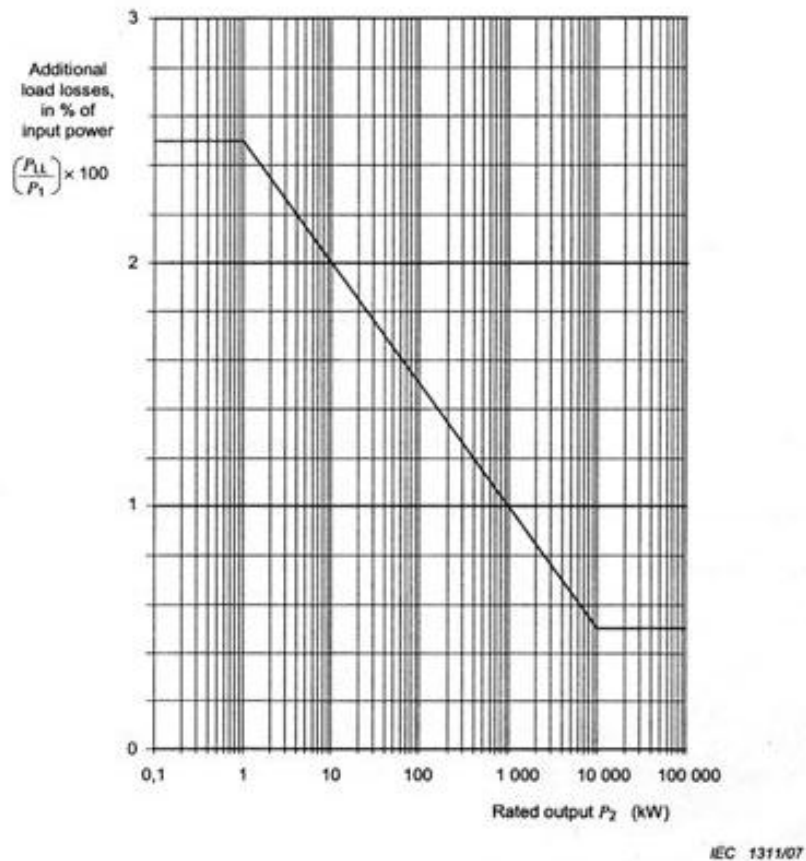
adicionales o bajo carga con la potencia nominal de la máquina en estudio, de acuerdo a la curva de la Figura 27, tomada de la misma norma. Según está grafica las pérdidas correspondientes al motor de 3 HP en estudio son del orden del 2,3 %

- η : Es la eficiencia del motor, definida en la placa de características del mismo como 84 %
- $\cos\Phi_1$: Factor de potencia del motor. A partir de los datos de placa se determina este valor como 0,76.
- V_1, I_1 y X_1 : Valores de tensión, corriente y reactancia de dispersión del estator.

Con los criterios anteriores se determina que $\sigma = 0,4273$, con lo cual se termina el valor de la resistencia de pérdidas adicionales del estator y rotor a frecuencia fundamental con (19).

Para determinar los valores de estas resistencias para las frecuencias asociadas al quinto armónico y al séptimo armónico se emplean las expresiones (20) y (21), bajo el supuesto que las contribuciones de pérdidas por histéresis y corrientes de eddy son iguales, por lo que las constantes γ_1 y γ_2 son iguales a la unidad. Los valores finales de las resistencias son listados en el Cuadro 19.

Figura 27. Correspondencia asignada de pérdidas bajo carga en motores de inducción



Fuente: INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION IEC. Rotating Electrical Machines. Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests. IEC 60034-2-1. IEC, 2007, p 38-60.

Cuadro 19. Resistencias de pérdidas adicionales

Parámetro	Valor a frecuencia fundamental	Valor a quinto armónico	Valor a séptimo armónico
R_{1L}	4,518 Ω	4,578 Ω	4,879 Ω
R_{2L}	4,518 Ω	Depende del deslizamiento	

Con lo cual han sido establecidos todos los parámetros asociados al circuito equivalente del motor de inducción con armónicos de tensión propuesto en la Figura 17.

Las figuras 28 a 30 muestran los parámetros del circuito equivalente modificado para los armónicos 1, 5 y 7, es decir, alimentado con tensiones a frecuencias de 60 Hz, 300 Hz y 420Hz respectivamente.

Figura 28. Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción con primer armónico y deslizamiento variable

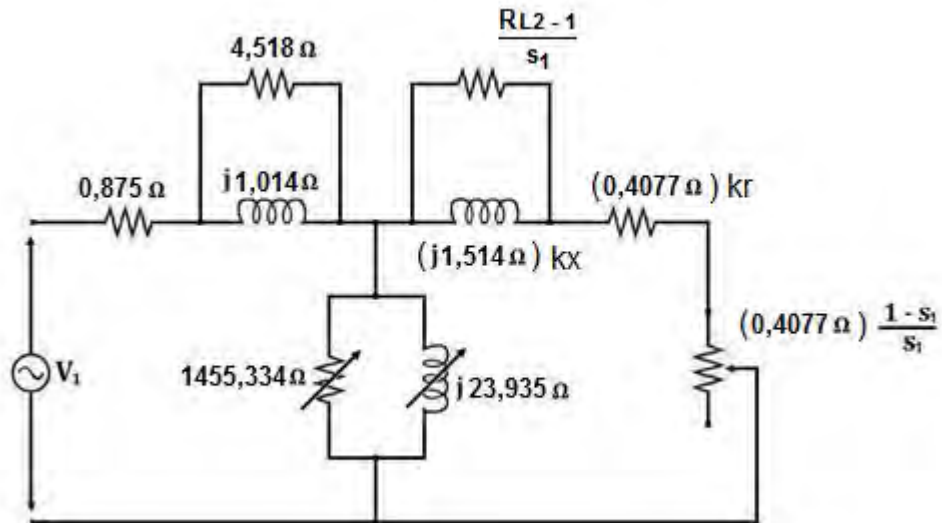


Figura 29. Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción con quinto armónico y deslizamiento variable

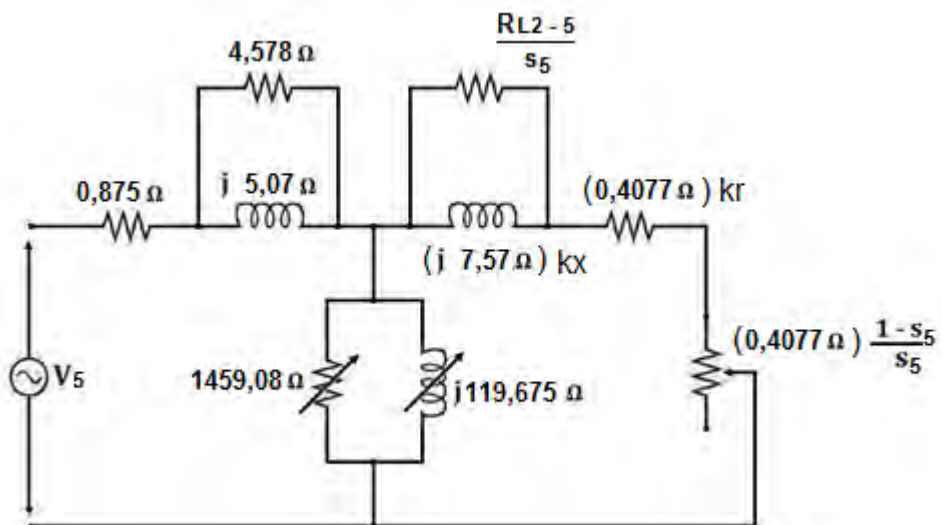
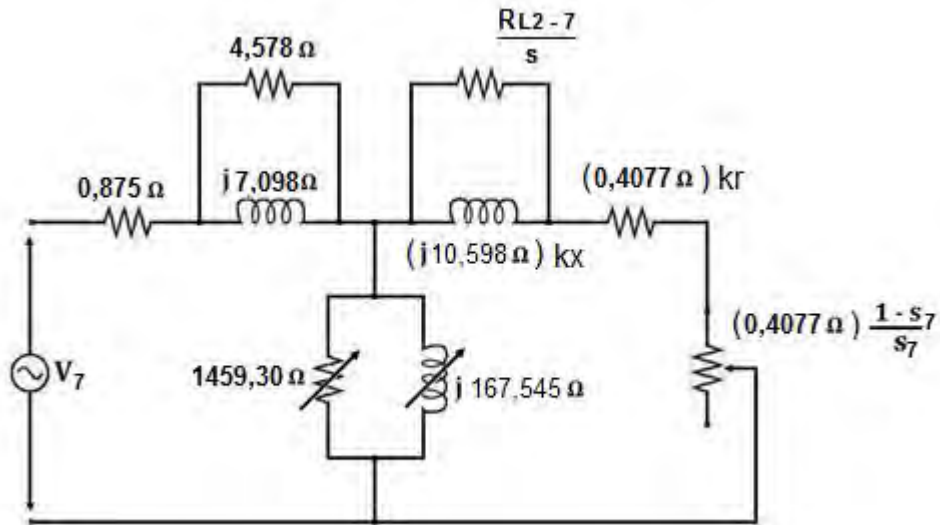


Figura 30. Parámetros del circuito equivalente del motor de inducción con séptimo armónico y deslizamiento variable



Una vez calculados los parámetros del circuito equivalente con armónicos, es posible analizar los efectos totales de las tensiones armónicas sobre el motor de inducción empleando el principio de superposición.

De igual forma es posible determinar las pérdidas totales en la máquina y emplearlas como variables de entrada en forma de fuentes de calor para un modelo térmico que permita estimar las variaciones de temperatura durante la operación del motor en condiciones no sinusoidales.

Se procede entonces a establecer el modelo térmico que podrá acoplarse con la solución del modelo eléctrico de la operación del motor de inducción con sus parámetros ya determinados.

5.4 PÉRDIDAS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN EN CONDICIONES NOMINALES

Con los parámetros del circuito eléctrico equivalente plenamente identificados pueden realizarse estimaciones de la operación del motor de inducción en las condiciones deseadas. Así, son estimadas las pérdidas de la máquina operando a plena carga en condiciones sinusoidales, es decir, en su operación nominal; estas pérdidas permitirán determinar, posteriormente, los parámetros del circuito térmico

equivalente del motor de inducción, pues representan las variables de entrada del mismo a plena carga.

En ese orden de ideas, el Cuadro 20 muestra las pérdidas en cada resistencia del circuito eléctrico equivalente del motor de inducción funcionando a plena carga y teniendo en cuenta una alimentación sinusoidal a 230 V.

Cuadro 20. Pérdidas a plena carga con alimentación sinusoidal

Pérdida	P_{cu1}	P_{L1-1}	P_M	P_{L2-1}	P_{cu2}
Valor [W]	195,06	48,29	29,79	1,44	52,11

Donde:

P_{cu1} : pérdidas en el cobre del estator.

P_{L1-1} : Pérdidas adicionales en el estator.

P_M : Pérdidas por magnetización

P_{L2-1} : Pérdidas adicionales en el rotor.

P_{cu2} : Pérdidas en el cobre del rotor.

Una vez identificadas las pérdidas causantes de los incrementos de temperatura en el motor de inducción se procede a establecer un modelo térmico de parámetros concentrados para estimar la transferencia de calor en la máquina.

6. MODELO TÉRMICO DE PARÁMETROS CONCENTRADOS DEL MOTOR DE INDUCCIÓN: PLANTEAMIENTO Y PROCEDIMIENTO DE DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS

En este capítulo se presenta el modelo térmico del motor de inducción a utilizar para estimar la variación de su temperatura de operación cuando es alimentado con componentes armónicas de tensión.

Inicialmente se presentan brevemente los conceptos básicos asociados a la transferencia de calor en estado estacionario, seguido de su representación en un modelo de parámetros concentrados como lo es el circuito térmico equivalente. Posteriormente se describen los fenómenos de transferencia de calor dados en el motor de inducción y algunos métodos para su representación y estimación. Finalmente se emplean los conceptos de circuito térmico y transferencia de calor en motores de inducción para formular un circuito térmico equivalente de la máquina y una metodología para determinar sus parámetros de forma simple.

6.1 CIRCUITOS TÉRMICOS: CONCEPTOS BÁSICOS

Se plantean inicialmente los conceptos básicos asociados a la transferencia de calor, la relación entre este fenómeno y las variaciones de temperatura y se definen los conceptos asociados a circuitos térmicos como métodos de parámetros concentrados empleados para el análisis de la transferencia de calor.

6.1.1 Ecuación de conducción de calor. La conducción o transferencia de calor es una transferencia de energía térmica de las partículas más energéticas de un medio hacia las menos energéticas adyacentes. Esta puede tener lugar en líquidos y gases al igual que en los sólidos⁷³.

Para que se presente una transferencia de energía térmica o calor a través de un medio debe existir entre sus extremos una diferencia de temperatura, que actúa como fuerza impulsora. Esta razón de transferencia de calor es al mismo tiempo proporcional al área perpendicular a la dirección de la misma e inversamente proporcional a la longitud. Esta relación se denomina la Ley de Fourier de la conducción de calor, representada por (65) en unidades de Watt.

⁷³ CENGEL, Y. A., *et al.* Op. Cit., p 62.

$$\dot{Q}_{cond} = -k_c A \frac{dT}{dx} \quad (65)$$

Donde k_c es la conductividad térmica del material, una medida de la capacidad del material para conducir calor y dT/dx es el gradiente de temperatura. El signo negativo significa que la conducción de energía térmica se da en dirección de la temperatura decreciente.

6.1.2 Transferencia de calor por convección. Es la forma de transferencia de energía entre una superficie sólida y el líquido o gas adyacentes que están en movimiento, combinando los efectos dados en la conducción y el movimiento de fluidos⁷⁴. La presencia del movimiento masivo del fluido incrementa la transferencia de calor entre la superficie sólida y el fluido.

La convección recibe el nombre de convección forzada si el fluido fluye sobre la superficie a causa de una fuerza externa como un ventilador. Por el contrario si el movimiento del fluido es causado por las propias diferencias de densidad del fluido este fenómeno se denomina convección natural.

Los procesos de transferencia de calor por convección son expresados a partir de la Ley de Newton de enfriamiento dada en (66) con unidades de *Watt*.

$$\dot{Q}_{conv} = h A_s (T_s - T_\infty) \quad (66)$$

Donde h es el coeficiente de transferencia de calor por convección dado en W / m^2 °C, A_s es el área superficial a través de la cual se da la transferencia de calor, T_s es la temperatura de la superficie y T_∞ es la temperatura del fluido suficientemente alejado de la superficie de contacto.

6.1.3 Transferencia de calor por radiación. La radiación es la energía emitida en forma de ondas electromagnéticas como resultado de los cambios en las configuraciones electrónicas de los átomos o moléculas. Específicamente es de interés en esta sección el concepto de radiación térmica, la radiación emitida por los cuerpos debido a su temperatura⁷⁵.

⁷⁴ Ibíd. p 25.

⁷⁵ Ibíd, p 28.

La energía radiada desde un cuerpo con emisividad ε a los alrededores negros, es decir, que no reflejan calor sino que lo absorben, es⁷⁶:

$$\dot{Q}_{rad} = \sigma \varepsilon A (T_1^4 - T_2^4) \quad (67)$$

Donde σ es la constante de Boltzmann igual a $5,67 \cdot 10^{-8} \text{ W}/(\text{m}^2\text{K}^4)$ y A es el área de radiación.

6.1.4 El concepto de resistencia térmica. A partir de la ley de Fourier para la conducción de calor expresada en (65), es posible expresar la tasa de transferencia de calor según:

$$\dot{Q}_{cond} = \frac{T_1 - T_2}{R_{cond}} \quad (68)$$

Con

$$R_{cond} = \frac{X}{k_c A} \quad (69)$$

Donde R_{cond} es la resistencia térmica en contra de la conducción de calor. Las características de esta resistencia se ven modificadas en función de la configuración geométrica y las propiedades térmicas del medio⁷⁷.

El concepto de resistencia térmica nace a partir de la similitud de las expresiones (68) y (69) con la ley de Ohm que relaciona corrientes y diferencias de potencial eléctrico a partir del concepto de resistencia eléctrica.

Este concepto puede ser asociado de igual manera a los procesos de transferencia de calor por convección, expresando la Ley de Newton de enfriamiento dada en (66) como:

⁷⁶ BOLDEA, I., y NASAR, S. A. The induction machine handbook. EE UU: CRC, 2001, p 198.

⁷⁷ CENGEL, Y. A., *et al.* Op. Cit., p 133.

$$\dot{Q}_{conv} = \frac{T_s - T_\infty}{R_{conv}} \quad (70)$$

Con

$$R_{conv} = \frac{1}{h A_s} \quad (71)$$

Donde R_{conv} es la resistencia térmica a la convección.

Así mismo se define la resistencia térmica a la radiación como:

$$R_{rad} = \frac{1}{h_{rad} A_s} \quad (72)$$

Sin embargo en términos prácticos solo es conveniente incluir los cálculos de transferencia de calor por radiación en sistemas rodeador por algún gas, de ahí que estos efectos son despreciados en este proyecto⁷⁸.

6.1.5 Redes de resistencias térmicas. La analogía presentada entre los conceptos de transferencia de calor y la ley de Ohm para corriente eléctrica puede ser igualmente aplicada para el cálculo de resistencias térmicas.

Así, si se presentan dos fenómenos de oposición a la transferencia de calor seguidos uno de otro y representados a partir de dos resistencias térmicas con magnitud diferente, es posible sumar algebraicamente los valores de las resistencias como es el caso de las resistencias en serie de los circuitos eléctricos. De igual manera sucede con las resistencias térmicas en paralelo, lo que permite realizar cálculos de temperatura de manera homologa a la tensión en los circuitos eléctricos y de transferencia de calor igual a la corriente a partir de la simplificación de las redes de resistencias térmicas.

⁷⁸ *Ibíd.*, p 134.

6.2 TRANSFERENCIA DE CALOR EN MOTORES DE INDUCCIÓN

El calentamiento del motor de inducción tiene lugar debido a las pérdidas que se originan al transformar la energía eléctrica en mecánica. Las pérdidas en el hierro, cobre y por rozamiento provocan incrementos de temperatura en las distintas partes de la máquina, estas fuentes de calor generan procesos de transferencia de calor hacia el resto del motor.

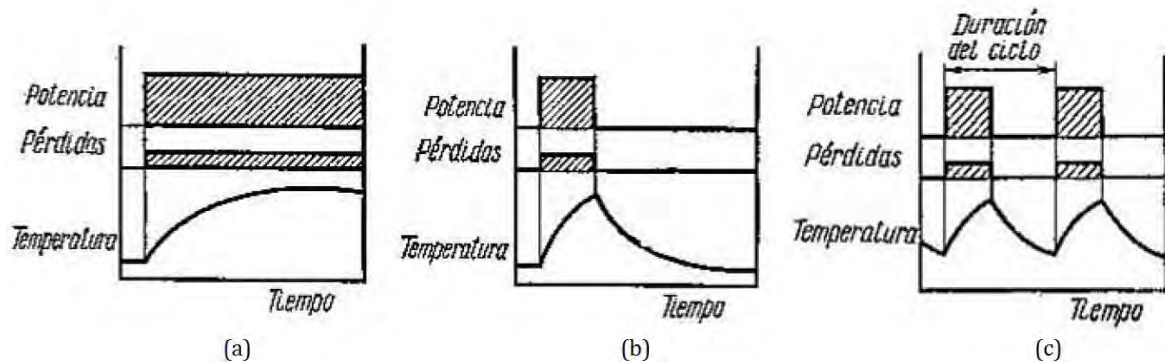
Este calor generado se transfiere al ambiente a través de procesos de conducción, convección y radiación, lo cual limita la elevación de temperatura del motor y la lleva a un estado estacionario después de cierto tiempo. Este fenómeno ocurre cuando la cantidad de calor que se transfiere del motor al medio ambiente en una unidad de tiempo se hace igual a la cantidad de calor que se genera en el motor al mismo tiempo⁷⁹.

Es así como el proceso de calentamiento del motor es un proceso térmico con un componente transitorio que tiende a estabilizarse con el tiempo. De ahí que se diferencia la operación en tres regímenes fundamentales de trabajo:

- **Régimen o servicio continuo:** Con un periodo de trabajo tan grande que la temperatura alcanza su valor en estado estacionario.
- **Régimen de trabajo de corta duración:** La temperatura de operación no alcanza su valor estable y sus pausas son tan amplias que la temperatura del motor baja hasta la del medio ambiente.
- **Régimen de trabajo intermitente:** En ninguno de los períodos de operación la temperatura del motor llega a estabilizarse y durante sus pausas no alcanza la temperatura ambiente.

⁷⁹ CHILIKIN, M. Accionamientos Eléctricos. Moscú: MIR, 1972, p 249.

Figura 31. Regímenes de trabajo del motor (a) Prolongado. (b) Corta duración. (c) Intermitente



Fuente: CHILIKIN, M. Accionamientos Eléctricos. Moscú: MIR, 1972, p 251.

El interés de este proyecto se centra en el estudio de la variación de la temperatura en estado estacionario cuando el motor es alimentado con formas de onda de tensión no sinusoidales. De esta manera, se tiene en cuenta la operación del motor de inducción solamente en el régimen o servicio continuo.

Las condiciones de calentamiento de las distintas partes de la máquina que llevan aislamiento varían según la zona. Las regiones que experimentan mayor calentamiento son las del devanado⁸⁰.

El perfil de temperaturas en las diferentes regiones del motor depende también de la construcción del mismo, pues esto afecta directamente la transferencia de calor por convección. Se estudia en este proyecto los motores de inducción totalmente cerrados con refrigeración por ventilador (TEFC).

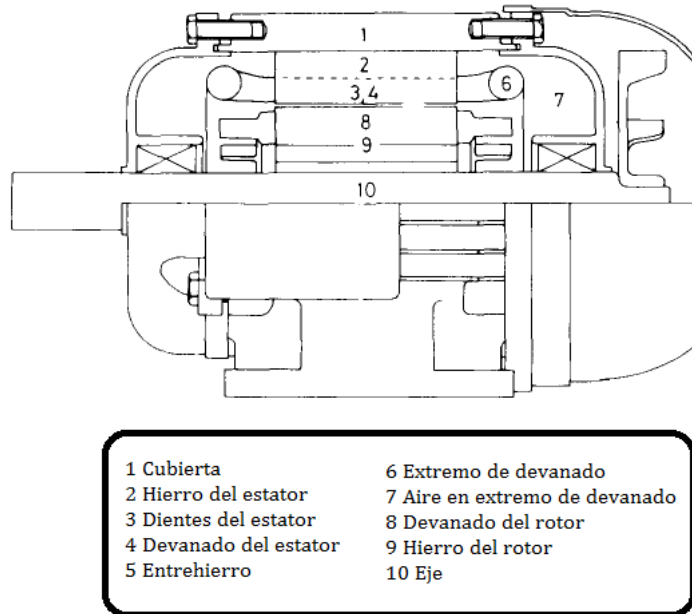
6.3 FORMULACIÓN DEL CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE

La geometría del motor de inducción tipo TEFC puede ser dividida en 10 componentes esquematizados en la Figura 32, donde se asume simetría alrededor del eje y un plano radial a través del centro de la máquina⁸¹.

⁸⁰ *Ibid.*, p 253.

⁸¹ MELLOR, P. H., ROBERTS, D., y TURNER, D. R., *Op Cit*, p 206.

Figura 32. Motor de Inducción TEFC



Fuente: MELLOR, P. H., ROBERTS, D., y TURNER, D. R. Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design. *Electric Power Applications*, En: IEE Proceedings B, Vol. 138, No. 5, 1991, p 205–218.

Los modelos térmicos son necesarios para estimar la temperatura en puntos críticos en los que las mediciones directas no son posibles. En el motor de inducción, las temperaturas de mayor importancia son las dadas en los conductores de estator y rotor. Como se ha mencionado, no es necesario conocer una distribución detallada de la temperatura, por lo que es de mayor utilidad el uso de modelos de parámetros concentrados con nodos representativos de la temperatura en puntos críticos del sistema⁸². Cada nodo tiene asignada una capacitancia térmica y el calor que fluye entre los nodos pasa a través de las resistencias térmicas. Las fuentes de calor son representadas por fuentes de corriente inyectadas en el nodo del circuito equivalente.

En ese orden de ideas, puede plantearse un modelo térmico de parámetros concentrados teniendo en cuenta las siguientes consideraciones y supuestos:

⁸² ZOCHOLL, S. E., SCHWEITZER, E. O., y ALIAGA-ZEGARRA, A. PER High Interest Paper Thermal Protection of Induction Motors Enhanced by Interactive Electrical and Thermal Models. En: IEEE Power Engineering Review, PER, Vol. 5, No. 2, 1985, p 17–24.

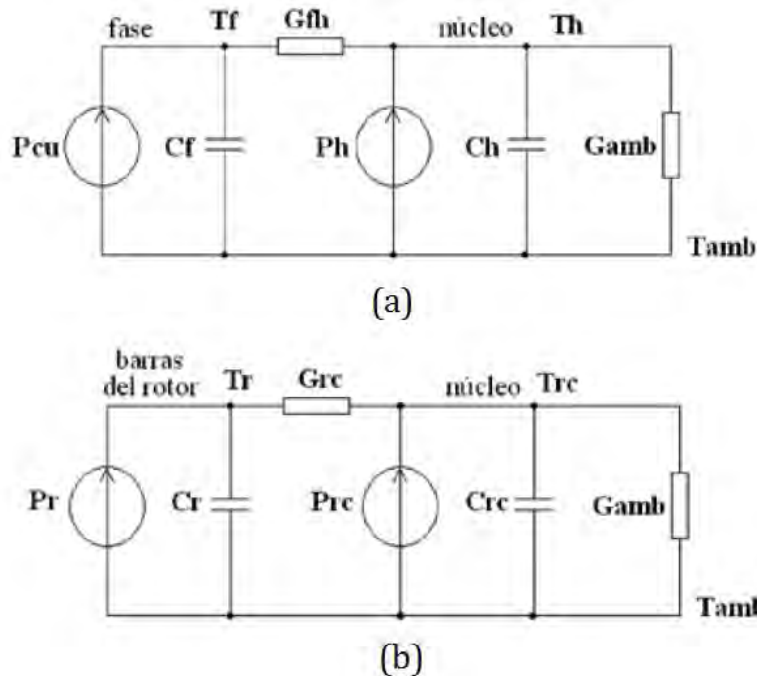
- Las fuentes de calor son las pérdidas por efecto Joule de los conductores y las pérdidas en el hierro consideradas como pérdidas por histéresis y por corrientes de eddy tanto en estator como rotor.
- Existe transferencia de calor entre los conductores y el hierro debido a la diferencia de temperaturas de estas dos fuentes de generación de calor. Este fenómeno se representa por una resistencia o conductancia térmica entre el nodo del conductor y el nodo del hierro en el circuito equivalente.
- Existe transferencia de calor entre el hierro y el ambiente a través del conjunto de la cubierta y el aire en extremo de devanado. Este proceso de transferencia de calor se representa por una única resistencia o conductancia térmica acoplada en el circuito equivalente entre el nodo del hierro y el nodo a temperatura ambiente.
- Se realiza análisis en estado estacionario, por lo tanto las capacitancias térmicas, que representan efector térmicos transitorios, son despreciadas en el análisis del circuito térmico equivalente.
- La transferencia de calor desde el rotor no fluye a través del estator hacia el ambiente, sino que lo hace a través del entrehierro producto de la convección forzada proveniente del ventilador, teniendo en cuenta que el estudio se limita a motores de inducción TEFC⁸³, por lo tanto, es posible desacoplar los circuitos térmicos de estator y rotor.

Con base en las anteriores consideraciones y supuestos, se propone emplear el circuito térmico equivalente de parámetros concentrados mostrados en la Figura 33, tanto para estator en la Figura 33(a), como para rotor en la Figura 33(b). Los modelos térmicos de estator y rotor son similares y están constituidos por dos fuentes de calor asociadas a las pérdidas en el devanado y núcleo y dos conductancias que representan las conductancias térmicas entre el devanado y el núcleo y entre este y el ambiente⁸⁴.

⁸³ PILLAY, P., y MANYAGE, M. Loss of Life in Induction Machines Operating With Unbalanced Supplies. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, No. 4, 2006, p 813–822.

⁸⁴ GOMEZ, J. R., *et al.*, Procedimiento para el calculo de los parámetros de un modelo térmico simplificado del motor asíncrono. En: Ingeniare, Revista chilena de ingeniería. Vol. 19, No. 1, 2011, p 122-131.

Figura 33. Modelo térmico de parámetros concentrados del motor de inducción (a) Circuito equivalente del estator. (b) Circuito equivalente del rotor



Fuente: GOMEZ, J. R., VIEGO, P. R., Procedimiento para el calculo de los parámetros de un modelo térmico simplificado del motor asíncrono. En: Ingeniare, Revista chilena de ingeniería. Vol. 19, No. 1, 2011, p 122-131.

En la Figura 33(a) las fuentes de corriente P_{Cu} y P_h representan las pérdidas en el estator determinadas a partir del modelo eléctrico. Estas son las pérdidas en los conductores y en el hierro respectivamente. Las pérdidas en los conductores las conforman las potencias disipadas por las resistencias R_1 y R_2 , mientras que las pérdidas en el hierro se dan por las potencias que disipan las resistencias $R_{Fe(k)}$, R_{L1-k} y R_{L2-k} del circuito de la Figura 17.

Así, a partir de la solución del circuito eléctrico equivalente del motor de inducción, es posible conocer los valores de las fuentes de calor de entrada del circuito térmico equivalente, por lo que solo resta calcular las conductancias térmicas del mismo. Se presenta a continuación una metodología analítica para determinar los valores de las conductancias térmicas del circuito equivalente de la Figura 33.

6.4 PROCEDIMIENTO ANALÍTICO PARA LA DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS DEL CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE

El procedimiento para calcular las conductancias térmicas depende del fenómeno de transferencia de calor asociado a cada parte del motor, sea conducción o convección, al igual que a las características geométricas y del material de las diferentes secciones.

Se describe en esta sección un procedimiento analítico para determinar las conductancias del circuito térmico equivalente de la Figura 33.

6.4.1 Conductancia térmica equivalente entre el devanado y el hierro. Para el modelado térmico del motor de inducción puede considerarse innecesario estimar los efectos de cada conductor individual para predecir una distribución de temperatura de forma precisa. La aproximación propuesta de simplificación del modelo es la dada en el circuito de la Figura 33, que utiliza una conductancia térmica equivalente del sistema de devanados y aislamientos. Esta conductancia tiene asociada una constante de conductividad térmica que depende de muchos factores como el material, su calidad, la cantidad de aire residual y demás⁸⁵.

Esta conductividad térmica puede determinarse por la siguiente expresión:

$$k_{cu} = 0,2749 [(1 - k_f) A_{slot} L_{core}]^{-0.4471} \quad (73)$$

Donde:

k_f	Factor de llenado de ranura.
A_{slot}	Área de la ranura.
L_{core}	Longitud axial del núcleo.

Las anteriores variables corresponden a información característica de la máquina en cuanto a aspectos constructivos y de diseño a los cuales los proveedores y

⁸⁵ BOGLIETTI, A., CAVAGNINO, A., y STATON, D. Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models. *En*: Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting, 2007, p 73–80.

fabricantes no suelen dar acceso, de ahí que resulta en un procedimiento complejo para determinar las conductividades que dan lugar a las conductancias.

6.4.2 Conductancia térmica equivalente entre el hierro y el ambiente. El proceso de transferencia de calor entra el hierro y el medio ambiente involucra una transferencia por conducción hasta la cubierta y un proceso convectivo con el medio ambiente.

El proceso de conducción de calor permitiría estimar una conductividad térmica de forma similar que en el caso de la transferencia dada entre el devanado y el hierro.

La transferencia de calor por convección, por otra parte, se expresa con una conductancia térmica calculada a partir de (71), así.

$$C_{conv} = \frac{1}{R_{conv}} = h A_s \quad (74)$$

En (74) A_s es el área superficial y h es el coeficiente de transferencia de calor por convección. La dificultad en el cálculo de la conductancia de convección se da en la determinación de este último coeficiente, pues es función de diferentes parámetros como la forma y el tamaño de la frontera sólido-fluido, las características del flujo del fluido y las propiedades de la superficie⁸⁶.

Para estos cálculos pueden utilizarse también correlaciones empíricas basadas en análisis adimensionales utilizando los números de Reynolds, Grashof, Prandl y Nusselt. Adicionalmente es necesario tener en cuenta las cubiertas con aletas, tanto radiales como axiales que llevan a correlaciones compuestas más complejas basadas en todas las características geométricas de la cubierta.

6.4.3 Procedimiento alternativo para determinar los valores de las conductancias. Las distintas conductancias térmicas pueden ser calculadas a partir de las expresiones analíticas dadas en (73) y (74), pero debido a que las conductividades y los coeficientes de transferencia de calor por convección son dependientes de factores geométricos, del sistema de enfriamiento y de la temperatura media del ambiente, puede ser beneficioso determinarlos mediante ensayos. Sin embargo, las pruebas experimentales requieren equipos precisos y

⁸⁶ Ibid, p 74.

condiciones de laboratorio controladas, que en asociación a los coeficientes de transferencia de calor, llevan a tener resultados con incertidumbres elevadas⁸⁷.

Otra alternativa es utilizar una metodología de minimización de criterios de comportamiento generalmente asociados a la función objetivo del sistema. Estas metodologías comprenden el uso de herramientas computacionales que mimetizan comportamientos y tendencias encontrados en la naturaleza para la localización de un objetivo, como la evolución de las especies o los enjambres de insectos⁸⁸. Estas herramientas denominadas algoritmos evolutivos realizan la búsqueda de los parámetros que minimizan la función objetivo formulado.

Recientemente, se ha propuesto un nuevo algoritmo evolutivo conocido como algoritmo de forraje bacteriano – AFB⁸⁹. 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 partículas⁹⁰, 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 ingeniería⁹¹⁻⁹²⁻⁹³⁻⁹⁴, entre estos, en la determinación de la eficiencia de motores en condiciones de campo, mediante la solución del circuito equivalente⁹⁵.

⁸⁷ GOMEZ, J. R., *et al.* Op Cit, p 125.

⁸⁸ SAKTHIVEL, V. P., y SUBRAMANIAN, S. On-site efficiency evaluation of three-phase induction motor based on particle swarm optimization. En: Energy, Vol. 36, No. 3, 2011, p 1713–1720.

⁸⁹ PASSINO, K. M. Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control. En: IEEE Control Systems, Vol. 22, No. 3, 2002, p 52–67.

⁹⁰ SAKTHIVEL, V. P., BHUVANESWARI, R., y SUBRAMANIAN, S. Non-intrusive efficiency estimation method for energy auditing and management of in-service induction motor using bacterial foraging algorithm. En: IET Electric Power Applications, Vol. 4, No. 8, 2010, p 579–590.

⁹¹ Subramanian, S. y Padma, S. Bacterial foraging algorithm based multiobjective optimal design of single phase transformer. En: Journal of Computer Science. Engineering, Vol. 6, No 2, 2011, p 1-6.

⁹² MISHRA, S. A hybrid least square-fuzzy bacterial foraging strategy for harmonic estimation. En: IEEE Transactions on Evolutionary Computation. Vol. 9, No 1, 2005, p 61-73.

⁹³ TRIPATHY, M. y MISHRA, S. Bacteria foraging-based solution to optimize both real power loss and voltage stability limit. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 22, No 1, 2007, p 240-248.

⁹⁴ MISHRA, S. y BHENDE, C. N. Bacterial foraging technique-based optimized active power filter for load compensation. En: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No 1, 2007, p 457-465.

⁹⁵ SOUSA SANTOS, Vladimir., VIEGO FELIPE, P., y GÓMEZ SARDUY, J. Bacterial foraging algorithm application for induction motor field efficiency estimation under unbalanced voltages. En: Measurement, Vol. 46, No. 7, 2013, p 2232–2237.

Adicionalmente se realizó 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 resultados⁹⁶.

Se decide entonces utilizar el AFB para determinar los parámetros del circuito térmico equivalente. Se presenta a continuación el procedimiento para el desarrollo del AFB, partiendo desde las condiciones a mimetizar, hasta las características del algoritmo y la plataforma de programación.

6.5 DESARROLLO DEL ALGORITMO DE FORRAJE BACTERIAL

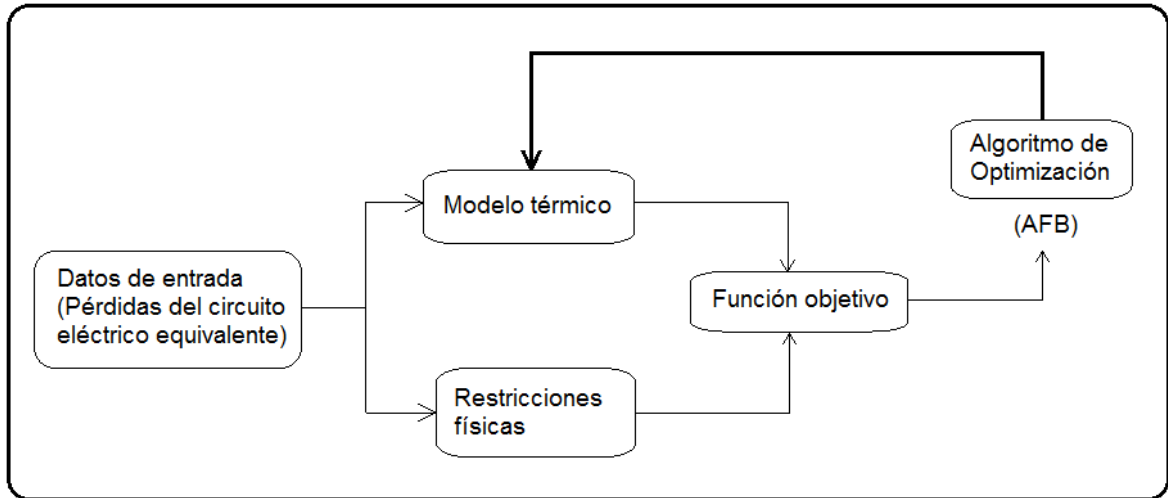
En el procedimiento propuesto, se resuelve un modelo de referencia constituido por el circuito equivalente de la Figura 33. Para esto, se minimiza un criterio de funcionamiento, que en este caso es una función de costo o función objetivo. Esto se realiza mediante un algoritmo de optimización (AFB), que ajusta iterativamente los parámetros del circuito térmico utilizando las salidas simuladas. Este proceso iterativo ocurre mientras el valor de la función objetivo pueda mejorarse hasta un límite determinado. En la Figura 34 se muestra el diagrama de bloques del lazo iterativo general que permite obtener los parámetros del modelo de referencia⁹⁷.

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

⁹⁶ SAKTHIVEL, V. P., BHUVANESWARI, R., y SUBRAMANIAN, S. An accurate and economical approach for induction motor field efficiency estimation using bacterial foraging algorithm. En: Measurement, Vol. 44, No. 4, 2011, p 674–684.

⁹⁷ BENAÏDJA, N. Softcomputing Identification Techniques of Asynchronous Machine Parameters: Evolutionary Strategy and Chemotaxis. En: Turkish Journal on Electrical Engineering and Computer Sciences, Vol. 17, No 1, 2009, p 69-85.

Figura 34. Diagrama de bloques de identificación del modelo de referencia



6.5.1 Fundamentos del algoritmo de forraje bacterial. El forraje bacterial, propuesto como una técnica de búsqueda de la mejor solución a un problema, parte de la idea de la selección natural⁹⁸. 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 otros⁹⁹.

El comportamiento social de la colonia de *Escherichia Coli* resulta aplicable para la ingeniería, debido a que su respuesta grupal les permite conseguir de forma efectiva 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

⁹⁸ PASSINO, K. M. Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control. En: IEEE Control Systems, Vol. 22, No. 3, 2002, p 52–67.

⁹⁹ NORIEGA, G. M., *et al.* Utilización del algoritmo de forraje bacterial para identificar en línea los parámetros de un sistema eléctrico. En: Univ. Cienc. Tecnol., Vol. 14, No 54, 2010, p 45-54.

que se alejen de ese lugar. Este comportamiento de forraje puede representarse matemáticamente como un tipo de inteligencia grupal¹⁰⁰

La *Escherichia Coli* posee 6 flagelos que funcionan como motores, girando a una velocidad de 100 a 200 revoluciones por segundo. Cuando sus flagelos giran en sentido anti-horario, empujan a la bacteria en una sola dirección y ésta se desplaza hacia delante. Cuando los flagelos giran en sentido horario, cada flagelo intenta halar a la bacteria en distintas direcciones, produciendo cambios de dirección indefinidos o aleatorios. Como los flagelos giran permanentemente, la bacteria sólo tiene dos tipos de movimiento: desplazarse hacia adelante, o girar aleatoriamente¹⁰¹⁻¹⁰².

El movimiento de la bacteria dependerá de los agentes químicos que la rodean (quimotaxis), y esto hace que ella decida por cuánto tiempo se desplaza hacia adelante o gira aleatoriamente¹⁰³.

- 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.

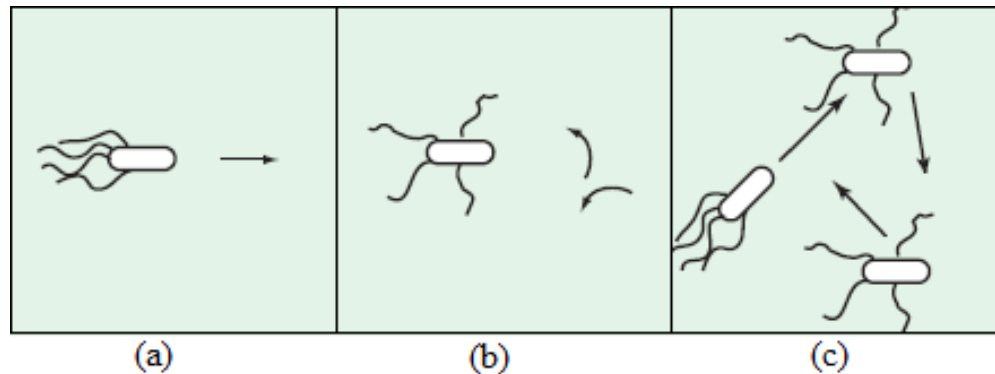
¹⁰⁰ *Ibíd.*, p 46.

¹⁰¹ PASSINO, K. M. *Op Cit.*, p 58.

¹⁰² NORIEGA, G. M., *et al.* *Op Cit.*, p 46.

¹⁰³ ROMERO, E., MANTILLA, L. F. y CORINO, S. How the efficiency of an induction machine is measured. En: International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ), 2008.

Figura 35. Movimiento de las bacterias: (a) movimiento de los flagelos en sentido anti-horario, (b) en sentido horario y (c), alternancia entre sentido anti-horario y horario



Fuente: PASSINO, K. M. Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control. En: IEEE Control Systems, Vol. 22, No. 3, 2002, p 56.

6.5.2 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; 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 define la velocidad de la bacteria; las bacterias de paso más grande se desplazan más rápido hacia la solución, pero pueden presentar sobre-picos y rizados más grandes que las de paso más corto, que se desplazan más lentamente, pero con sobre-picos y rizados 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 reduce¹⁰⁴.

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 tiende a aumentar en aquellos sitios de alta concentración de alimentos y a desaparecer en aquellos sitios donde la concentración de alimentos es escasa.

¹⁰⁴ NORIEGA, G. M., *et al.* Op Cit., p 46.

En otros términos, las bacterias que ocupen posiciones que tengan una función de costo elevada, o que representen una peor solución al problema, son 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 tipo¹⁰⁵.

Mientras menos cantidad de ciclos transcurran para producirse un evento de reproducción, con mayor rapidez son reubicadas las bacterias en las posiciones con mejor función de costo. Pero si los ciclos son pocos, las bacterias no tienen 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 tiene 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 lo 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 finalice¹⁰⁶.

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.

¹⁰⁵ *Ibíd.*, p 47.

¹⁰⁶ *Ibíd.*, p 52.

Una descripción más detallada de los fundamentos del AFB desde el punto de vista químico, físico y biológico se presenta en el trabajo de Passino¹⁰⁷.

6.6 DETERMINACIÓN DE PARÁMETROS DEL CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE

Para plantear la función objetivo del circuito térmico equivalente se debe tener en cuenta que la vida útil del motor depende de la vida útil del aislamiento de estator, por lo que el estudio se enfoca en este y no se determinan los parámetros del circuito equivalente del rotor. No obstante, se ha demostrado que este supuesto no afecta los resultados de estimación del modelo¹⁰⁸. Así, se formula la función objetivo a partir de la solución del circuito térmico equivalente del estator.

6.6.1 Función objetivo. Para determinar los parámetros del circuito de la Figura 33(a), se desarrolla un algoritmo de forraje bacterial AFB con su respectiva función objetivo, esta permite estimar los parámetros G_{fh} y G_{amb} correspondientes al circuito equivalente del estator.

Inicialmente se aplica la Ley de Kirchoff a los nodos de fase y de núcleo de la Figura 33(a), con lo cual se obtiene:

$$(T_{Cu} - T_h) G_{fh} + P_h = T_h G_{amb} \quad (75)$$

$$P_{Cu} = (T_{Cu} - T_h) G_{fh} \quad (76)$$

Resolviendo (75) y (76) para T_{Cu} :

$$T_{Cu} = \frac{\frac{P_{Cu}}{G_{fh}} + \frac{P_h}{G_{fh} + G_{amb}}}{\frac{G_{amb}}{G_{fh} + G_{amb}}} \quad (77)$$

¹⁰⁷ PASSINO, K. M. Op Cit., p 52-67.

¹⁰⁸ PILLAY, P., y MANYAGE, M. Op Cit., p 814.

La expresión (77) representa la variación en la temperatura del cobre del estator en función de las pérdidas en el cobre y en el hierro del mismo y de las conductancias del circuito térmico equivalente, que serán determinadas con el AFB.

El AFB tiene como objetivo la minimización de una función, por lo tanto, es necesario plantear una expresión asociada a la temperatura del cobre del estator que con los parámetros adecuados del circuito térmico brinde el punto mínimo; para ello se utiliza la función de error entre la variación en la temperatura estándar del cobre del estator de un motor de inducción con jaula simple, diseño NEMA B, TEFC y se compara con la variación dada en (77) asociada a las pérdidas en operación a frecuencia fundamental o condiciones nominales. Según la norma NEMA MG1 de 2003 los motores con un factor de servicio SF mayor que 1,15, como es el caso del motor en pruebas (Véase Cuadro 3), presentan un incremento de temperatura en los devanados de 80°C ¹⁰⁹.

En ese orden de ideas, la función objetivo a optimizar con el AFB se muestra en (78).

$$\text{Min}J = \left| \frac{T_{Cu}}{T} - 1 \right|^2 \quad (78)$$

Donde *MinJ* es la función a minimizar, T_{Cu} es la temperatura en el devanado del estator y T es la temperatura teórica del devanado del estator, es decir, 80°C .

El AFB desarrollado presenta los pasos siguientes¹¹⁰:

Paso 1: Inicializar los parámetros del AFB:

- p : Dimensión del problema de optimización (igual a los parámetros incógnitas). $p = 2$; (G_{fh} , G_{amb}).

¹⁰⁹ NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION NEMA, Standard Publication ANSI/NEMA MG1-2003, Motors and Generators, Revision 1-2004, Rosslyn, USA: NEMA, 2003, p 232.

¹¹⁰ SAKTHIVEL, V. P., BHUVANESWARI, R., y SUBRAMANIAN, S. Non-intrusive efficiency estimation method for energy auditing and management of in-service induction motor using bacterial foraging algorithm. Op Cit., p 580.

- s : Número de población de bacterias.
- N_c : Número de pasos quimotáticos para producir un evento de reproducción.
- N_{re} : Número de eventos de reproducción para producir un evento de eliminación y dispersión.
- N_{ed} : Número de eventos de eliminación-dispersión para terminar el programa.
- N_s : Número de desplazamientos.
- S_r : Número de reproducción de bacterias por generación.
- P_{ed} : 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.

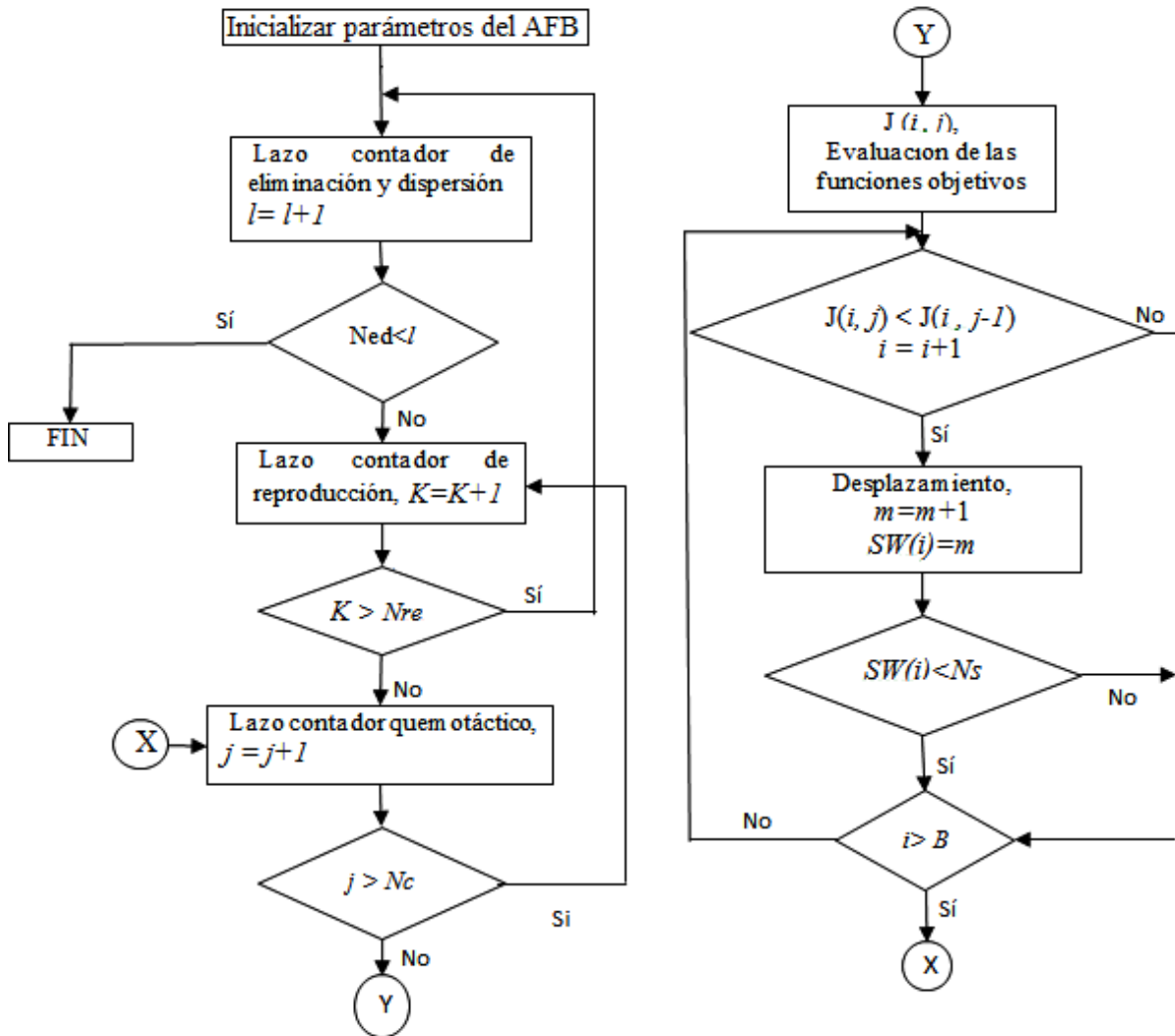
Paso 5. Ejecutar las operaciones de reproducción y eliminación-dispersión.

Paso 6. Si se alcanza el número máximo de pasos quimotáticos, de reproducción y de dispersión-eliminación, 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 36 se representa el diagrama de bloques del AFB.

Figura 36. Diagrama de bloques del AFB



Fuente: MANGARAJ, B. B., MISRA, I. S. y SANYAL, S. K. Application of bacteria foraging algorithm for the design optimization of multi-objective Yagi-Uda array. En: International Journal of Rf Microw. Computer-Aided Engineering, Vol. 21, No 1, 2011, p 25–35.

En el diagrama de bloques del AFB las condicionales tienen el significado siguiente¹¹¹:

$(Ned < l)$: ¿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?

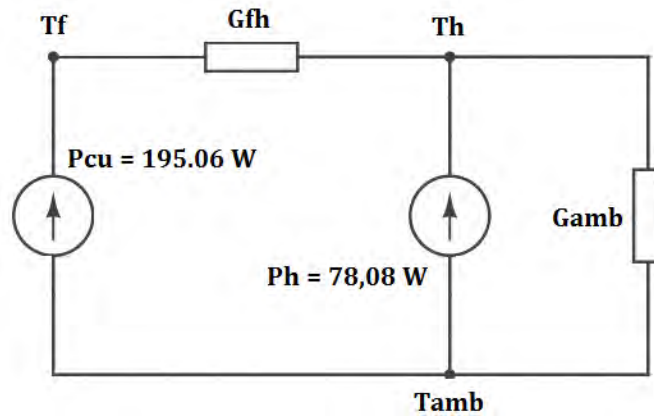
$(SW(i) < Ns)$: ¿Se ha alcanzado el número máximo de desplazamientos?

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

6.6.2 AFB para cálculo de parámetros. Se ejecuta entonces una aplicación en MATLAB fundamentada en el procedimiento ilustrado en la Figura 36 para determinar los parámetros del circuito térmico equivalente de la Figura 33(a), retomada con las fuentes de calor a frecuencia fundamental en la Figura 37. Estas fuentes son la representación de las pérdidas eléctricas determinadas previamente a partir del circuito eléctrico equivalente (Ver Cuadro 20).

¹¹¹ TRIPATHY, M. y MISHRA, S. Op Cit., p 241.

Figura 37. Circuito térmico equivalente del estator en condiciones sinusoidales

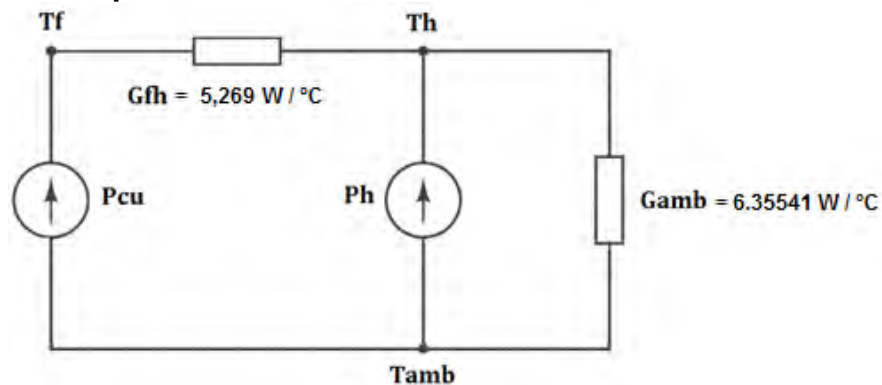


De acuerdo a las variables de entrada y a la función objetivo ya establecida se ejecuta el AFB en Matlab y se obtienen los siguientes resultados:

Cuadro 21. Conductancias del circuito térmico equivalente del estator

	Conductancia fase-hierro $G_{fh} [W / ^\circ C]$	Conductancia al ambiente $G_{amb} [W / ^\circ C]$
Valor	5.269	6.35541

Figura 38. Circuito térmico equivalente del estator para estimación de variación de temperatura



El circuito térmico de la Figura 38 permite entonces evaluar la variación de la temperatura en el devanado al igual que en el hierro para estudiar los incrementos relativos a la alimentación con tensiones no sinusoidales del motor de inducción.

7. SIMULACION DEL EFECTO DE LA DISTORSIÓN ARMÓNICA DE TENSIÓN SOBRE LA EFICIENCIA Y LA POTENCIA DEL MOTOR TRIFÁSICO DE INDUCCIÓN (MEDIANTE MODELOS ELÉCTRICOS Y TÉRMICOS)

En este capítulo se presentan las simulaciones planteadas a partir de las ecuaciones, procedimientos y métodos descritos en los Capítulos 5 y 6, con el fin de determinar los efectos de la distorsión armónica de tensión sobre la eficiencia, la potencia y la temperatura de operación del mismo.

Inicialmente se evalúa el contenido armónico de las formas de onda distorsionadas que alimentan al motor y con las cuales se realizará la validación experimental de los modelos eléctrico y térmico propuestos. Los valores representativos de cada armónico son entonces empleados como tensiones de entrada de los diferentes circuitos eléctricos modificados para cada frecuencia armónica en el proceso de simulación.

Se resuelve posteriormente el circuito eléctrico equivalente de la Figura 28, Figura 29 y Figura 30 para cada armónico, teniendo en cuenta su tensión aplicada determinada a partir de la evaluación de la forma de onda de entrada. Se calculan así las pérdidas del motor de inducción y se estima la variación de su eficiencia alimentado por tensiones no sinusoidales.

Finalmente, las pérdidas determinadas mediante el circuito eléctrico equivalente alimentado por tensiones armónicas son empleadas como variable de entrada del circuito térmico equivalente para estimar la variación de la temperatura en el devanado del estator en presencia de armónicos. Esta variación de temperatura se compara con la esperada en condiciones sinusoidales para calcular la potencia de salida del motor de inducción que garantizaría su operación adecuada, es decir, un factor de desclasificación de la potencia del motor de inducción.

7.1 CARACTERIZACIÓN DE LA ALIMENTACIÓN: FORMAS DE ONDA Y CONTENIDO ARMÓNICO

Se emplea para la simulación con posterior validación experimental un contenido armónico mostrado en el Cuadro 22, tanto para cinco, como siete veces la frecuencia de la fundamental.

Cuadro 22. Contenido armónico de la tensión de alimentación

	Frecuencia fundamental	Quinto armónico	Séptimo armónico
Porcentaje [%]	100	2,6	1,7
Tensión de línea [V]	230	5,98	3,91

Figura 39. Forma de onda de tensión sinusoidal

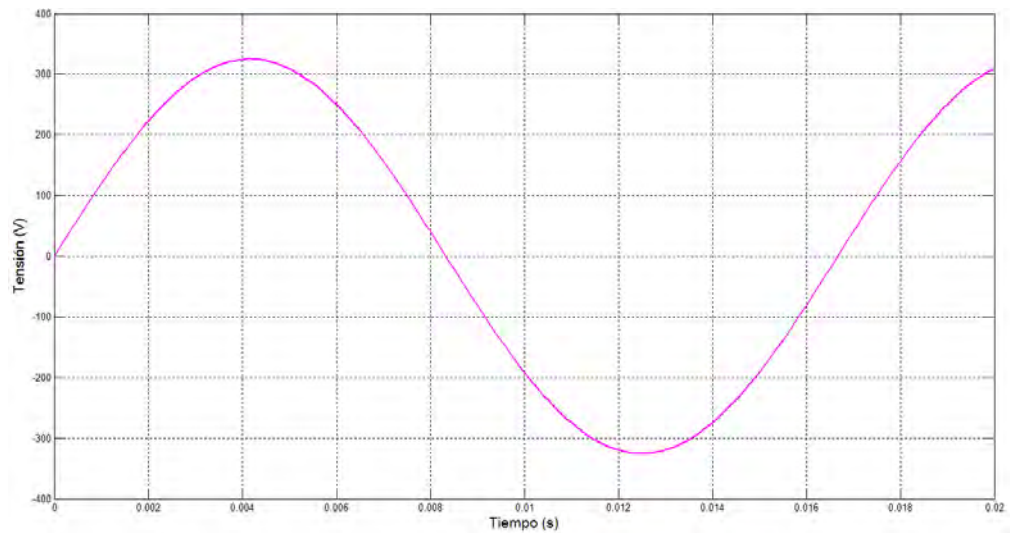
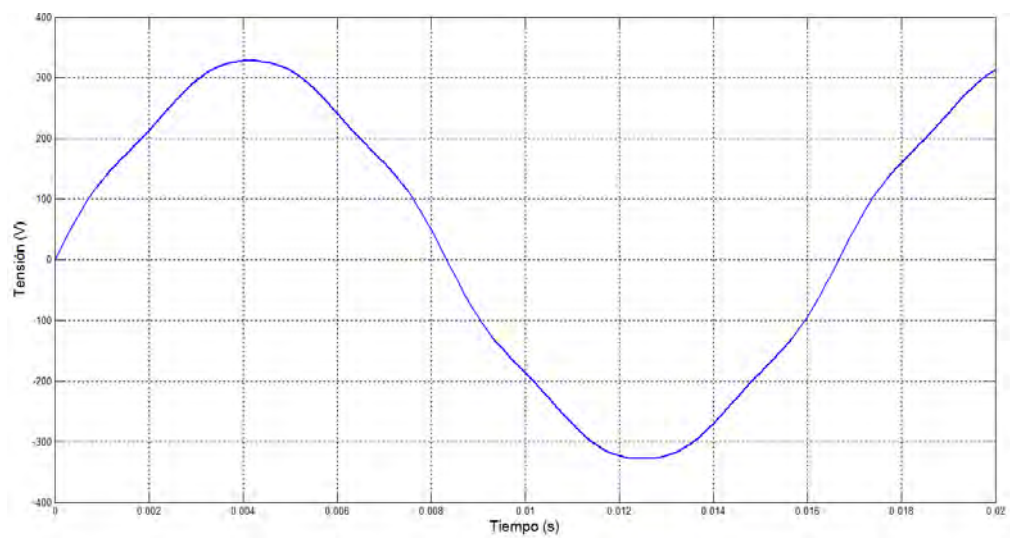


Figura 40. Forma de onda de tensión no sinusoidal - 2,6 % de quinto armónico y 1,7 % de séptimo



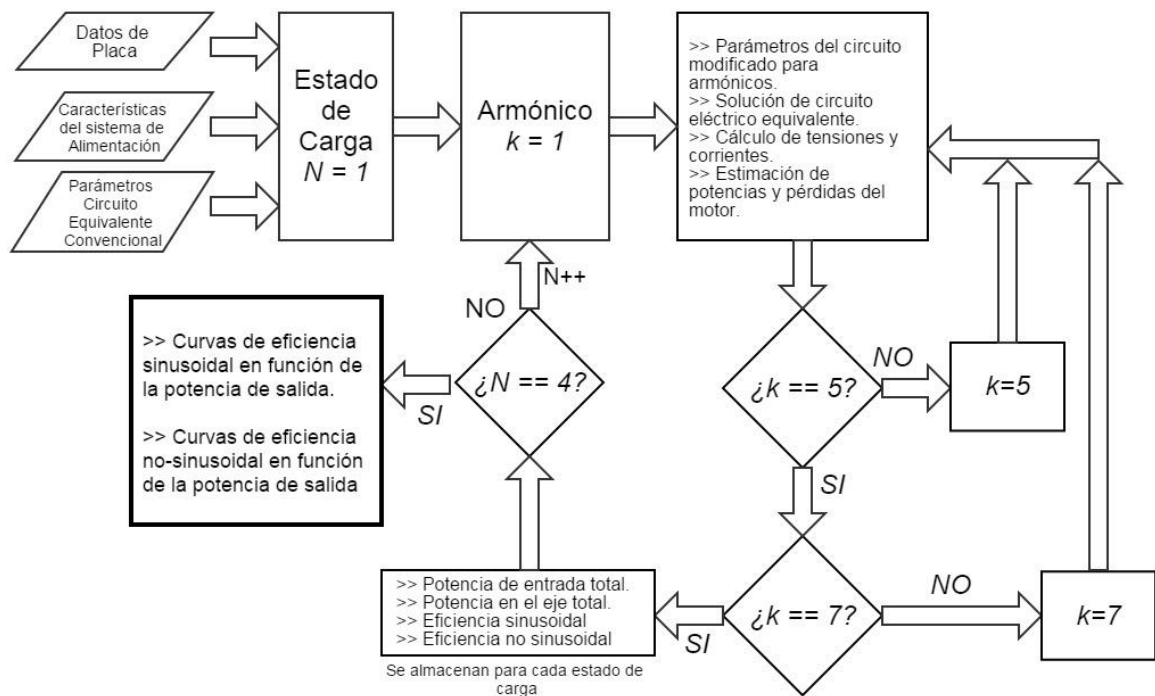
La Figura 39 y Figura 40 ilustran, respectivamente, la forma de onda de tensión sinusoidal con la que idealmente opera el motor y la forma de onda con contenido armónico empleada en la simulación y posterior validación.

Con ello se procede a simular el modelo eléctrico propuesto.

7.2 EFICIENCIA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN ALIMENTADO CON TENSIONES ARMÓNICAS A PARTIR DEL MODELO ELÉCTRICO

Para determinar la reducción en la eficiencia del motor de inducción en condiciones no sinusoidales se utilizan los circuitos eléctricos con armónicos ya determinados, alimentados por las formas de onda descritas en el Cuadro 22 y se emplea el procedimiento descrito en la Figura 41 para cuatro estados de carga N del 25%, 50%, 75% y 100% de la carga nominal (3 HP).

Figura 41. Diagrama de flujo para el cálculo de la eficiencia del motor de inducción alimentado con tensiones no sinusoidales



El procedimiento ilustrado en la Figura 41 indica que la información de entrada corresponde a los datos de placa del motor, las características eléctricas de la red de alimentación y los parámetros del circuito equivalente determinados mediante el procedimiento de la Std. IEEE 112-2004. Se utiliza esta entrada en un estado de carga inicial asociado al 25 % de la carga del motor y se evalúan los parámetros del circuito eléctrico equivalente modificado de la Figura 17, las tensiones, corrientes, potencias y pérdidas del mismo para cada armónico de interés, es decir, $k = 1$, $k = 5$ y $k = 7$.

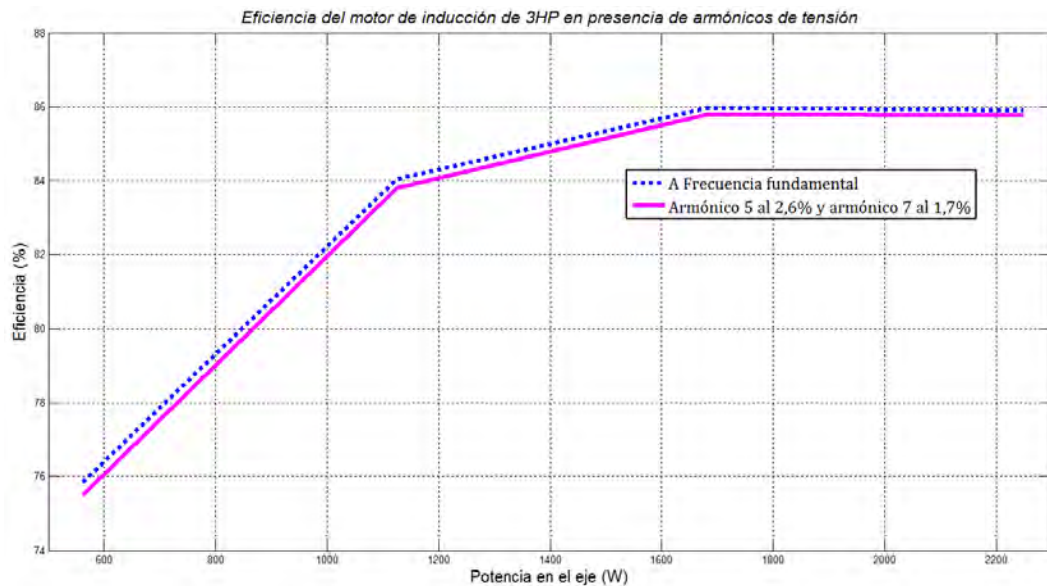
Una vez resueltos los circuitos equivalentes con alimentación a las diferentes frecuencias armónicas se calculan las potencias de entrada y de salida netas del motor de inducción mediante suma algebraica de las potencias y pérdidas de cada circuito armónico, según lo indica el principio de superposición de los circuitos eléctricos. Esto permite obtener la eficiencia, tanto en condiciones sinusoidales como no sinusoidales, para el estado de carga evaluado. Posteriormente se repite el mismo procedimiento cíclico con los circuitos armónicos para otros tres estados de carga, (50 %, 75 % y 100 % de la carga nominal del motor). Las pérdidas en condiciones sinusoidales y no sinusoidales para cada estado de carga del motor se presentan en el Cuadro 25.

Cuadro 23. Pérdidas del motor de inducción con alimentación sinusoidal y no sinusoidal, todas en [W]

Estado de carga	Orden del armónico	P_{cu1}	P_{L1-k}	P_M	P_{L2-k}	P_{cu2}
25 %	1	80,9098	20,326	32,6072	0,0206	3,1763
	5	0,3631	1,0465	0,0087	0,7408	0,2764
	7	0,0973	0,3596	0,0046	0,2775	0,074
Total		81,3702	21,7321	32,6205	1,0389	3,5267
50 %	1	101,7386	25,1897	31,7408	0,1597	12,3038
	5	0,3743	1,0788	0,0079	1,0409	0,2884
	7	0,1002	0,3705	0,0041	0,3896	0,0773
Total		102,2131	26,639	31,7528	1,5902	12,6695
75 %	1	138,8242	34,3718	30,8092	0,5634	28,2121
	5	0,3919	1,1295	0,0071	1,201	0,3047
	7	0,1052	0,3887	0,0037	0,45	0,0819
Total		139,3213	35,89	30,82	2,2144	28,5987
100 %	1	195,06	48,295	29,79	1,4408	52,109
	5	0,4089	1,1785	0,0071	1,2974	0,3199
	7	0,11	0,4067	0,0037	0,4869	0,0836
Total		195,5789	49,8802	29,8008	3,2251	52,5125

Por último, una vez evaluada la eficiencia del motor ante todos los estados de carga se grafica la misma en función de la potencia de salida, resultando en las curvas de eficiencia mostradas en la Figura 42.

Figura 42. Curvas de eficiencia estimadas mediante circuito eléctrico equivalente con armónicos



En la figura anterior se observa que:

- La eficiencia del motor de inducción se reduce en presencia de tensiones no sinusoidales en un factor que depende del orden y magnitud de los armónicos presentes en la onda de tensión de alimentación.
- La eficiencia del motor de inducción es menor en operación a bajos niveles de carga.
- Las tensiones con forma de onda distorsionada tienen un mayor impacto en la eficiencia del motor en su operación a baja carga, es decir, la reducción de la eficiencia a cargas cercanas al 25 % es mayor respecto a la carga nominal en presencia de armónicos de tensión. Este fenómeno se ve reflejado en la curva de

la Figura 42 cuando la eficiencia se reduce un 0,1412 % a plena carga (Figura 43), mientras que a un 25 % de la carga disminuye en un 0,3319 % (Figura 44).

Figura 43. Curvas de eficiencia del motor a cargas cercanas a la nominal.

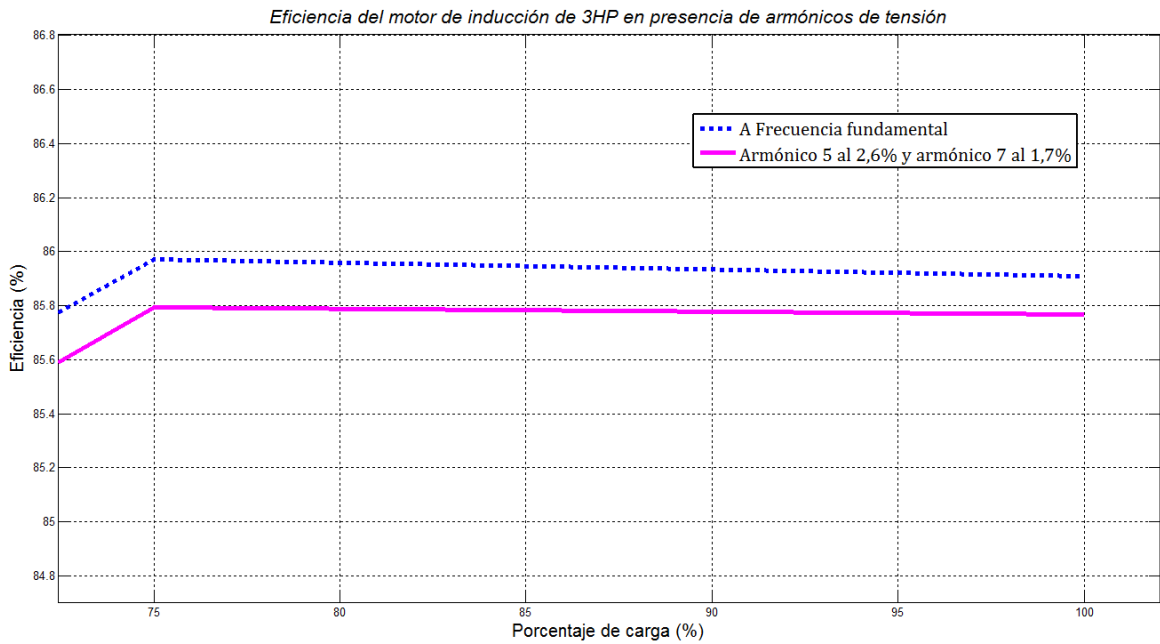
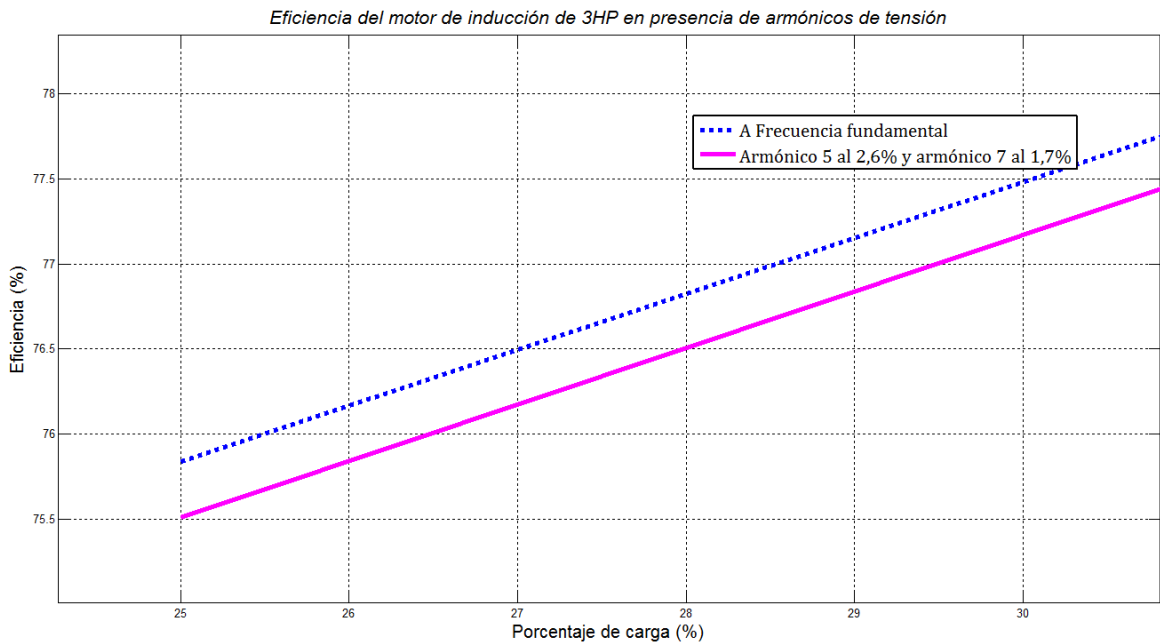


Figura 44. Curvas de eficiencia del motor a cargas cercanas al 25 %

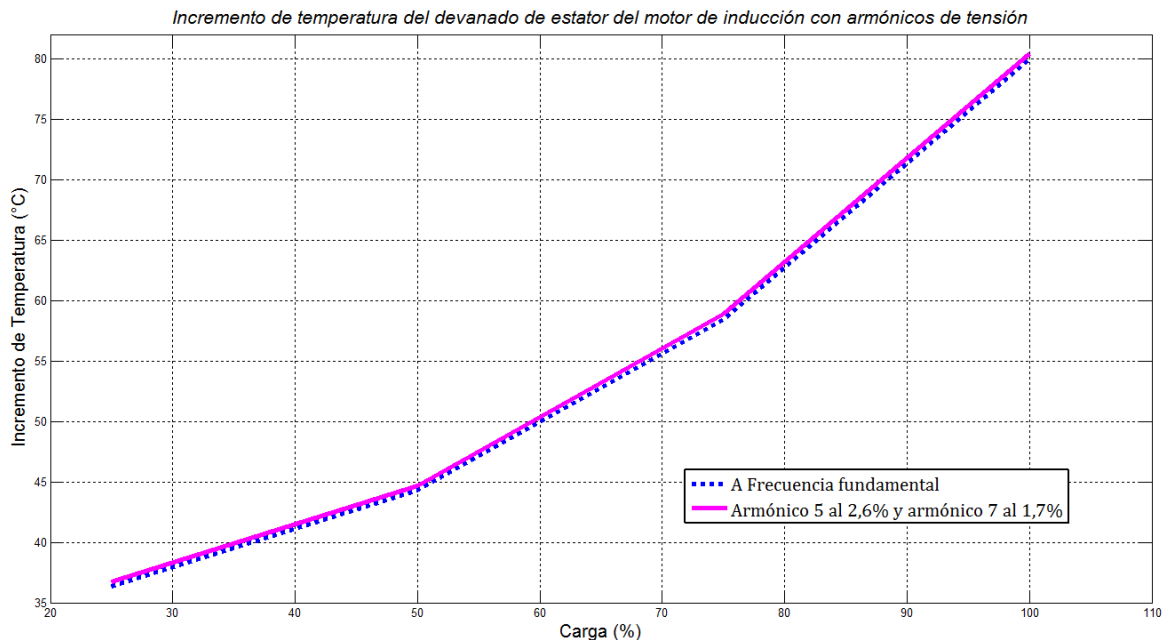


Ante la evidencia de la reducción de la eficiencia en el motor de inducción alimentado con armónicos se propone la desclasificación de su potencia de salida con el fin de garantizar su vida útil evitando que las pérdidas extra incrementen la temperatura del mismo. Este factor de desclasificación se propone con base al circuito térmico equivalente y a las pérdidas resultado del circuito eléctrico equivalente, por lo cual se determina inicialmente el incremento de la temperatura de operación de la máquina respecto a su operación sinusoidal.

7.3 INCREMENTO DE TEMPERATURA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN ALIMENTADO CON TENSIONES NO SINUSOIDALES A PARTIR DEL MODELO TÉRMICO

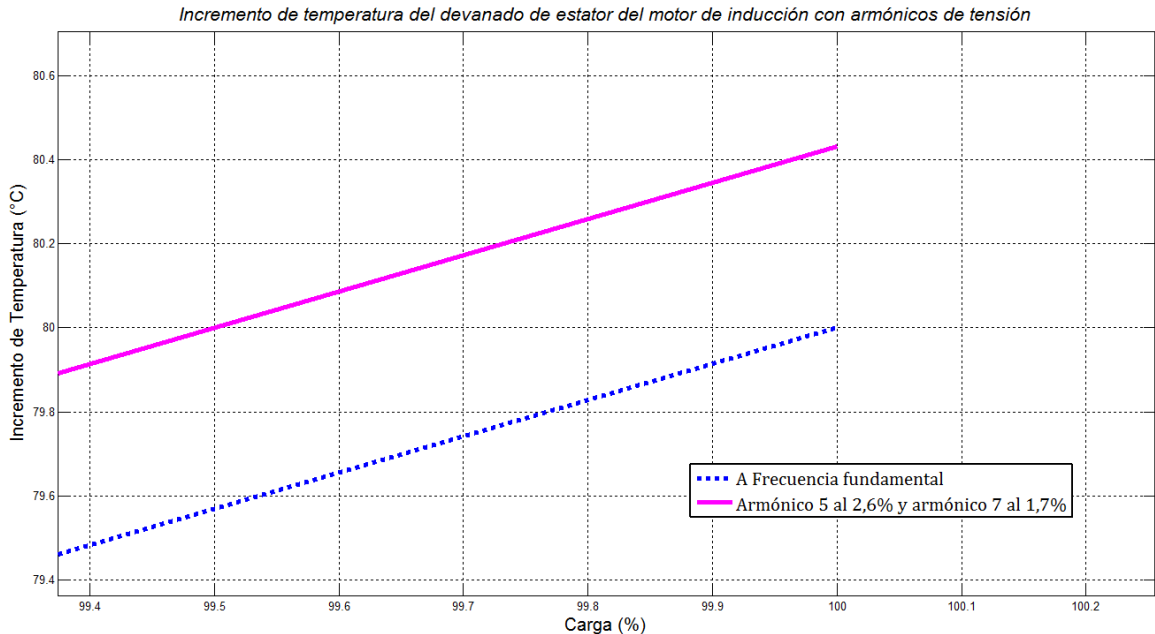
Se simula el circuito térmico equivalente de la Figura 38 teniendo en cuenta como entrada las pérdidas en el estator a los diferentes estados de carga mostrada en el Cuadro 23. Se presenta entonces la siguiente curva de temperatura del devanado en estado estacionario los estados de carga descritos.

Figura 45. Temperatura del devanado del motor de inducción en función de la carga



Se hace énfasis en el análisis de la operación del motor de inducción a plena carga, según lo muestra en detalle la Figura 46.

Figura 46. Temperatura del devanado del motor de inducción con cargas cercanas a la nominal



Se observa en la Figura 46 que con una tensión de alimentación distorsionada la temperatura en estado estacionario del motor incrementa. Si bien el incremento de temperatura del devanado presentado en este caso es de aproximadamente 0,4 °C, relativamente bajo para tener serias repercusiones económicas en la operación, es importante resaltar que esta diferencia aumentará conforme la distorsión en la alimentación del motor sea superior.

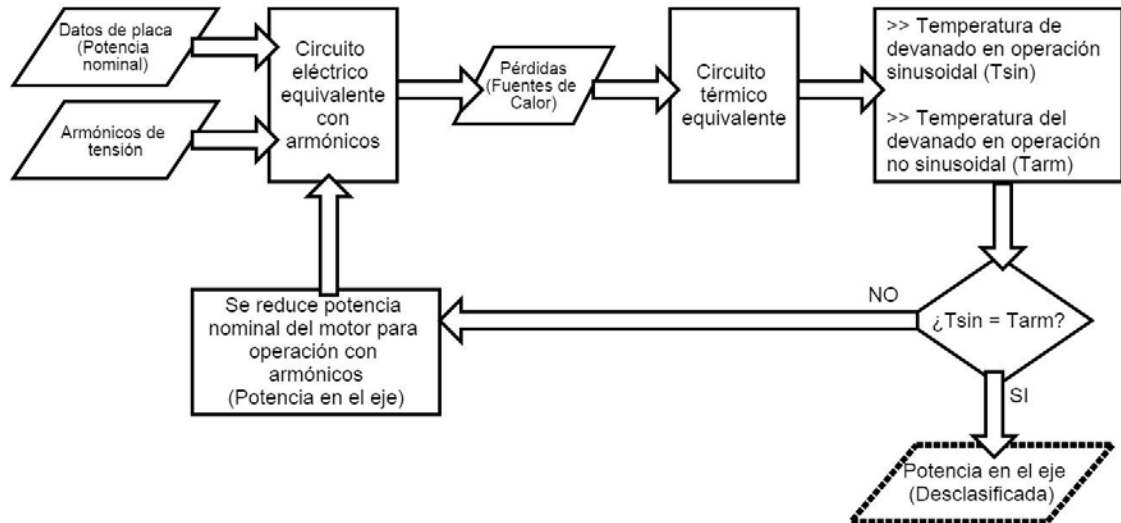
7.4 POTENCIA DE SALIDA DEL MOTOR ALIMENTADO CON TENSIONES ARMÓNICAS

Como el motor de inducción en presencia de armónicos de tensión genera pérdidas adicionales que aumentan su temperatura interna reduciendo su vida útil, es necesario determinar cuál es la potencia que puede entregar sin poner en riesgo su operación ni reducir su vida útil.

El procedimiento a realizar en esta sección se denomina la *desclasificación de la potencia*, puesto que la potencia a la que debe operar el motor para protegerlo es menor que su potencia nominal. Así, la Figura 47 muestra el procedimiento a

seguir para encontrar el valor de potencia al cual debe operar el motor ante una determinada distorsión de la forma de onda de tensión.

Figura 47. Diagrama de flujo para desclasificación de la potencia del motor



De acuerdo al diagrama de flujo, inicialmente se determina la operación del motor de inducción a partir de su información nominal y los armónicos de alimentación utilizando el circuito eléctrico equivalente para operación con armónicos. Posteriormente, se determinan las pérdidas que representan las fuentes de calor de entrada del circuito térmico equivalente.

Así, el circuito térmico permite evaluar la temperatura del motor en condiciones de alimentación de tensión con armónicos, la cual debe ser igual a la operación sin armónicos para garantizar la vida útil de la máquina. Se reduce entonces la potencia en el eje que entrega el motor para el cálculo de su operación en el circuito eléctrico y se repite este procedimiento de forma cíclica hasta que las temperaturas de operación sean iguales, el valor dado de potencia en el eje para ese caso será la potencia nominal reducida o desclasificada del motor de inducción.

Al aplicar el procedimiento descrito se obtiene el resultado del Cuadro 24.

Cuadro 24. Desclasificación de la potencia del motor de inducción alimentado por armónicos de tensión

Unidades	Potencia nominal en el eje	Potencia en el eje desclasificada (Para alimentación sinusoidal).
[HP]	3	2,9877
[W]	2238	2228,8
[%]	100	99,59

Es de esperar que ante distorsiones de forma de onda con mayor contenido armónico el factor de desclasificación de la potencia reduzca significativamente la potencia nominal de la máquina, con peores impactos en motores de altas potencias.

Se procede a continuación a validar mediante experimentación en laboratorio los modelos eléctricos y térmicos planteados que permitieron proponer el factor de desclasificación de la potencia para el motor de inducción.

8. VALIDACIÓN EXPERIMENTAL

A partir de las estimaciones realizadas en el proceso de simulación, se propone un proceso de validación experimental en condiciones de laboratorio, alimentando el motor de inducción con la forma de onda de tensión utilizada en la simulación de los circuitos equivalentes y midiendo su potencia de entrada, potencia de salida y temperatura de operación en estado estacionario.

Este procedimiento se evaluó para los cuatro estados de carga propuestos en las simulaciones y descritos en el procedimiento de la Figura 41.

En la Figura 48 se observan el montaje y los equipos empleados en el mismo.

Figura 48. Vista parcial del montaje usado para las pruebas de eficiencia del motor de 3 HP en el laboratorio de máquinas eléctricas de la Universidad Autónoma de Occidente.



Donde:

- (1) Motor trifásico de inducción de 3 HP.
- (2) Freno de histéresis que simula la carga.
- (3) Analizador de potencia.
- (4) Medición de temperatura.
- (5) Control y visualización de par, velocidad y potencia en el eje.
- (6) Auto-transformador trifásico.

Los estados de carga del motor son generados utilizando el freno de histéresis MAGTROL, capaz de proporcionar un par de carga a motores de hasta 10 kW. Este equipo tiene implementado un sensor de par y un sensor de velocidad que permiten visualizar estas variables en tiempo real además de la potencia de salida en W; Las especificaciones de precisión son descritas en el Cuadro 25.

Cuadro 25. Especificaciones de precisión para la medición de par y velocidad

Características de medición		
Par máximo	Velocidad máxima	Precisión
10 000 unidades ± 5 V TSC 1 ± 10 V TSC 2	99 999 rpm	Velocidad: 0,01 % de la lectura de 10 rpm a 100000 rpm

Fuente: MAGTROL. DSP6001 High Speed Programmable Controller. [En línea]. MAGTROL Technical Specifications. [Citado en Noviembre 20 de 2014]. Disponible en: <<http://www.magtrol.com/motortest/dsp6001_dynocontroller.html>>

Las mediciones eléctricas se realizaron con el analizador de redes HT-Italia con características de precisión detalladas previamente en el Cuadro 6.

Para el registro de temperatura para la validación del circuito térmico se utiliza la opción de medición de temperatura del mini-multímetro digital MN16A de EXTECH, cuya información de precisión respecto a la medición de temperatura se observa en el Cuadro 26.

Cuadro 26. Especificaciones de precisión del multímetro digital EXTECH MN16A

Función	Escala	Resolución	Precisión
Temperatura	-4 °F a 1400 °F	1 °F	± (3,0 % lecturas + 9 °F / 5 °C)
	-20 °C a 750 °C	1 °C	

Fuente: EXTECH INSTRUMENTS. Manual del Usuario. Multímetro de escala automática. Modelo MN16A. EXTECH, 2012, p 12.

8.1 VALIDACIÓN DE CURVAS DE EFICIENCIA DEL MODELO ELÉCTRICO

En el Cuadro 27 se muestran las mediciones de las tensiones y corrientes de línea promedio, así como la velocidad, la potencia activa, y la potencia mecánica para los estados de carga analizados. La Figura 49 y la Figura 50 presentan las mediciones de las formas de onda de tensiones y corrientes de línea. La Figura 51 muestra el diagrama fasorial de tensiones y corrientes para evaluar un grado mínimo de desequilibrio de la red.

Cuadro 27. Mediciones del motor de 3 HP

Estado de carga	25%	50%	75%	100%
$V_{Línea}$ [V]	230,94	229,73	230,01	229,92
$I_{Entrada}$ [A]	5,58	6,194	7,22	8,53
$P_{Entrada}$ [W]	755	1349	1969	2625
P_{Salida} [W]	562,6	1125,5	1687	2250
T [N.m]	2,993	6,035	9,085	12,2
ω [rpm]	1789	1778	1762	1745
THD [%]	3,1	3,1	3,1	3,1
$h5$ [%]	2.6	2.4	2.6	2.5
$h7$ [%]	1,7	1,8	1,7	1,9

Figura 49. Tensiones de línea medidas

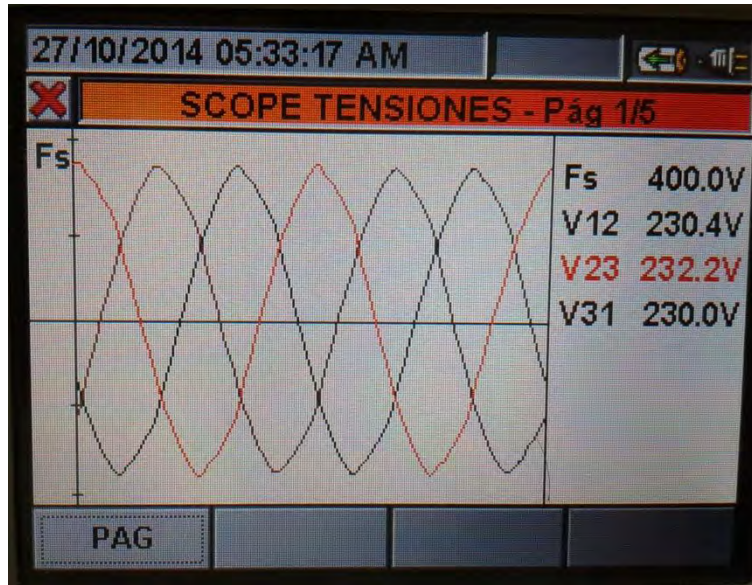


Figura 50. Corrientes de línea medidas

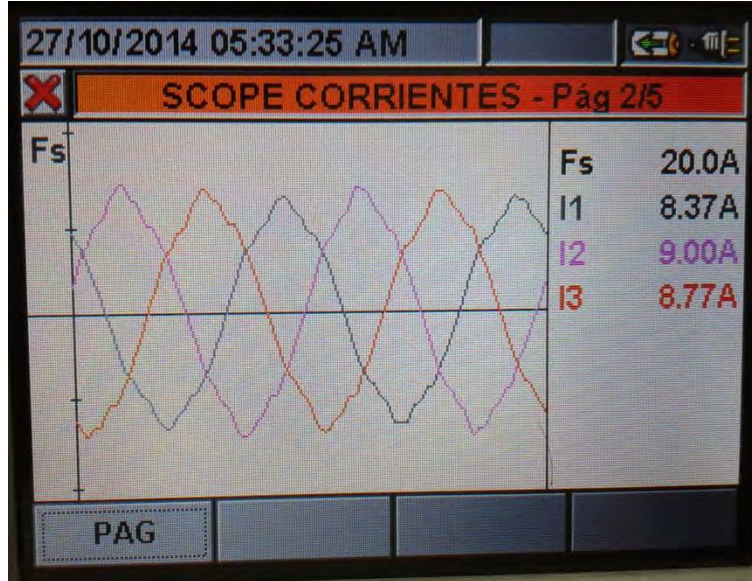
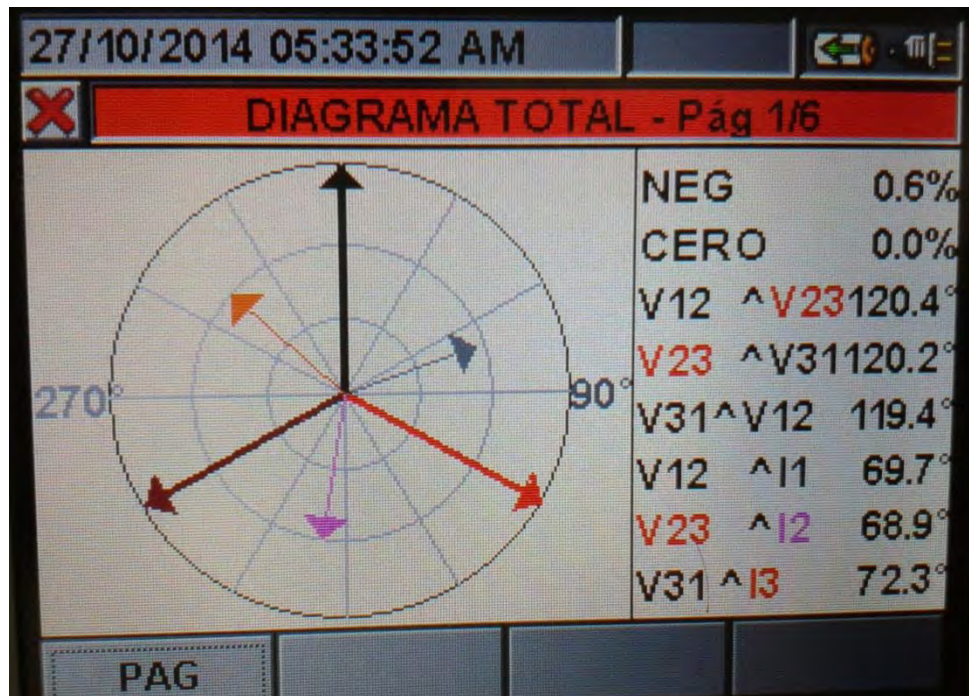


Figura 51. Diagrama fasorial de tensiones y corrientes

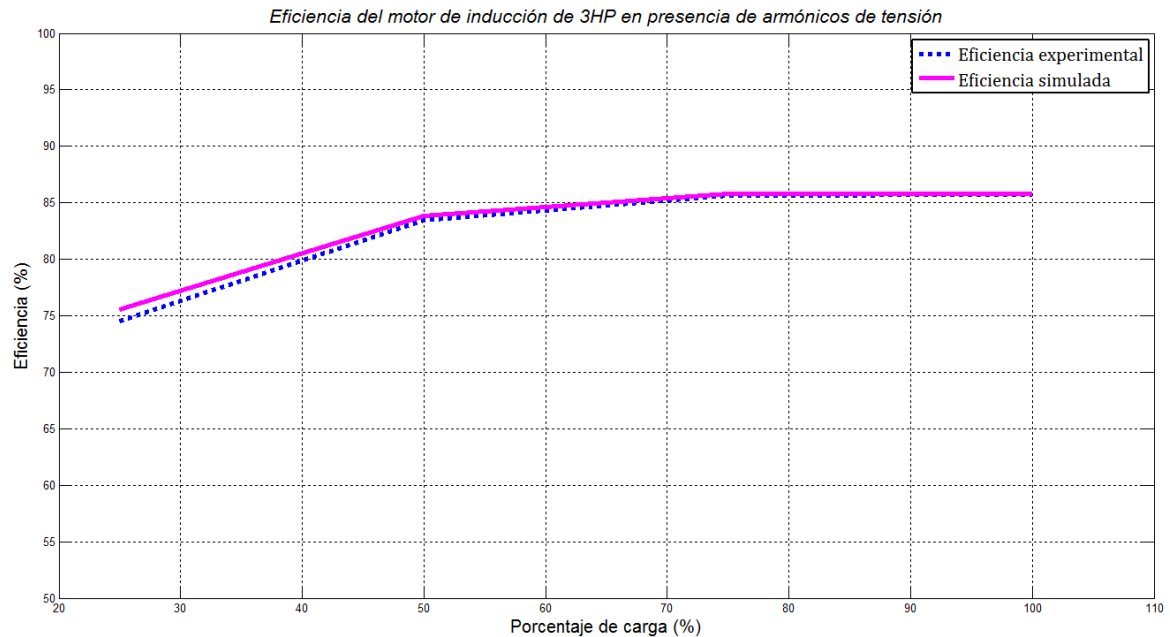


En Cuadro 28 se presenta la comparación entre los resultados obtenidos por el procedimiento propuesto con el circuito eléctrico equivalente y las mediciones realizadas para la potencia de salida y la eficiencia en el motor. En la Figura 52 se muestra el gráfico con estos resultados.

Cuadro 28. Comparación entre los resultados medidos y estimados

EC	Factor de carga (%)	Potencia de salida (medida) (W)	Potencia de salida (estimada) (W)	Eficiencia (medida) (%)	Eficiencia (estimada) (%)	Error (%)
1	25	562,6	562,3	74.5166	75.5096	1.3327
2	50	1125,6	1124,9	83.4396	83.8141	0.4488
3	75	1687	1687,1	85.6780	85.7999	0.1423
4	100	2250	2250,4	85.7143	85.7690	0.0639

Figura 52. Gráfico de la eficiencia medida y estimada para el motor



Los resultados obtenidos muestran una buena exactitud del procedimiento para los estados de cargas superiores al 50 %, con errores inferiores al 1 %. Para bajos estados de cargas la exactitud se afecta. Este comportamiento para estados de carga inferiores al 50 %, coincide con el de otros métodos de estimación reportados^{112_113}.

8.2 VALIDACIÓN DEL MODELO TÉRMICO

Para validar el modelo térmico se realizó la medición de temperatura durante las pruebas bajo plena carga con el dispositivo descrito en el Cuadro 26. Para medir internamente la temperatura de la máquina se desarmó la bornera de la misma y se introdujo la sonda de medición del multímetro digital para medición de temperatura, de acuerdo a lo que ilustra la Figura 53 y la Figura 54.

¹¹² GHARAKHANI, A., Efficiency estimation of induction machines with limited measurements. Tesis de Doctorado, Concordia University, Quebec, Canadá, 2012.

¹¹³ LU, B., HABETLER, T. G. y HARLEY, R. G. A nonintrusive and in-service motor-efficiency estimation method using air-gap momento with considerations of condition monitoring. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, No 6, 2008, p 1666–1674.

Figura 53. Apertura de la bornera del motor de inducción para introducir sonda de medición de temperatura



Figura 54. Acceso al motor a través de la bornera



El Cuadro 29 muestra el incremento de temperatura del hierro en estado estacionario operando con tensiones no sinusoidales en comparación con el incremento de temperatura estimado mediante circuito térmico equivalente para este estado de operación. Estos valores se toman con una referencia de temperatura ambiente de 25 °C.

Cuadro 29. Medición del incremento de temperatura en estado estacionario

Variación de temperatura medida	Variación de temperatura estimada	Error
41,5 °C	43,3125 °C	1,92 %

Se observa que el incremento de temperatura estimado se aproxima a las variaciones presentadas en condiciones de laboratorio, por lo que el uso del circuito térmico equivalente permite calcular con adecuada exactitud la temperatura interna del motor.

9. CONCLUSIONES

A partir de la investigación realizada y el desarrollo de este proyecto se concluye:

- Se propone la aplicación de un circuito eléctrico equivalente del motor de inducción para su operación con armónicos de tensión el cual incluye el efecto independiente de las pérdidas adicionales de estator y rotor al igual que la variación de los parámetros en función de la frecuencia. Este circuito fue calculado para un motor de 3 HP a partir de pruebas estándar según IEEE 112-2004 y mediante expresiones analíticas; de ahí que fue posible obtener un modelo eléctrico de parámetros concentrados para estimar la eficiencia del motor en condiciones no sinusoidales utilizando únicamente pruebas realizadas a frecuencia fundamental.
- Se propuso un circuito térmico equivalente del motor de inducción para representar los procesos de transferencia de calor del estator y rotor durante su operación y cuyas fuentes de calor son las pérdidas determinadas a partir del circuito eléctrico equivalente. Este circuito térmico permite calcular las temperaturas del devanado y del hierro en estado estacionario. Los parámetros del circuito térmico fueron estimados para el motor de 3 HP aplicando un algoritmo de forraje bacterial AFB.
- El circuito eléctrico equivalente fue aplicado para simular la operación del motor y estimar la eficiencia del motor de 3 HP alimentado por tensiones con componentes armónicas en cuatro estados de carga realizando la simulación a partir del circuito térmico equivalente. Este procedimiento permitió proponer un factor de desclasificación de la potencia que garantizase que la operación del motor de inducción alimentado con armónicos no supere su temperatura nominal de operación.
- El procedimiento de cálculo desarrollado, que usa en forma conjunta los circuitos eléctrico y térmico presentó buena exactitud. Esto se demostró en la evaluación experimental con los cuatro estados de carga analizados, que incluyeron armónicos en el sistema de alimentación. Los errores resultantes fueron inferiores al 2 % excepto para baja carga, tal como sucede en otros métodos reportados en la literatura. Mientras que para factores de carga por encima del 50 %, el error fue igual o inferior al 2 %.

10.RECOMENDACIONES

- Para investigaciones futuras es recomendable utilizar una fuente controlable de armónicos para probar efectividad de este procedimiento y realizar los ajustes necesarios ante distorsiones de mayor magnitud.
- También se recomienda usar un motor en los ensayos al que se le adapten sensores en las partes importantes del motor tales como como los devanados y el núcleo, para obtener mediciones en puntos clave y poder obtener otros modelos térmicos
- El procedimiento empleado ofrece la ventaja de determinar los parámetros del circuito eléctrico equivalente a partir de pruebas realizadas a frecuencia fundamental, sin embargo se utilizó un procedimiento altamente invasivo para ello, por lo que se recomienda adaptar el procedimiento a una metodología de estimación de parámetros del motor in situ o en condiciones de campo, empleando para ello el algoritmo de forraje bacterial utilizado en la determinación del circuito térmico equivalente.
- En este proyecto se consideró el motor de inducción alimentado por tensiones trifásicas con forma de onda no sinusoidal equilibradas, pero en condiciones industriales los sistemas de potencia presentan asimetrías entre sus fases, por lo que se sugiere adaptar el procedimiento para la estimación de eficiencia, temperatura y desclasificación de la potencia del motor cuando trabaja tanto en condiciones de armónicos como de desequilibrio de tensión en régimen transitorio y en estado estacionario.
- Finalmente, dadas las limitaciones en cuanto a herramientas informáticas que pueden presentarse en la industria, se recomienda implementar el procedimiento desarrollado en un lenguaje de programación libre y diseñar un dispositivo que permita estimar in situ la eficiencia y temperatura de operación de motores de inducción bajo condiciones de alimentación industriales, es decir, con parámetros no ideales de calidad de la energía eléctrica como armónicos y desequilibrio de tensiones.

BIBLIOGRAFÍA

AMAR, M., y KACZMAREK, R. A general formula for prediction of iron losses under nonsinusoidal voltage waveform. En: IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 5, 1995, p 2504–2509.

ARORA, T. G., AWARE, M. V., y TUTAKNE, D. R. Effect of pulse width modulated voltage on induction motor insulation. En 2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2012, p 2044–2048.

BASSI, C., FILIPPO, M., GIULIVO, D., y TESSAROLO, A. Experimental assessment of medium-voltage Induction motor performance under multilevel PWM inverter supply. En: 2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012, p 253–258.

BENAÏDJA, N. Softcomputing Identification Techniques of Asynchronous Machine Parameters: Evolutionary Strategy and Chemotaxis. En: Turkish Journal on Electrical Engineering and Computer Sciences, Vol. 17, No 1, 2009, p 69-85.

BHUSHAN, B. y SINGH, M. Adaptive control of DC motor using bacterial foraging algorithm. En: Appl. Soft Comput, Vol. 11, No 8, 2011, p 4913-4920.

BOGLIETTI, A., CAVAGNINO, A., y STATON, D. Determination of Critical Parameters in Electrical Machine Thermal Models. En: Conference Record of the 2007 IEEE Industry Applications Conference, 2007. 42nd IAS Annual Meeting, 2007, p 73–80.

----- A General Model to Predict the Iron Losses in PWM Inverter-Fed Induction Motors. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 46, No. 5, 2010, p 1882–1890.

----- Evolution and Modern Approaches for Thermal Analysis of Electrical Machines. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 3, 2009, p 871–882.

-----. Iron loss measurements with inverter supply: a first discussion to define a standard methodology. En: IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 31, No. 6, 1995, p 4006–4008.

BOLDEA, I., y NASAR, S. A. The induction machine handbook. EE UU: CRC, 2001, 968 p.

CENGEL, Y. A., *et al.* Transferencia de calor y masa fundamentos y aplicaciones. 4 Ed. México: McGraw-Hill. 2011, 920 p.

CHALMERS, B. J., y SARKAR, B. R. Induction-motor losses due to nonsinusoidal supply waveforms. En: Proceedings of the Institution of Electrical Engineers, Vol. 115, No. 12, 1968, p 1777–1782.

CHILIKIN, M. Accionamientos Eléctricos. Moscú: MIR, 1972, 480 p.

CIPIN, R., y PATOCKA, M. Skin effect in rotor bars of induction motor in form of transfer function. En: IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013, p 3149–3153.

COCHRAN, Paul L. Polyphase Induction Motors. Analysis, Design, and Application. Nueva York: Marcel Dekker, INC., 1989, 678 p.

EUROPEAN COMMISSION DIRECTORATE-GENERAL FOR TRANSPORT AND ENERGY. Improving the Penetration of Energy-Efficient Motor and Drives. SAVE II Programme, 2000, p 1-4. Disponible en internet: <<http://goo.gl/B0x71e>>.

EXTECH INSTRUMENTS. Manual del Usuario. Multímetro de escala automática. Modelo MN16A. EXTECH, 2012, 14 p.

FINCH, J. W., y GIAOURIS, D. Controlled AC Electrical Drives. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 2, 2008, p 481–491.

FINLEY, W. R., y BURKE, R. R. Proper specification and installation of induction motors. En: IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 3, No 1, 1997, p 56–69.

FRAILE MORA, J. Máquinas eléctricas. 6 Ed. Madrid: McGraw-Hill, 2008, 809 p.

FUCHS, Ewald F. y MASOUM, Mohammad A.S. Power Quality in Power Systems and Electrical Machines. Boston: Elsevier Academic Press. 2008, p 109-154.

GHARAKHANI, A., Efficiency estimation of induction machines with limited measurements. Tesis de Doctorado, Concordia University, Quebec, Canadá, 2012.

GNACIŃSKI, P. Effect of power quality on windings temperature of marine induction motors: Part I: Machine model. En: Energy Conversion and Management, Vol. 50, No. 10, 2009, p 2463–2476.

----- Prediction of windings temperature rise in induction motors supplied with distorted voltage. En: Energy Conversion and Management, Vol. 49, No. 4, 2008, p 707–717.

----- Effect of power quality on windings temperature of marine induction motors. Part II: Results of investigations and recommendations for related regulations. En: Energy Conversion and Management, Vol. 50, No. 10, 2009, p 2477–2485.

GOMEZ, J. R., *et al.*, Procedimiento para el cálculo de los parámetros de un modelo térmico simplificado del motor asíncrono. En: Ingeniare, Revista chilena de ingeniería. Vol. 19, No. 1, 2011, p 122-131.

----- Procedimiento para el cálculo de los parámetros de un modelo térmico simplificado del motor asíncrono. En: Ingeniare, Revista chilena de ingeniería. Vol. 19, No. 1, 2011, p 122-131.

HONSINGER, V. B. Induction motors operating from inverters. En: 1980 Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, Memorias, p 1276-1285.

HT. Manual de instrucciones. PQA400 – PQA823 – PQA824. Faenza: HT Italia. 2006, p 119, 120.

IEC. IEC 60034-30. Rotating electrical machines – Part 30: efficiency classes of single-speed, three phase, cage-induction motors. IEC, 2008, 17 p.

-----. Rotating electrical machines - Part 28: Test methods for determining quantities of equivalent circuit diagrams for three-phase low-voltage cage induction motors. IEC 60034-28, 2012.

-----. “Rotating Electrical Machines. Part 2-1: Standard methods for determining losses and efficiency from tests”. IEC 60034-2-1. IEC, 2007, p 38-60.

-----. International Standard IEC 60034-30, Rotating Electrical Machines -Part 30: Efficiency classes of single-speed, three-phase, cage induction motors, (IE-Code) Publishing by IEC, Geneva, Switzerland, 2008.

IEEE. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. IEEE Std 519-2014 (Revisión de IEEE Std 519-1992), 2014, p 1–29.

-----. IEEE Standard Test Procedure for Polyphase Induction Motors and Generators. IEEE, IEEE Std. 112 - 2004 (Revisión de IEEE Std 112-1996), 2004, 79 p.

JALJAL, N., TRIGEOL, J.-F., y LAGONOTTE, P. Reduced Thermal Model of an Induction Machine for Real-Time Thermal Monitoring. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, 2008, p 3535–3542.

JANKOWSKI, T. A., *et al.* Development and Validation of a Thermal Model for Electric Induction Motors. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 12, 2010, p 4043–4054.

KLINGSHIRN, E. A., y JORDAN, H. E. Polyphase Induction Motor Performance and Losses on Nonsinusoidal Voltage Sources. En: IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, PAS, Vol. 87, No. 3, 1968, p 624–631.

KRAL, C., *et al.* Comparison of a CFD Analysis and a Thermal Equivalent Circuit Model of a TEFC Induction Machine With Measurements. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, No. 4, 2009, p 809–818.

----- Comparison of a CFD Analysis and a Thermal Equivalent Circuit Model of a TEFC Induction Machine With Measurements. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 24, No. 4, 2009, p 809–818.

----- Thermal Model and Behavior of a Totally-Enclosed-Water-Cooled Squirrel-Cage Induction Machine for Traction Applications. En: IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 10, 2008, p 3555–3565.

LU, B., HABETLER, T. G. y HARLEY, R. G. A nonintrusive and in-service motor-efficiency estimation method using air-gap momento with considerations of condition monitoring. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, No 6, 2008, p 1666–1674.

MAGTROL. DSP6001 High Speed Programmable Controller. [En línea]. MAGTROL Technical Specifications. [Citado en Noviembre 20 de 2014]. Disponible en:
<<http://www.magtrol.com/motortest/dsp6001_dynocontroller.html>>

MANGARAJ, B. B., MISRA, I. S. y SANYAL, S. K. Application of bacteria foraging algorithm for the design optimization of multi-objective Yagi-Uda array. En: International Journal of Rf Microw. Computer-Aided Engineering, Vol. 21, No 1, 2011, p 25–35.

MELFI, M. J. Quantifying the Energy Efficiency of Motors on Inverters. En: IEEE Industry Applications Magazine, Vol. 17, No. 6, 2011, p 37–43.

MELLOR, P. H., ROBERTS, D., y TURNER, D. R. Lumped parameter thermal model for electrical machines of TEFC design. Electric Power Applications, En: IEE Proceedings B, Vol. 138, No. 5, 1991, p 205–218.

MISHRA, S. A hybrid least square-fuzzy bacterial foraging strategy for harmonic estimation. En: IEEE Transactions on Evolutionary Computation. Vol. 9, No 1, 2005, p 61-73.

----- Bacterial foraging technique-based optimized active power filter for load compensation. En: IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 22, No 1, 2007, p 457-465.

MISTRY, R. V., *et al.* An induction motor - Keep it running. En: Petroleum and Chemical Industry Conference (PCIC), Record of Conference Papers 57th Annual Industry Applications Society, 2010, p 1–12.

MÖLDER, H.; VINNAL, T. y BELDJAJEV, V. Harmonic losses in induction motors caused by voltage waveform distortions. En: Electric Power Quality and Supply Reliability Conference, Kuressaare, Estonia, Junio 16-18 2010, p 143-150.

MURPHY, J. M. D. y HONSINGER, V. B. Efficiency optimization of inverter-fed induction motor drives. En: 13th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Memorias, 1982, p 544–552.

NATIONAL ELECTRICAL MANUFACTURERS ASSOCIATION NEMA, Standard Publication ANSI/NEMA MG1-2003, Motors and Generators, Revision 1-2004, Rosslyn, USA: NEMA, 2003, 584 p.

NORIEGA, G. M., *et al.* Utilización del algoritmo de forraje bacterial para identificar en línea los parámetros de un sistema eléctrico. En: Univ. Cienc. Tecnol., Vol. 14, No 54, 2010, p 45-54.

OKORO, O. I. Steady and transient states thermal analysis of a 7.5-kW squirrel-cage induction machine at rated-load operation. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 4, 2005, p 730–736.

PAPAZACHAROPOULOS, Z. *et al.* Dynamic Induction Motor Model for non-sinusoidal Supply. En: IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, Memorias, Vol. 2. IEEE, 2002, p 845 – 850.

PASSINO, K. M. Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control. En: IEEE Control Systems, Vol. 22, No. 3, 2002, p 52–67.

PEDRA, J., SAINZ, L., y CÓRCOLES, F. Harmonic modeling of induction motors. En: Electric Power Systems Research, Vol. 76, No. 11, 2006, p 936–944.

PHUMIPHAK, P., y CHAT-UTHAI, C. Nonintrusive method for estimating field efficiency of inverter-fed induction motor using measured values. En: IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, ICSET 2008, 2008, p 580–583.

PILLAY, P., y MANYAGE, M. Loss of Life in Induction Machines Operating With Unbalanced Supplies. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 21, No. 4, 2006, p 813–822.

QUISPE OQUEÑA, Enrique Ciro, *et al.* Influence of the Positive Sequence Voltage on the Derating of Three-Phase Induction Motors under Voltage Unbalance. En: Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2013), Chicago, USA, Mayo 12-15, 2013, p 100-105.

----- Efectos del desequilibrio de tensiones sobre la operación del motor de inducción trifásico. Énfasis en la caracterización del desequilibrio de tensiones y el efecto sobre la potencia nominal. Tesis de doctorado en ingeniería con énfasis en Ingeniería Eléctrica. Cali: Universidad del Valle. Facultad de Ingeniería. Escuela de Ingeniería Eléctrica y Electrónica. 2012, p 24-25.

----- Una Visión Integral para el uso Racional de la Energía en la Aplicación de Motores Eléctricos de Inducción. En: El Hombre y la Máquina, No. 20-21, 2003, p 52-59.

RAJ, C. T., AGARWAL, P., y SRIVASTAVA, S. P. Performance Analysis of a Three-Phase Squirrel-Cage Induction Motor under Unbalanced Sinusoidal and Balanced Non-Sinusoidal Supply Voltages. En: International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2006. PEDES 2006, p 1–4.

RAMÍREZ CASTAÑO, Samuel y CANO PLATA, Eduardo Antonio. Calidad del Servicio de Energía Eléctrica. Manizales: Universidad Nacional de Colombia – Sede Manizales. 2003, p 3-5.

ROMERO, E., MANTILLA, L. F. y CORINO, S. How the efficiency of an induction machine is measured. En: International Conference on Renewable Energy and Power Quality (ICREPQ), 2008.

SAKTHIVEL, V. P., BHUVANESWARI, R., y SUBRAMANIAN, S. An accurate and economical approach for induction motor field efficiency estimation using bacterial foraging algorithm. En: Measurement, Vol. 44, No. 4, 2011, p 674–684.

----- Non-intrusive efficiency estimation method for energy auditing and management of in-service induction motor using bacterial foraging algorithm. En: IET Electric Power Applications, Vol. 4, No. 8, 2010, p 579–590.

----- On-site efficiency evaluation of three-phase induction motor based on particle swarm optimization. En: Energy, Vol. 36, No. 3, 2011, p 1713–1720.

SEN, P. K., y LANDA, H. A. Derating of induction motors due to waveform distortion. En: IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, No. 6, 1990, p 1102–1107.

SHENKMAN, A. L., y CHERTKOV, M. Experimental method for synthesis of generalized thermal circuit of polyphase induction motors. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 15, No. 3, 2000, p 264–268.

SHIMPO. Hand digital tachometer. DT-205B instruction manual. Illinois: Shimpo. 1987, p 1.

SOUSA SANTOS, Vladimir, *et al.* Bacterial Foraging Algorithm application for induction motor field efficiency estimation under harmonics and unbalanced voltages," En: Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC 2013), Chicago, USA, Mayo 12-15, 2013, p 1108-1111.

----- . Bacterial foraging algorithm application for induction motor field efficiency estimation under unbalanced voltages. En: Measurement, Vol. 46, No. 7, 2013, p 2232–2237.

SOUTO, O. C. N., DE OLIVEIRA, J. C. y NETO, L. M. Induction motors thermal behaviour and life expectancy under non-ideal supply conditions. En: Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power, 2000. Vol. 3, p 899–904.

STATON, D., BOGLIETTI, A., y CAVAGNINO, A. Solving the More Difficult Aspects of Electric Motor Thermal Analysis in Small and Medium Size Industrial Induction Motors. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 3, 2005, p 620–628.

SUBRAMANIAN, S. y PADMA, S. Bacterial foraging algorithm based multiobjective optimal design of single phase transformer. En: Journal of Computer Science. Engineering, Vol. 6, No 2, 2011, p 1-6.

TRIPATHY, M. y MISHRA, S. Bacteria foraging-based solution to optimize both real power loss and voltage stability limit. IEEE Transactions on Power Systems, Vol. 22, No 1, 2007, p 240-248.

UNI-TREND INTERNATIONAL LIMITED. Uni-T. Model UT50A/B/C operating manual. Kwun Tong: UNI-TREND TECHNOLOGY. 2001, p 1-30.

UPME. Sistema de Información de Eficiencia Energética y Energías Alternativas SI3EA. [En línea]. UPME, Colombia, [Citado en Noviembre 24 de 2014]. Disponible en: <<http://www.si3ea.gov.co/>>

VALENCIA, D. F. Estudio del efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la operación del motor trifásico de inducción en estado estacionario. Tesis de pregrado en Ingeniería Eléctrica. Cali: Universidad Autónoma de Occidente. Facultad de Ingeniería. Departamento de Energética y Mecánica. 2012, 104 p.

----- . Estudio del efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la operación del motor trifásico de inducción en estado estacionario. En: Revista Energética. Universidad Nacional de Colombia. No. 43. Junio de 2014, p 63-73

----- Methodology for estimating the influence of voltage harmonics on efficiency and power factor of three-phase induction motors. En: 2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA), 2013, p 1–5. doi:10.1109/PEPQA.2013.6614967

VAMVAKARI, A. *et al.* Analysis of Supply Voltage Distortion Effects on Induction Motor Operation. En: IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 3, Septiembre de 2001, p 209 – 213.

WAIDE, P. y BRUNNER, C. U. Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motors-Driven Systems. International Energy Agency, Energy Efficiency Series, OECD/IEA, 2011, p 11-13.

ZOCHOLL, S. E., SCHWEITZER, E. O., y ALIAGA-ZEGARRA, A. PER High Interest Paper Thermal Protection of Induction Motors Enhanced by Interactive Electrical and Thermal Models. En: IEEE Power Engineering Review, PER, Vol. 5, No. 2, 1985, p 17–24.

Anexo A. Mención de Publicaciones

El autor ha realizado las siguientes publicaciones relacionadas con el tema del proyecto de grado:

VALENCIA, D. F. y QUISPE, E. C. Methodology for estimating the influence of voltage harmonics on efficiency and power factor of three-phase induction motors. En: 2013 Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications (PEPQA, Universidad de los Andes, Bogotá, Colombia), Julio 6 – 7, 2013, p 1–5.

VALENCIA, D. F., QUISPE, E. C. y SOUSA, V. Estudio del efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la operación del motor trifásico de inducción en estado estacionario. En: Revista Energética. Universidad Nacional de Colombia. No. 43. Junio de 2014, p 63-73.