

PEZZANI, CARLOS MART
Diagnostico de falla

2013

72666

72666

MFK:
Clasif:
T. 816

72666



DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN EL ROTOR DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN

por

Carlos Martín Pezzani

**Tesis presentada para la obtención del grado de
Doctor en Ciencias de la Ingeniería**

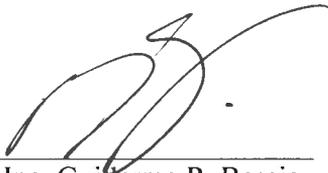
**FACULTAD DE INGENIERÍA
UNIVERSIDAD NACIONAL DE RÍO CUARTO**

Mayo de 2013

DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN EL ROTOR DE LOS MOTORES DE INDUCCIÓN

por

Carlos Martín Pezzani

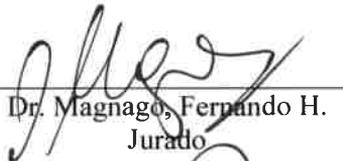


Dr. Ing. Guillermo R. Bossio
Director

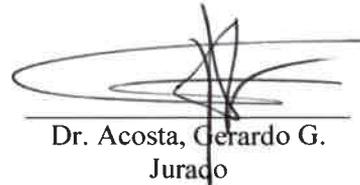


Dr. Ing. Cristian H. De Angelo
Codirector

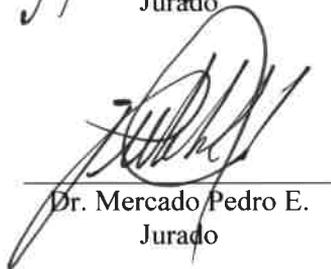
APROBADA POR:



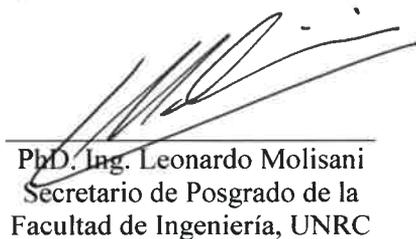
Dr. Magnago, Fernando H.
Jurado



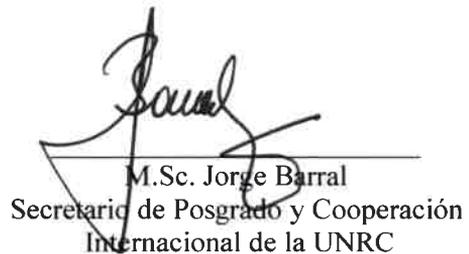
Dr. Acosta, Gerardo G.
Jurado



Dr. Mercado Pedro E.
Jurado



Ph.D. Ing. Leonardo Molisani
Secretario de Posgrado de la
Facultad de Ingeniería, UNRC



M.Sc. Jorge Barral
Secretario de Posgrado y Cooperación
Internacional de la UNRC

Mayo de 2013

***A mis padres, por su apoyo incondicional,
a mi hijo Santiago y a María.***

AGRADECIMIENTOS

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET) y la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCYT), la Secretaría de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), la Facultad de Ingeniería de la UNRC y la Escuela de Posgraduación de la UNRC.

Por otra parte agradezco el constante apoyo y orientación que me brindaron mis directores Dr. Guillermo R. Bossio y Dr. Cristian H. De Angelo. También quiero agradecer a mis compañeros de trabajo en el Grupo de Electrónica Aplicada (GEA), por su amistad y constante colaboración.

TABLA DE CONTENIDOS

CONTENIDO

ÍNDICE DE TABLAS	xiii
ÍNDICE DE FIGURAS	xv
LISTA DE SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS.....	xxi
RESUMEN	xxiii
ABSTRACT.....	xxv
1. INTRODUCCIÓN	1
1.1. Descripción del problema	1
1.2. Objetivos de la tesis	7
1.3. Antecedentes en el tema	8
1.3.1 Modelado del MI.....	8
1.3.2 Estrategias de detección de fallas.....	10
1.3.3 Automatización del proceso de detección de fallas	16
1.4. Contribuciones de la tesis	17
1.5. Organización de la tesis	19
2. MODELADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN.....	21
2.1. Introducción.....	21
2.2. Modelo de circuitos múltiplemente acoplados	22
2.2.1 Ecuaciones de tensión	23
2.2.2 Dinámica mecánica	27
2.2.3 Modelo para tensiones de línea	29
2.3. Cálculo de las inductancias empleando serie de Fourier	31
2.3.1 Distribución de los bobinados del estátor	33
2.3.2 Distribución de los lazos del rotor	36
2.3.3 Inductancias propias y mutuas de estátor y rotor	37
2.4. Modelado de asimetrías en el rotor. Barras rotas	40
2.5. Modelado de asimetrías mediante un modelo senoidal	43
2.6. Desempeño del modelo de CMA del MI.....	46
2.7. Discusión y conclusiones.....	49

3.	DETECCIÓN DE FALLAS EMPLEANDO LAS CORRIENTES DEL MI	51
3.1.	Introducción	51
3.2.	Componentes introducidas por la asimetría de rotor.....	52
3.3.	Análisis de las componentes BL54 y BL76 mediante simulación.....	57
3.3.1	Influencia de la distribución de bobinados	57
3.3.2	Dependencia con el número de barras rotas	59
3.3.3	Distorsión armónica y desbalance de tensión.....	61
3.3.4	Inercia del conjunto motor carga	63
3.3.5	Particularidades de la carga acoplada a la máquina	64
3.4.	Resultados experimentales.....	66
3.4.1	Resultados con barras rotas	67
3.4.2	Distorsión armónica y desbalance de tensión.....	68
3.4.3	Oscilación de carga a baja frecuencia.....	70
3.5.	Casos industriales.....	71
3.6.	Discusión y conclusiones	73
4.	DETECCIÓN DE FALLAS EMPLEANDO TENSIÓN Y CORRIENTE.....	77
4.1.	Introducción	77
4.2.	Definición de las potencias real e imaginaria instantánea ($p-q$)	79
4.3.	Análisis de la firma de las corrientes activa y reactiva instantáneas.....	80
4.3.1	Análisis de las corrientes $i_{\alpha\beta,p}$, $i_{\alpha\beta,q}$ mediante simulación	83
4.4.	Vector corriente activo y reactivo	87
4.4.1	Implementación de $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ sin medición de tensión	90
4.4.2	Análisis de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ mediante simulación.....	92
4.5.	Resultados experimentales.....	97
4.5.1	Resultados con barras rotas	98
4.5.2	Oscilación de carga de baja frecuencia.....	103
4.5.3	Caso mixto con barras rotas y oscilación de carga.....	105
4.6.	Casos industriales.....	107
4.7.	Discusión y conclusiones	109
5.	DETECCIÓN AUTOMÁTICA DE FALLAS.....	113
5.1.	Introducción	113
5.2.	Proceso de diagnóstico de fallas en MI.....	114

5.3.	Sistema de inferencia difuso propuesto	121
5.3.1	Entradas y salidas del sistema	123
5.3.2	Conocimiento estructurado. Reglas Difusas	126
5.3.3	Implementación.....	128
5.4.	Resultados.....	129
5.4.1	Resultados de simulación con el modelo de CMA	129
5.4.2	Resultados experimentales	131
5.5.	Discusión y conclusiones.....	133
6.	CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS.....	135
6.1.	Conclusiones.....	135
6.2.	Propuestas de trabajos futuros	138
7.	REFERENCIAS.....	141
	APÉNDICES	157
	Apéndice A: Inductancias Mutuas de Rotor	159
	Apéndice B: Prototipo de laboratorio	165
	Apéndice C: Obtención del modelo $q-d$ complejo del MI.....	169
	Apéndice D: Datos Técnicos y Especificaciones de los MI	179

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 2.1. 5 ^{to} armónico de la función de bobinados ($N_{s,5}/N_{s,1}$ [%]).	36
Tabla 3.1. Componentes en la corriente predichas por (3.5).	56
Tabla 5.1. Casos contemplados en simulación.	117
Tabla 5.2. Particiones para S_M .	124
Tabla 5.3. Particiones para S_p .	124
Tabla 5.4. Particiones para la variable de salida <i>Estado</i> .	125
Tabla 5.5. Particiones para la variable de salida <i>Falla</i> .	126
Tabla 5.6. Reglas del sistema difuso.	127
Tabla 5.7. Resultados de simulación con el modelo de CMA.	130
Tabla 5.8. Resultados experimentales. MI 5.5 [kW].	132
Tabla D-1. MI empleado para las simulaciones y experimentales de laboratorio.	179
Tabla D.2. Motor A (Bomba auxiliar) y Motor B (Bomba de alta presión).	179

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1-1. Rotor jaula de ardilla. (a) Rotor sano. (b) Barras rotas debido a un defecto de fabricación. (c) Rotura de un anillo de cortocircuito en jaula de cobre.....	4
Figura 1-2. Revisión de las estrategias de detección fallas en MI.....	10
Figura 2-1. (a) Distribución de los bobinados de una fase del estátor. (b) Corte del rotor jaula de ardilla.....	22
Figura 2-2. Circuitos equivalentes. (a) Estátor. (b) Rotor.	24
Figura 2-3. Lazos de estátor y rotor.....	31
Figura 2-4. Función de bobinado de estátor.	33
Figura 2-5. Configuración A: $P = 2, q = 2, phb = 60^\circ, N_t = 1$; (a) Distribución. (b) Contenido armónico	34
Figura 2-6. Configuración B: $P = 2, q = 8, phb = 60^\circ, N_t = 1$. (a) Distribución. (b) Contenido armónico.	35
Figura 2-7. Distribución espacial de bobinados (a) y función de bobinados (b), correspondientes a un lazo de rotor.	37
Figura 2-8. Inductancia mutua entre la fase a del estátor y el lazo 1 del rotor ($L_{sr,al}$). (a) $L_{sr,al}$ y la fundamental. (b) $L_{sr,al}$ y su derivada.....	40
Figura 2-9. Variación de k_{vL} y k_{vN} con el orden del armónico en pu de k_{iL} y k_{iN}	40
Figura 2-10. Circuito de rotor incluyendo la rotura de la barra n	41
Figura 2-11. Modelo senoidal del MI con asimetría en el rotor. (a) Estátor, (b) Rotor..	45
Figura 2-12. Corriente y velocidad durante el arranque obtenidas por simulación. (a) modelo $q-d$ y (b) modelo de CMA.....	47
Figura 2-13. Espectro de frecuencias de la corriente del MI con asimetría en el rotor, obtenido en simulación. (a) Modelo senoidal y (b) modelo de CMA.	48
Figura 2-14. Espectro de la corriente del MI en torno a los armónicos de ranuras de rotor obtenido en simulación con el modelo de CMA.....	48
Figura 2-15. Corrientes instantáneas en las barras del rotor obtenidas con el modelo de CMA. Caso sano y con 3 barras rotas.....	49
Figura 3-1. Componentes debidas a la asimetría en el rotor.....	54
Figura 3-2. Bandas laterales $(1 \pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función de la distribución de bobinados. (a) Senoidal. (b) Fundamental y 5 ^{to} armónico. (c) Distribución real. (Simulación).....	58

Figura 3-3. Amplitud de las bandas $(1\pm 2s)f_s$, BL54 y BL76 en función del 5 ^{to} armónico de la distribución de bobinados. 3 barras rotas y 100% carga. (Simulación).	59
Figura 3-4. Amplitud de las bandas $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del número de barras rotas. (Simulación).....	59
Figura 3-5. Amplitud de las bandas $(1\pm 2s)f_s$, BL54 y BL76 en función de la posición relativa entre dos barras rotas. (Simulación).....	60
Figura 3-6. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 con 3 barras rotas y tensión con (a) 5% de 5 ^{to} , (b) 3% de 7 ^{mo} y (c) 5% de 5 ^{to} más 3% de 7 ^{mo} . (Simulación).	62
Figura 3-7. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54, BL76, $(5+2s)f_s$ y $(7-2s)f_s$ con 3 barras rotas y tensión con 5% de 5 ^{to} más 3% de 7 ^{mo} en función de la distribución de bobinado. (Simulación).	62
Figura 3-8. Espectro de la corriente entorno a los armónicos 3 ^{ro} , 5 ^{to} y 7 ^{mo} para 3 barras rotas con 3% de desbalance de tensión. (Simulación).	63
Figura 3-9. Amplitud de las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del momento de inercia. (Simulación).	64
Figura 3-10. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del estado de carga. (Simulación).	65
Figura 3-11. Espectro de la corriente en torno a la fundamental y los armónicos 5 ^{to} y 7 ^{mo} para un motor sano con 75 % de carga más 3.5 % oscilante a 2 Hz. (Simulación).	66
Figura 3-12. Espectro de frecuencias de una corriente para el MI con tres barras rotas (a) y sano (b). Carga nominal y alimentación senoidal (THD < 1%). (Experimental).....	67
Figura 3-13. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del número de barras rotas. (Experimental).	68
Figura 3-14. Espectro de frecuencias de una corriente para 3 tres barras rotas, 100% de carga y alimentación con distorsión armónica. (3.5 % 5 ^{to} y 2.2 % de 7 ^{mo} , THD \cong 4.5%). (a) Bandas $(1\pm 2s)f_s$. (b) Componentes BL54 y BL76. (Experimental).	69
Figura 3-15. Espectro de frecuencias de una corriente, en torno a los armónicos 3 ^{ro} , 5 ^{to} y 7 ^{mo} , para un caso de tres barras rotas y dos condiciones de desbalance: (a) menor al 1% y (b) 3.5 %. (Experimental).....	69
Figura 3-16. Espectro de frecuencias de una corriente en torno a la componente fundamental y los armónicos 5 ^{to} y 7 ^{mo} para un motor sano con carga oscilante (TI = 75% + 3.5% a 2 Hz). (Experimental).	70

Figura 3-17. Espectro de frecuencias de una corriente en torno a la componente fundamental y los armónicos 5 ^{to} y 7 ^{mo} para un motor con 3 barras rotas y carga oscilante. (Tl = 75% + 3.5% a 2 Hz). (Experimental).	71
Figura 3-18. (a) Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 para el <i>motor A</i> . (b) Espectro de frecuencias de la corriente para un motor equivalente sano. (Resultados de planta).....	72
Figura 3-19. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 para el <i>motor B</i> . (Resultados de planta).....	73
Figura 4-1. Espectro de frecuencias de las corrientes activa (a) y reactiva (b) instantáneas. 3 barras rotas y 100% de carga. (Simulación).....	84
Figura 4-2. Espectro de frecuencias de las corrientes activa (a) y reactiva (b) instantánea. Motor sano 75% de carga + 4% a 2,5 Hz. (Simulación).	84
Figura 4-3. Espectro de frecuencias de i_α (a), corriente activa (b) y reactiva (c) instantánea. 3 barras rotas, 75% de carga + 4% a 2.5 Hz. (Simulación).	85
Figura 4-4. Factor de severidad de barras rotas FS^d	87
Figura 4-5. (a) Vector corriente activo. (b) Vector corriente reactivo. 3 barras rotas y 100% de carga. (Simulación).....	93
Figura 4-6. (a) Vector corriente activo. (b) Vector corriente reactivo. Motor sano con 75% de carga más 4% a 2.5 Hz. (Simulación).....	94
Figura 4-7. Motor con 3 barras rotas 75% de carga más 4% a 2.5 Hz. (a) Vector de Park. (b) VCA. (c) VCR. (Simulación).....	95
Figura 4-8. (a) Componentes a $2sf$ y FS^I en función del número de barras rotas. (b) FS^I en función del estado de carga. (Simulación).	97
Figura 4-9. Espectro de frecuencias de la corriente activa y reactiva instantánea para: (a) 3 barras rotas y (b) motor sano. 100% de carga. (Experimental).	99
Figura 4-10. Factor de severidad FS^I para distinto número de barras rotas y estados de carga. (Experimental).....	99
Figura 4-11. (a) Vector corriente activo, (b) Vector corriente reactivo. 3 barras rotas y 100% de carga. (Experimental).	101
Figura 4-12. (a) Vector corriente activo, (b) Vector corriente reactivo. Motor sano y 100% de carga. (Experimental).	101
Figura 4-13. Componentes VCA_{2sf} , VCR_{2sf} y factor de severidad en función del número de barras rotas (a) y del estado de carga (b). (Experimental).	102

Figura 4-14. Potencias medias activa (PAI) y reactiva (PRI) instantánea y FS^1 en función del error en el factor de potencia (a) y en el valor eficaz de la tensión (b).	103
Figura 4-15. Motor sano con 100% de carga y 3.5% a 2 Hz. (a) Corriente activa y (b) reactiva instantánea. (Experimental).....	104
Figura 4-16 Motor sano con 75 % de carga y 3.5 % a 2 Hz. (a) VCA. (b) VCR. (Experimental).....	105
Figura 4-17. Espectro de frecuencias de $i\alpha$ (a), corriente activa (b) y reactiva (c) instantánea. 3 barras rotas, 75% de carga más 4% a 2 Hz. (Experimental).	106
Figura 4-18. (a) Vector de Park. (b) VCA. (c) VCR. 3 barras rotas 75% de carga más 4% a 2 Hz. (Experimental).....	106
Figura 4-19. Corrientes activa (a) y reactiva (b) instantáneas. <i>Motor A</i>	108
Figura 4-20. Corrientes activa (a) y reactiva (b) instantánea. <i>Motor B</i>	108
Figura 4-21. VCA (a) y VCR (b). <i>Motor A</i>	109
Figura 4-22. VCA (a) y VCR (b). <i>Motor B</i>	109
Figura 5-1. Proceso de diagnóstico.	114
Figura 5-2. Zonas de decisión.	117
Figura 5-3. Funciones de Membresía.....	119
Figura 5-4. Sistema de inferencia difuso.....	121
Figura 5-5. Funciones de membresía para las entradas, S_M (a) y S_ρ (b).	124
Figura 5-6. Funciones de membresía de salida. (a) <i>Estado</i> . (b) <i>Falla</i>	125
Figura 5-7. Superficies de salida. (a) <i>Falla</i> (b) <i>Estado</i>	129
Figura 5-8. Salida del sistema de diagnóstico. (a) 3 Barras rotas y 75% de carga. (b) 75% de carga más 3 % a 2.5 Hz. Simulación (CMA).....	131
Figura 5-9. Salida del sistema de diagnóstico. (a) 3 Barras rotas y 75% de carga. (b) 75% de carga más 3 % a 2 Hz. Resultados experimentales.	132
Figura A1.1. Distribución y función de bobinados de un lazo del rotor.	159
Figura B-1. Banco de ensayo empleado para obtener resultados con barras rotas y oscilación de carga.	165
Figura B-2. Banco de ensayo para los resultados con tensión senoidal.	166
Figura B-3. Rotores con barras rotas empleados para los ensayos de laboratorio.	167
Figura C-1. Distribución de bobinados (a) y función de bobinados (b) para los lazos del rotor con cruzamiento.....	171
Figura C-2. Circuito equivalente del MI.	177
Figura D-1. <i>Motor A</i> y bomba auxiliar. Central termoeléctrica.	180

Figura D-2. *Motor A*. Rotor (a) y rotor atacado químicamente (b). 180

Figura D-3. *Motor B*. Detalle de la rotura del anillo de cortocircuito. 181

LISTA DE SÍMBOLOS Y ABREVIATURAS

Símbolo	Definición
v, \vec{v}	Tensión, vector de tensiones
i, \vec{i}	Corriente, vector de corrientes
$\vec{\lambda}$	Vector de flujos
$\tilde{v}, \tilde{i}, \tilde{\lambda}$	Vectores complejos. Tensión, corriente y flujo.
$N_i(\cdot)$	Función de bobinados para el circuito i^{mo}
N_s, N_r	Número equivalente de espiras por fase
V_f, I_f	Valores eficaces de tensión y corriente
S_s / S_r	Número de ranuras del estátor/rotor
J	Momento de inercia
r, \underline{R}	Resistencia, matriz de resistencias
L, \underline{L}	Inductancia, matriz de inductancias
T	Par
f	Frecuencia eléctrica, función
z	Posición axial
$n_i(\cdot)$	Distribución de bobinados para el circuito i^{mo}
p/P	Número/pares de polos
p	Operador derivada
l	Longitud del rotor
$g, g(\cdot)$	Entrehierro medio, función de entrehierro
r_0	Radio medio del entrehierro
n	Número de barras del rotor
h	Armónico espacial
k, i, j	Índices arbitrarios
s	Deslizamiento
μ_0	Permeabilidad del aire
θ_r	Posición angular del rotor
ω_r	Velocidad angular de rotor
β_r	Cruzamiento de barra
k_β	Factor de cruzamiento
γ_r / γ_s	Paso de ranuras de rotor/estátor

Subíndices

Símbolo	Definición
<i>s</i>	Estátor
<i>r</i>	Rotor
<i>mag</i>	Magnetización
<i>l</i>	Dispersión
<i>b</i>	Barra de rotor
<i>e</i>	Anillo de cortocircuito
<i>em</i>	Electromagnético
<i>ext</i>	Externo
<i>q, d</i>	Eje en cuadratura y directo

Abreviaturas

Sigla	Definición
ANFIS	Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems
BLxx	Banda lateral
CMA	Circuitos múltiplemente acoplados
FFT	Fast Fourier transform
<i>fmm</i>	Fuerza magnetomotriz
FS	Factor de severidad
IA	Inteligencia artificial
LD	Lógica difusa
MBC	Mantenimiento basado por condición
MCSA	Motor current signature analysis
MI	Motor de inducción
MWFA	Modified winding function approach
PAI	Potencia activa instantánea
<i>phb</i>	Phase belt
PRI	Potencia reactiva instantánea
RMS	Root mean square
RNA	Redes neuronales artificiales
RSA	Rotor slots harmonics
THD	Total harmonic distortion
VCA	Vector corriente activo
VCR	Vector corriente reactivo
WFA	Winding function approach

RESUMEN

En este trabajo de tesis se proponen nuevas estrategias para la detección y diagnóstico de fallas en el rotor de los motores de inducción. Las estrategias propuestas permiten detectar fallas tales como barras y/o anillos rotos y son muy poco sensibles a perturbaciones originadas por el par de carga.

Una de las estrategias de detección utiliza la información contenida en las componentes que se encuentran alrededor de los armónicos de la corriente. Estas componentes se producen debido a la interacción entre los armónicos de la distribución de bobinados y la asimetría generada por la falla en el rotor.

Se desarrollaron también dos estrategias basadas en la teoría de la potencia instantánea. Una de ellas utiliza las corrientes activa y reactiva instantánea y la otra el módulo de los vectores corriente activo y reactivo. Se propuso además un método para estimar el ángulo relativo entre la tensión y la corriente, que permite aplicar las estrategias anteriores sin la necesidad de medir la tensión del motor.

Para el análisis de estas estrategias se utiliza un modelo de circuitos múltiplemente acoplados y un nuevo método para el cálculo de las inductancias. Este método permite modificar fácilmente las componentes armónicas de la distribución de bobinados posibilitando el análisis de las estrategias de detección propuestas.

Con el fin de automatizar el proceso de diagnóstico, se propuso un sistema de inferencia basado en lógica difusa que permite diagnosticar la rotura de barras y los problemas asociados a oscilaciones en el par de carga. Este sistema utiliza los síntomas generados en base a los vectores corriente activo y reactivo, y a partir de ellos indica la condición de la máquina y el tipo de falla.

Se presentan resultados de simulación y experimentales, tanto de laboratorio como obtenidos en plantas industriales, que validan las estrategias propuestas.

ABSTRACT

New strategies for fault detection and diagnosis on induction motors are proposed in this thesis. The proposed strategies are able to detect faults such as broken bars and/or end-rings and are insensitive to load torque disturbances.

One of these strategies uses the information contained in the components around the harmonics of the motor currents. These components are produced by the interaction between the winding distribution harmonics and the asymmetry generated by the rotor fault.

Two strategies were also developed based on the instantaneous power theory. One of them uses the instantaneous active and reactive currents, while the other is based on the modulus of the active and reactive current vectors. A method for estimating the relative angle between voltages and currents was also proposed, allowing the above strategies be applied without the need of measuring the motor voltage.

For the analysis of these strategies, a multiple coupled circuit model was used and a new method to calculate the inductances was proposed. This method allows easily modifying the harmonic components of the winding distribution, thus enabling the analysis of the proposed detection strategies.

In order to automatize the diagnosis process, an inference system based on fuzzy logic that allows detection of broken bars and problems produced by load torque oscillation was proposed. This system utilizes the symptoms generated by active and reactive current vectors, and indicates the machine condition and the type of fault.

Simulation and experimental results that validate the proposed strategies are presented. These results were obtained both from laboratory and industrial plants.

1. INTRODUCCIÓN

1.1. Descripción del problema

El mantenimiento basado en la condición (MBC) o mantenimiento predictivo, es una de las técnicas de mantenimiento más difundidas en los últimos tiempos, principalmente aplicado en aquellos equipos que emplean máquinas eléctricas rotativas [1][2]. El objetivo principal de este tipo de técnica es programar eficientemente los tiempos y las tareas de mantenimiento, basándose en la condición real del equipamiento. Esto permite disminuir tanto los costos de reparación como aquellos ocasionados por paradas no programadas de la línea de producción, incrementando de esta manera la confiabilidad y productividad de la misma.

El paso desde una condición normal de operación a una condición de falla, que implique la salida de servicio del equipamiento, no se produce de manera instantánea. En general, todas las fallas presentan un proceso evolutivo que comienza con la aparición de una anomalía, la cual posteriormente desencadena la falla. El modo y la rapidez con la que evoluciona una falla dependen de diversos factores, tales como el tipo de anomalía o la condición de operación de la máquina, entre otros. Sin embargo, en la mayoría de los casos es posible identificar ciertos síntomas tempranos que posibilitan el diagnóstico de la falla en estado incipiente [3]-[5]. En esencia, el MBC consiste en el monitoreo del estado de los equipos, de forma continua o periódica, con el objetivo de identificar precisamente estos síntomas tempranos. En este contexto, uno de los aspectos más importantes del MBC es la implementación de estrategias para la detección y el diagnóstico de fallas incipientes.

En particular, el desarrollo de este tipo de estrategias orientadas al mantenimiento predictivo de motores de inducción (MI) constituye un área de marcado crecimiento en las últimas décadas [5]-[12]. Esto ha sido motivado fundamentalmente por la presencia masiva de este tipo de motores en la industria. Actualmente, en los países más desarrollados la energía eléctrica consumida en MI representa más del 50% de la producción total [3][13]. Esta fuerte presencia en la industria, ha convertido al MI en un elemento crítico de la línea de producción, lo que ha despertado un mayor interés en lo referente a la confiabilidad del mismo.

Pese a ser una de las máquinas rotativas más robusta, el envejecimiento natural sumado a condiciones ambientales y de trabajo adversas incrementan la probabilidad

de falla del MI. Ciclos de trabajo extremos, sobrecargas y problemas de calidad de energía, generan en el MI estrés mecánico, térmico y eléctrico que acortan la vida útil de los distintos componentes de la máquina. En función de los componentes afectados, las fallas más frecuentes que se presentan en un MI pueden agruparse de la siguiente manera [6][7][14]:

- fallas en rodamientos;
- fallas en los bobinados de estátor;
- fallas en el rotor;
 - rotura de barras y/o anillos de cortocircuito;
 - núcleo;
- problemas asociados al eje y sus acoplamientos;
- excentricidad (estática y/o dinámica).

Estudios estadísticos realizados en diferentes plantas industriales, indican que los problemas con mayor índice de ocurrencia son aquellos asociados a los rodamientos, al estátor y a la rotura de barras o anillos de cortocircuito, en ese orden [14]-[17]. Aunque las cifras reportadas para cada una de estas fallas difiere levemente entre los diferentes estudios, como referencia puede tomarse que los problemas en rodamientos representan entre el 40% y el 50% del total de las fallas, los asociados a los bobinados de estátor entre el 15% y el 20%, mientras que la rotura de barras o anillos de cortocircuito de rotor representa entre el 5% y el 8%.

A pesar de que la rotura de barras y/o anillos de cortocircuito no es la falla de mayor índice de ocurrencia, ha sido uno de los problemas que más atención ha recibido en la literatura relacionada al diagnóstico de fallas [5][7]. Tanto la forma en que evoluciona este tipo de falla como las consecuencias asociadas a una detección tardía de este problema, hacen que el desarrollo de estrategias para su detección sea un tema de sumo interés. Este trabajo de tesis se enfoca específicamente en el desarrollo de estrategias para la detección de este tipo de fallas.

De acuerdo a la tecnología empleada para su construcción, los rotores de jaula, pueden clasificarse en fabricados o moldeados [18][19]. En el primer caso, las barras son encastradas directamente en las ranuras del núcleo del rotor y la unión con el anillo se realiza mediante soldadura. Este tipo de construcción es propio de motores de alta potencia y el material empleado para la jaula suele ser cobre o aleaciones de aluminio. En el caso de los rotores moldeados, la jaula y los anillos de cortocircuito son

fundidos directamente dentro del paquete de chapas. Normalmente el material utilizado para la jaula es aluminio, y este tipo de rotor representa la opción más difundida. En la parte (a) de la figura 1.1 se muestra, a la izquierda, un rotor de tipo moldeado y a la derecha la jaula de ardilla correspondiente. La jaula mostrada en esta figura se obtuvo removiendo el núcleo del rotor mediante un proceso químico.

Los dos tipos de falla que se presentan normalmente en el circuito del rotor, son la rotura de las barras (figura 1.1 (b)) o de los anillos de cortocircuito (figura 1.1 (c)). En general las causas de estas fallas están asociadas a distintos tipos de estrés, térmico, mecánico, magnético o residual que experimenta el rotor durante su funcionamiento [20]. Estas situaciones de estrés se presentan debido a diferentes factores tales como:

- arranques sucesivos y/o pesados;
- ciclos térmicos debido a variaciones de carga ;
- fuerzas centrífugas debidas a cambios bruscos de velocidad;
- esfuerzos debidos a desbalances magnéticos;
- vibraciones.

Otra causante de este tipo de falla pueden ser desperfectos durante el proceso de fabricación de la jaula. Por ejemplo, en el caso de los rotores moldeados, una inyección defectuosa del aluminio puede producir barras con secciones no uniformes o incluso totalmente abiertas. En general este tipo de defectos produce puntos de alta resistencia en la jaula lo que ocasiona un aumento localizado de la temperatura. Esto incrementa las sollicitaciones térmicas, lo que favorece el desencadenamiento de la falla. El caso mostrado en la figura 1.1 (b) corresponde a un defecto durante la fabricación de la jaula.

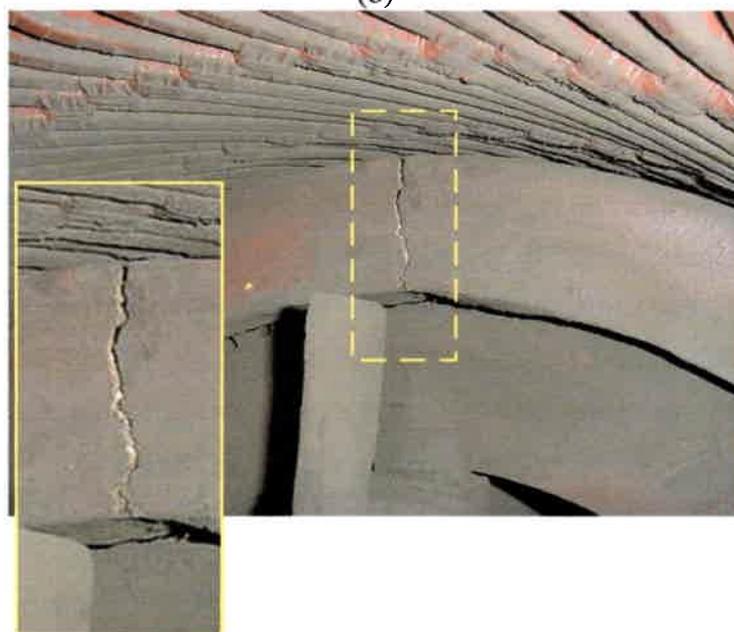
La asimetría provocada por la rotura de una barra o anillo de cortocircuito produce una alteración del campo en el entrehierro, lo cual se ve reflejado tanto en las variables eléctricas de la máquina como en el par y la velocidad. En base a esto, se han presentado diversas propuestas para la detección de barras rotas que emplean precisamente el análisis de las corrientes, tensiones, flujo axial o vibraciones. En la sección 1.2.2 se presenta una revisión de las contribuciones más relevantes para el diagnóstico de fallas en el rotor de los MI.



(a)



(b)



(c)

Figura 1-1. Rotor jaula de ardilla. (a) Rotor sano. (b) Barras rotas debido a un defecto de fabricación. (c) Rotura de un anillo de cortocircuito en jaula de cobre.

Dentro de las estrategias más aceptadas y difundidas se encuentran aquellas basadas en el análisis de la firma de la corriente (MCSA, por sus siglas en inglés “*Motor Current Signature Analysis*”) [11][13][21], el vector de Park [11][12] o el análisis de la potencia activa [8]. Este tipo de estrategias son aplicables en régimen permanente y emplean como síntoma para la detección básicamente dos efectos: la aparición de bandas laterales en la corriente o la pulsación a dos veces la frecuencia de deslizamiento presente en las potencias, el par y la velocidad. Aunque estas estrategias permiten la detección de los problemas en el rotor, existen factores ajenos a la falla que afectan el desempeño de las mismas dificultando el correcto diagnóstico. Por ejemplo, si el motor trabaja con un estado de carga muy por debajo del nominal, las corrientes de rotor son pequeñas, provocando que el efecto de la asimetría se manifieste en menor escala. Además, en el caso de las estrategias basadas en MCSA, si el deslizamiento es muy pequeño resulta complejo discriminar las componentes introducidas por la falla.

Otro caso de particular interés, y que suele presentarse con frecuencia en el ámbito industrial, es el que se da cuando el par demandado al motor es variable y dependiente de la posición angular del rotor. Esta situación puede presentarse debido a la naturaleza propia de la carga acoplada (p.ej. un compresor alternativo) o a condiciones anormales en la misma (p.ej. desalineación) [22][23]. Dependiendo de la amplitud y la frecuencia, una oscilación en el par de esta naturaleza produce en las corrientes del motor un efecto semejante al que introduce un problema de barras rotas, lo que dificulta el correcto diagnóstico e incluso puede ocasionar falsos diagnósticos [22][24].

Por otra parte, si la tensión de alimentación de la máquina presenta una modulación en la amplitud, sobre el espectro de las corrientes aparecen bandas laterales introducidas por dicho efecto. Una de las principales causas de este tipo de modulación en la tensión es la presencia, en el sistema, de cargas que consumen corrientes fuertemente variables. Dependiendo de la impedancia del sistema, oscilaciones de este tipo en la corriente pueden producir modulaciones en la tensión de alimentación [25]. Si la frecuencia de la perturbación es cercana a la introducida por las fallas en el rotor, resulta complejo discriminar entre un problema y otro [26].

Debido a que las barras del rotor no se encuentran totalmente aisladas del núcleo, en un motor con barras rotas normalmente existen corrientes inter-laminares que producen que la corriente por la barra fallada no sea completamente nula [27]-[28]. Además, la redistribución de corrientes que tiene lugar en el rotor debido a la asimetría puede ocasionar saturación magnética localizada [29]. Estos efectos en general reducen la

asimetría introducida por la falla, lo que afecta a la sensibilidad de las estrategias de detección.

Las perturbaciones y condiciones de funcionamiento discutidas en los párrafos anteriores degradan el desempeño de las estrategias de diagnóstico haciéndolas menos sensibles, e incluso determinadas condiciones pueden inducir diagnósticos ambiguos. Es por esto que el desarrollo de nuevas estrategias de detección que sean robustas ante este tipo de problemas es de sumo interés.

Resulta necesario indicar qué se entenderá a lo largo de este trabajo de tesis por detección y diagnóstico de fallas. La terminología empleada en el campo del diagnóstico de fallas es amplia y en cierta forma aún no está completamente unificada. Dependiendo del área de trabajo, los términos detección y diagnóstico pueden contemplar diferentes etapas o funciones, e incluso en ocasiones suelen emplearse indistintamente. En este trabajo se adoptarán como referencia las definiciones dadas en [30][31]. La *detección* implica, a partir del análisis de los síntomas disponibles, determinar si una falla o condición anormal de funcionamiento está presente. La función del *diagnóstico* es, además de detectar la presencia de la falla, proporcionar la mayor información posible acerca de la misma en relación al tipo, ubicación y tiempo de detección (aislamiento) y finalmente cuantificar el grado de severidad de la misma (identificación) [31].

La mayoría de las técnicas existentes proponen métodos para generar indicadores de la presencia de una falla, es decir, proporcionan síntomas para la detección. Durante la etapa de diagnóstico estos síntomas deben interpretarse y ponderarse para poder aislar e identificar la falla. En este proceso, es fundamental conocer la relación existente entre los diferentes síntomas y la condición real de la máquina. Es por esto que en la mayoría de los casos se requiere de la intervención de un experto para que analice los síntomas y en base a su experiencia y razonamiento establezca el diagnóstico. Esta dependencia del conocimiento experto representa una limitante si se desea automatizar el proceso de detección y diagnóstico, o incluir estas estrategias como parte de dispositivos destinados a protección o monitoreo. Por lo tanto, resulta de interés desarrollar además de estrategias que generen síntomas adecuados, algoritmos que permitan realizar el diagnóstico de forma automática independizándose de la necesidad de un experto. Con este fin, en los últimos años se han presentado diferentes enfoques que emplean sistemas basados en inteligencia artificial (IA) [5][7]. Herramientas tales como redes neuronales artificiales (RNA) o lógica difusa (LD) representan una alternativa

interesante, ya que permiten capturar el conocimiento experto y **emular** el razonamiento humano. Dependiendo de la información que se disponga acerca de las causalidades que relacionan a la falla con los síntomas, es posible emplear **métodos** basados en clasificadores o métodos de inferencia para implementar el diagnóstico [31]. Diferentes propuestas que abordan esta temática serán analizadas en detalle en el apartado 1.2.3.

Finalmente, es necesario remarcar que tanto para el desarrollo como para la validación de nuevas estrategias de detección y diagnóstico es **necesario** caracterizar el comportamiento de la máquina en condiciones de falla. Normalmente resulta poco viable reproducir en el laboratorio una variedad de casos que contemplen diferentes condiciones de operación y estados de falla, fundamentalmente debido a la naturaleza destructiva de las mismas. En este contexto, cuando la experimentación con el sistema real no es posible, o resulta poco práctica, el modelado matemático de sistemas representa una alternativa de suma utilidad [32]. Por lo tanto es necesario disponer de un modelo matemático del MI capaz de reproducir el comportamiento del motor en condiciones de falla. Además se espera que las estrategias desarrolladas sean válidas para una gran variedad de MI con tamaños y características constructivas diferentes. Por eso se requiere que los modelos empleados permitan contemplar y evaluar estas diferencias constructivas. En la sección 1.2.1 se presenta una revisión de las propuestas más difundidas para el modelado del MI en condiciones de falla.

1.2. Objetivos de la tesis

El objetivo general de este trabajo de tesis es desarrollar estrategias para la detección y el diagnóstico de fallas en el rotor de los MI. La búsqueda de nuevas soluciones está enfocada especialmente al desarrollo de estrategias que utilicen solamente variables eléctricas y que permitan el diagnóstico en línea, sin retirar el motor del proceso.

Para alcanzar el objetivo planteado se propone abordar la problemática desde dos aristas, por un lado a través del desarrollo de estrategias de detección de fallas y por otro mediante la automatización del proceso de diagnóstico empleando herramientas de IA. Como un aspecto complementario se propone además trabajar sobre el modelado matemático del MI bajo condiciones de falla, lo que posibilitará el desarrollo de las estrategias de detección y diagnóstico y su posterior validación.

Algunos de los objetivos particulares de este trabajo de tesis y que conducen al objetivo general, son los siguientes:

- Caracterizar el comportamiento de las variables eléctricas del MI en condiciones normales y con falla en el rotor;
- Identificar patrones en las variables eléctricas que permitan generar indicadores para la detección de las fallas y condiciones anormales de funcionamiento en el MI;
- Cuantificar la **influencia** de factores externos tales como las oscilaciones de carga, sobre los **indicadores de falla** propuestos;
- Desarrollar e **implementar** modelos matemáticos del MI que permitan incluir las asimetrías debidas a la falla en el rotor.
- Evaluar la **utilidad** de los indicadores propuestos mediante simulación y ensayos experimentales.
- Representar de manera unificada el conocimiento experto adquirido sobre el comportamiento del MI con falla.
- Automatizar el **proceso** de decisión mediante herramientas de IA.

1.3. Antecedentes en el tema

En los apartados siguientes se describen y discuten diferentes propuestas relacionadas con el modelado del MI, las detección de fallas y el desarrollo de sistemas de diagnóstico basados en herramientas de IA.

1.3.1 Modelado del MI

El modelado del MI puede abordarse desde diferentes enfoques dependiendo del grado de representación requerido, partiendo desde el circuito equivalente de transformador [33][34], que permite el análisis en régimen permanente, hasta modelos más complejos como aquellos basados en elementos finitos [35][36]. Particularmente, para ser aplicable en el desarrollo de estrategias de detección de fallas, el modelo debe ser lo suficientemente flexible como para reproducir el comportamiento de la máquina en dichas condiciones.

El modelo senoidal en variables abc ha sido empleado ampliamente tanto para el análisis del comportamiento del MI como para el estudio de sistemas eléctricos de potencia. En particular, el modelo en un referencial arbitrario $qd0$ presentado en [37][38] provee una simplificación importante ya que permite pasar de un sistema de ecuaciones diferenciales con coeficientes variables a otro de coeficientes constantes, reduciendo en gran medida la complejidad y el costo computacional.

Existen diversas propuestas que emplean adaptaciones del modelo senoidal del MI para reproducir condiciones de falla. En [39] y [40] se empleó un modelo $q-d$ para analizar el comportamiento del MI con excentricidad dinámica y falla en el estátor, respectivamente. En [41] se analizó el comportamiento del MI con rotor asimétrico mediante un modelo $q-d$. Un enfoque semejante se empleó en [42] para evaluar la influencia del lazo de control sobre las estrategias de detección de barras rotas en MI. Partiendo de un modelo $q-d$ con resistencias de rotor asimétricas en [43]-[46] se presenta un modelo simplificado de régimen permanente del MI con barras rotas, a partir del cual se propone un indicador de severidad de falla.

En contraposición a la simplicidad y el bajo costo computacional, el empleo del modelo senoidal orientado al diagnóstico de fallas presenta ciertos limitantes. Fundamentalmente, mediante este enfoque todos los armónicos de la distribución de bobinados, a excepción del fundamental, son despreciados [37]. Esto imposibilita el estudio de la interacción de estos armónicos con las asimetrías debidas a la falla. Por lo tanto, cuando es necesario incluir los efectos debidos a la distribución real de los bobinados, las barras del rotor, las ranuras o el cruzamiento, existen alternativas más potentes. Los modelos basados en circuitos múltiplemente acoplados (CMA) [47][48], o elementos finitos (EF) [35][36] son algunas de las opciones más difundidas. Estas alternativas brindan una representación más cercana al comportamiento real de la máquina a costas de un mayor costo computacional y de requerir un conocimiento más detallado de la construcción de la misma.

El enfoque de CMA considera al MI formado por un conjunto de circuitos acoplados magnéticamente entre sí, lo que permite tener en cuenta la distribución real tanto de los bobinados de estátor como de las barras del rotor [47]. A diferencia del modelo $q-d$, mediante esta formulación las ecuaciones del sistema se resuelven directamente en variables de la máquina sin ninguna transformación. En [49] se describe la implementación de un modelo del MI basado en CMA y se propone para el cálculo de las inductancias el método denominado aproximación de funciones de bobinado (WFA, por sus siglas en inglés "*Winding Function Approach*"). Mediante un enfoque semejante en [50] se presentó un modelo basado en WFA en el cual se contempló el cruzamiento de las barras del rotor. Este tipo de modelo se empleó en [49]-[54] para el análisis del desempeño del MI con barras rotas. En [55] se utilizó un enfoque de CMA para incluir el efecto de las corrientes inter-laminares en la detección de barras rotas. Empleando un enfoque semejante en [53], [56] y [57] se analizó el comportamiento del

MI con fallas en el estátor tales como apertura o conexión anormal de los bobinados y cortocircuitos. En [58] y [59] se presentó una modificación al método WFA que permite incluir asimetrías en el entrehierro de la máquina, al cual se lo conoce como *Modified Windig Function Approach* (MWFA). Este enfoque ha sido empleado ampliamente para el análisis de excentricidad tanto estática como dinámica en MI y motores síncronos de polos salientes [60][61]. En [62] se presentó una extensión del método MWFA que permite incluir asimetrías a lo largo del eje axial.

Dado el interés de analizar el desempeño del MI con barras rotas para el desarrollo de estrategias de detección de fallas, se optó por trabajar con un modelo de CMA. Este tipo de modelo presenta una relación equilibrada entre costo computacional y complejidad y además se encuentra ampliamente validado en la literatura.

1.3.2 Estrategias de detección de fallas

En el último tiempo, el diagnóstico de fallas aplicado a MI se ha convertido en un área de marcado desarrollo. En la literatura pueden encontrarse numerosas propuestas que abordan esta temática a través de diferentes enfoques, ya sean basados en modelos de procesos o modelos de señal [31]. A continuación se presenta una revisión de las propuestas más relevantes de las últimas décadas, haciendo énfasis principalmente en las destinadas al diagnóstico de fallas en el rotor del MI. El universo de estrategias disponibles podría agruparse de diferentes maneras, atendiendo al tipo de falla, las señales empleadas para el diagnóstico o las condiciones bajo las cuales son aplicables, entre otros aspectos. Simplemente a los fines de organizar la revisión, en este trabajo de tesis se propone agrupar las diferentes estrategias de la manera indicada en figura 1.2.

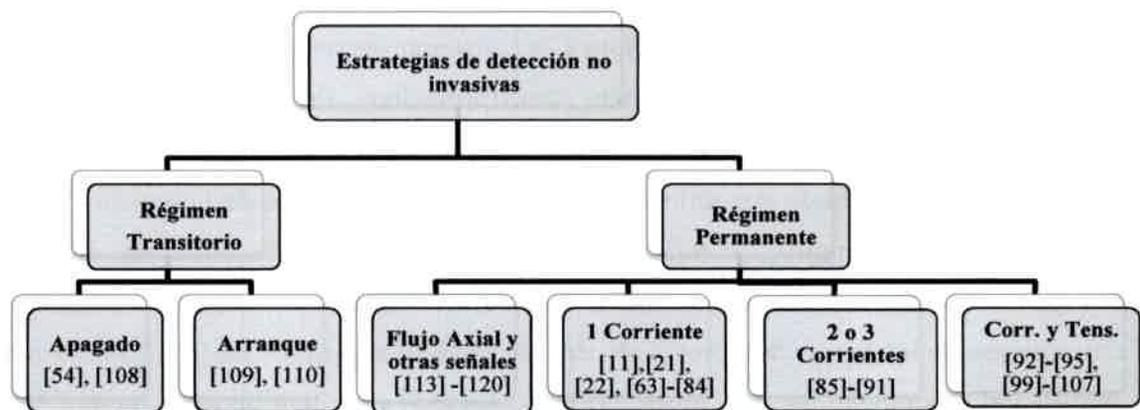


Figura 1-2. Revisión de las estrategias de detección fallas en MI.

Estrategias basadas en el análisis de una corriente

Después de las técnicas basadas en vibraciones, el análisis de la firma de la corriente (MCSA), es una de las estrategias más difundidas y aceptadas para la detección de fallas en MI. Este tipo de análisis ha sido propuesto para la detección de barras rotas [11][21][63]-[66], excentricidad [6] y problemas en la carga [22]. La técnica se basa en que la mayoría de las fallas mencionadas alteran la simetría eléctrica y/o magnética del motor, lo que provoca la aparición de componentes características en el espectro de frecuencias de las corrientes.

La estrategia basada en MCSA más difundida para la detección de barras rotas es la identificación de bandas laterales alrededor de la componente fundamental [21] [63]-[66]. La presencia de barras rotas introduce bandas laterales a frecuencias dadas por $f_{br} = (1 \pm 2s)f_s$, donde f_s es la frecuencia del sistema eléctrico y s el deslizamiento. Particularmente la banda inferior ubicada a $-2sf_s$ de la fundamental es debida a la asimetría producida por la falla, mientras que la banda superior a $2sf_s$ surge como consecuencia de la oscilación en la velocidad causada por la primera [63][64]. Si bien estas bandas dependen de la severidad de la falla, una de las desventajas que presenta esta técnica es que la amplitud de dichas componentes depende además de factores ajenos a la falla, lo que dificulta el correcto diagnóstico. Por ejemplo, el momento de inercia del conjunto motor-carga repercute directamente sobre la amplitud de las bandas laterales [63][65]. Para compensar en parte este efecto en [63] se propuso emplear la suma de las bandas alrededor de la fundamental como indicador de la severidad de falla. En [66] se analiza este indicador de falla y se muestra además que algunas particularidades de diseño en el núcleo del rotor pueden producir bandas laterales semejantes a las debidas a barras rotas.

Otros factores que en general atenúan la amplitud de estas componentes son las corrientes inter-laminares [27][28] o la presencia de saturación magnética en la zona de la falla [29]. En [27] se analizó la existencia de corrientes inter-laminares y se presentó un modelo que describe la distribución de la corriente a lo largo de la barra fallada. Partiendo de este modelo, en [28] se mostró que la presencia de corrientes inter-laminares disminuye las bandas laterales introducidas por la rotura de barras.

Por otro lado, si la máquina impulsa una carga oscilante cuya frecuencia de oscilación sea cercana a dos veces la frecuencia de deslizamiento, el espectro de frecuencias de la corriente presenta bandas laterales alrededor de la componente fundamental semejante a

un caso de barras rotas. El efecto de este tipo de perturbación sobre las componentes de la corriente empleadas para el diagnóstico ha sido tratado en [22][24].

El análisis espectral de la corriente en torno a los armónicos superiores proporciona información adicional que puede ser empleada para el diagnóstico de barras rotas. En general este tipo de componentes se ven menos afectadas por los problemas provenientes de la carga o el efecto de la inercia. En [67]-[70] se plantean indicadores de falla basados en las componentes $(5+2s)f_s$, $(7-2s)f_s$ y $(13-2s)f_s$, situadas alrededor de los armónicos 5^{to}, 7^{mo} y 13^{vo} respectivamente. Estas componentes son debidas a la interacción entre la asimetría del rotor y los armónicos de la tensión por lo que resultan de utilidad en motores alimentados por accionamientos. Una de las desventajas que presenta el empleo de estos indicadores radica en la necesidad de que la tensión posea cierto grado de distorsión.

El efecto de las ranuras de rotor introduce, en el espectro de la corriente de estátor, determinadas componentes llamadas *armónicos de ranuras de rotor* (RSA por las siglas en inglés “*rotor slot harmonics*”) [60][71]. Estas componentes han sido empleadas principalmente para la estimación de velocidad y para detección de fallas [60][72]. La interacción de estas componentes con la asimetría introducida por la rotura de barras, introduce bandas laterales entorno a los RSA que pueden ser utilizadas para la detección de este tipo de falla [72]. Sin embargo, estos indicadores presentan normalmente una amplitud reducida y además su existencia depende fuertemente de la configuración tanto del estátor como del rotor.

La interacción entre la asimetría producida por la falla y los armónicos debidos a la distribución de bobinados introduce componentes en el espectro de la corriente que resultan útiles para el diagnóstico [73]. En particular, las componentes a frecuencias $(5-4s)f_s$, $(5-6s)f_s$, $(7-6s)f_s$ y $(7-8s)f_s$, ubicadas en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo}, han sido empleadas para el diagnóstico de barras rotas [73]-[79]. Estas componentes presentan la ventaja de estar presentes aun cuando la alimentación es puramente senoidal y además no se ven prácticamente afectadas por el momento de inercia. En [79] se demostró que estas componentes dependen fundamentalmente del 5^{to} armónico de la distribución de los circuitos de estátor, el cual es prácticamente constante para las configuraciones de bobinados más frecuentes.

Los problemas de excentricidad están asociados a un entrehierro desigual a lo largo de la periferia del rotor. La excentricidad puede ser estática o dinámica, aunque normalmente se presenta en forma combinada [6][7]. En el primer caso la posición de

entrehierro mínimo está fija con respecto al estátor, mientras que para la excentricidad dinámica el entrehierro mínimo varía con la posición del rotor. El análisis de la firma de la corriente ha sido presentado en [56][80]-[82] para la detección de este tipo de problemas. En [82] se analiza el efecto de la excentricidad inclinada sobre las corrientes de la máquina.

Aunque las técnicas más ampliamente difundidas para la detección de fallas en rodamientos han sido aquellas basadas en vibraciones, existen trabajos que proponen analizar señales eléctricas. Por ejemplo en [83] y [84] se plantea el análisis del espectro de la corriente de estátor para el diagnóstico de defectos en rodamientos.

Estrategias que emplean la medición de 2 o 3 corrientes

Otro tipo estrategia ampliamente difundida para el diagnóstico de fallas, es el análisis de la traza del vector de Park y de su módulo [85]-[90]. Esta estrategia, a diferencia de las discutidas anteriormente, requiere de la medición de al menos dos corrientes. En general los MI no poseen conexión del neutro, por lo que la medición de tres corrientes sólo se justifica con fines de redundancia o para protecciones diferenciales. En [85]-[87] se propuso el análisis del vector de Park para la detección de excentricidad, barras rotas y fallas en el estátor del MI. En estos trabajos se propone analizar el cambio de la curva de Lissajous descrita por el vector. La detección de fallas en el estátor y barras rotas mediante el vector de Park extendido se presentó en [89] y [90]. En estas propuestas se emplea el análisis del espectro de frecuencias del módulo del vector. Una de las ventajas que presenta este análisis radica en que las componentes debidas a la falla aparecen en el espectro del módulo a baja frecuencia, lo que facilita su identificación. En [91] se propuso una estrategia que permite discriminar los problemas de barras rotas de los introducidos por las oscilaciones de baja frecuencia en el par de carga. La estrategia presentada se basa en el análisis espectral del vector corriente proyectado en un marco de referencia síncrono. Seleccionando adecuadamente el ángulo del referencial, los problemas de barras rotas se observan principalmente en la parte imaginaria del vector mientras que los problemas asociados a la carga lo hacen sobre la parte real.

Estrategias que emplean mediciones de corriente y tensión

Si además de la medición de las corrientes se dispone de las tensiones del motor, es posible emplear para el diagnóstico estrategias basadas en otras magnitudes, tales como

las potencias o el par electromagnético. En [92][93] se propuso el análisis espectral de la potencia activa instantánea de una fase para la detección de problemas asociados a oscilaciones en la carga y excentricidad. En estas propuestas se plantea el seguimiento de las componentes a la frecuencia de la perturbación y la identificación de bandas laterales alrededor de la componente a $2f_s$. Un enfoque semejante se empleó en [94], donde se propuso analizar la potencia activa instantánea total para la detección de barras rotas. En este caso la falla introduce componentes al doble de la frecuencia de deslizamiento ($2sf_s$). Dado que, tanto los problemas de barras rotas como los de oscilación en el par de carga presentan el mismo síntoma sobre la potencia, en el caso de que la frecuencia de oscilación sea cercana a $2sf_s$, resulta complejo discriminar entre un problema y otro. En [95] se propuso emplear el análisis del par electromagnético para el diagnóstico de problemas tanto en el estátor como en el rotor. Una de las principales desventajas que presenta este tipo de enfoque es la necesidad de conocer la resistencia de estátor para estimar correctamente el par.

La teoría de la potencia activa y reactiva instantánea ha sido empleada inicialmente para el análisis de la calidad de la energía y el diseño de filtros activos [97][98]. En los últimos años se han reportado diferentes propuestas para el diagnóstico de fallas en MI basadas en esta teoría. En [99] y [100] se presentaron dos estrategias para la detección de barras rotas basadas en el análisis del factor de potencia instantáneo y de la potencia reactiva instantánea, respectivamente. En ambos casos, la asimetría en el rotor introduce componentes de baja frecuencia, situadas en $2ksf_s$ con $k = 1, 2, \dots$, tanto en el factor de potencia como en la potencia reactiva. Enfoques semejantes fueron propuestos en [101] y [102], donde se empleó la potencia aparente compleja y las potencias activa y reactiva instantánea para la detección de excentricidad y asimetrías en el rotor.

A partir de la teoría $p-q$ [97], en [103] se propuso el análisis de la firma de las corrientes activa y reactiva instantánea para la detección de barras rotas. En este trabajo se mostró la efectividad de la estrategia para el correcto diagnóstico de asimetrías en el rotor incluso en presencia de oscilaciones de baja frecuencia en el par de carga. A partir de estas corrientes, en [104] y [105] se propuso una estrategia basada en la definición dos nuevos vectores corriente. Analizando simultáneamente ambos vectores es posible discriminar correctamente los problemas debidos a barras rotas y oscilación en el par de carga. En [105] se presentó un método que permite construir estos vectores sin la necesidad de medir las tensiones. Propuestas semejantes se presentaron en [106][107], donde se demostró que es posible separar los efectos debidos a barras rotas de los



ocasionados por oscilaciones en el par de carga, mediante el análisis de las potencias activa y reactiva instantánea. En estos trabajos se mostró que las asimetrías debidas a la falla en el rotor se manifiestan en la potencia reactiva mientras que los problemas provenientes de la carga lo hacen en la potencia activa.

Estrategias para régimen transitorio (arranque o apagado)

Recientemente se han presentado estrategias para la detección de fallas que se basan en el análisis de las señales eléctricas del MI durante el transitorio de arranque o en el momento posterior a la desconexión del mismo. En [54] y [108] se propuso analizar el espectro de frecuencias de la *fem* inducida en el estátor durante la desconexión del motor, para la detección de barras rotas y excentricidad. En el instante posterior a la desconexión, en el estátor aparece una tensión inducida debida al flujo remanente en el rotor. En general esta tensión contiene componentes que son características de cada motor y otras introducidas por la presencia de la falla. En [109] y [110] se presentaron estrategias para la detección de barras rotas que emplean la medición de la corriente del motor durante el transitorio de arranque. Básicamente estas propuestas plantean identificar el cambio, tanto en frecuencia como en amplitud, que sufre la componente $(1-2s)f_s$, conforme varía el deslizamiento.

Ambos tipos de enfoque exhiben ventajas atractivas tales como la inmunidad ante efectos introducidos por la carga o provenientes de la red de alimentación. Además estas técnicas pueden aplicarse en motores sin carga. Sin embargo, dado que las señales empleadas para el diagnóstico varían con el tiempo, requieren de técnicas de procesamiento de señales más complejas que las estrategias tradicionales.

Otra alternativa para MI alimentados mediante accionamientos eléctricos consiste en inyectar una señal preestablecida para el diagnóstico, ya sea superpuesta a la componente fundamental o cuando el motor se encuentra detenido. Estas estrategias han sido propuestas recientemente para la detección de fallas tales como barras rotas o cortocircuitos en el estátor [111][112].

Estrategias basadas en la medición del flujo axial y otras señales

En una máquina ideal y trabajando en condiciones nominales, la componente axial del flujo debería ser nula. Sin embargo, debido a imperfecciones propias de la fabricación, los circuitos de estátor y de rotor presentan normalmente cierto grado de asimetría, lo que provoca un flujo axial no nulo. Fundamentalmente esta componente de flujo es

debida a la circulación de las corrientes tanto en las cabezas de bobina como en los anillos de cortocircuito [2]. La presencia de fallas tales como cortocircuitos en el estátor o barras rotas alteran la simetría de la máquina, lo cual se ve igualmente reflejado en el flujo axial. Existen diferentes propuestas que plantean la medición de este flujo, mediante bobinas exploradoras, para el diagnóstico de fallas en MI [2] [113]-[116]. El análisis del espectro de frecuencias del flujo axial se presentó en [113][114] para la detección de fallas en el estátor y en [115][116] para la detección de barras rotas. Semejante a lo observado en el análisis de la firma de las corrientes del motor, la presencia de barras rotas introduce en el espectro del flujo axial bandas laterales en torno a la componente de frecuencia fundamental [116]. Además de estas bandas, la falla introduce componentes a frecuencias múltiplos de la frecuencia de deslizamiento [115]. Si bien este tipo de estrategia es no invasiva, presenta como desventaja la necesidad de acceder físicamente a la máquina para poder realizar la medición y de requerir además de sensores especiales.

Aunque el análisis del espectro de frecuencias de las vibraciones del MI ha sido empleado principalmente para el diagnóstico de problemas en rodamientos, existen algunas propuestas que utilizan este tipo de análisis para la detección de barras rotas [117]-[119].

Recientemente en [120] se presentó una estrategia para la detección de barras rotas en MI que no se ve afectada por las perturbaciones provenientes del par de carga. Sin embargo este enfoque tiene como desventaja el hecho de ser una estrategia de tipo invasiva, ya que requiere la instalación de una bobina exploradora dentro de la máquina.

1.3.3 Automatización del proceso de detección de fallas

En los últimos años se han presentado numerosos enfoques que emplean herramientas tales como RNA, LD y combinaciones “neuro-fuzzy” para disminuir la intervención de expertos y automatizar el proceso de diagnóstico [121] - [130]. Los sistemas basados en LD presentan como aspectos salientes el hecho de poder trabajar con variables lingüísticas, lo que permite representar el conocimiento experto en un modo natural mediante reglas IF-THEN. En [122] y [123] se propuso el empleo de un sistema de LD para la detección de fallas en el estátor. Un enfoque semejante se utilizó en [124]-[126] para diagnosticar la presencia de barras rotas. En [126] se propuso un sistema de monitoreo del estado de la máquina basado en un sistema de lógica difusa de tipo Mandami. En esta propuesta se emplea la amplitud de distintas líneas del espectro de

corriente para determinar el estado de carga, el sentido de giro y diagnosticar la rotura de barras, entre otras fallas.

Los sistemas de inferencia neuro-fuzzy adaptivos (ANFIS, por las siglas en inglés “*Adaptive Neuro-Fuzzy Inference Systems*”) potencian las ventajas individuales de los sistemas difusos y las RNA. Esto es, poseen las habilidades de aprendizaje de las primeras pero permiten una representación del conocimiento de una forma semejante a como lo hace el razonamiento humano. En la literatura se encuentran diversas propuestas que emplean ANFIS para la detección de fallas en el estátor y rodamientos, barras rotas y excentricidad [127] - [129]. Recientemente se han propuesto enfoques que combinan los sistemas ANFIS con otros métodos para mejorar los sistemas de diagnóstico. En [130] se propone una estrategia de diagnóstico basada en un sistema ANFIS, para identificar barras rotas, desbalance en el rotor y falla en rodamientos. Aquí los síntomas empleados como entradas del ANFIS son seleccionados mediante un método basado en árboles de decisión.

1.4. Contribuciones de la tesis

Las principales contribuciones de esta tesis están dadas en el desarrollo de nuevas estrategias de detección y diagnóstico de fallas en el rotor de los MI y en el modelado matemático del MI.

Debido a la naturaleza destructiva del tipo de falla bajo estudio y ante la imposibilidad de disponer de un gran número de casos experimentales, surgió la necesidad de contar con un modelo matemático del MI que permitiera incluir la rotura de barras. Para esto se implementó un modelo de circuitos múltiplemente acoplados, el cual permite considerar la distribución real de bobinados tanto en el estátor como en el rotor. Para el cálculo de las inductancias del modelo se propuso un método que utiliza expansiones en serie de Fourier para describir las funciones de bobinado. A diferencia de las propuestas existentes, este método permite modificar fácilmente la configuración de bobinados del estátor [79]. Esta flexibilidad posibilitó analizar el contenido armónico para diferentes configuraciones de bobinados y el efecto de las mismas sobre las estrategias de detección de falla. Con el objetivo de disponer de un modelo del MI con menor costo computacional y menores requerimientos en cuanto al número de parámetros necesarios, se trabajó además con un modelo senoidal en variables $q-d$. Se presentó una transformación que, bajo ciertas condiciones, permite deducir el modelo senoidal en variables $q-d$ partiendo del modelo de CMA [131]. Esto permitió analizar

de qué manera algunos aspectos constructivos del MI, tal como el cruzamiento de barras, afectan los parámetros concentrados del modelo $q-d$.

En lo referente a la detección de barras rotas se trabajó con una estrategia basada en el análisis de la firma de la corriente en torno a los armónicos superiores. A partir de los resultados obtenidos junto al grupo de trabajo [77][78], se decidió emplear como indicadores de falla dos componentes debidas a la distribución de bobinados situadas en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo}. A diferencia de propuestas anteriores, que empleaban componentes introducidas por armónicos en la tensión o debidos a las ranuras de rotor, las componentes propuestas resultan poco sensibles a factores ajenos a la falla. En esta tesis, usando el modelo de CMA y el método de cálculo de las inductancias propuesto, se demostró que estas componentes están presentes en la mayoría de los MI con barras rotas [79].

Con el objetivo de construir indicadores más simples de identificar que los proporcionados por el análisis de la firma de la corriente, se trabajó sobre el desarrollo de estrategias basadas en la teoría de la potencia instantánea. Estudios previos, realizados en colaboración con el grupo de trabajo, habían demostrado que el análisis de las corrientes activa y reactiva permiten diagnosticar correctamente los problemas de barras rotas, **incluso** cuando el MI impulsa un par de carga oscilante [103]. A partir de este concepto, se propuso una estrategia basada en la definición de dos nuevos vectores corriente, uno activo y otro reactivo. El análisis del módulo de dichos vectores permite un **correcto diagnóstico** de barras rotas y a diferencia de propuestas previas, los indicadores **generados** aparecen a baja frecuencias, requiriendo un menor esfuerzo de filtrado [104]. Se **propuso** además una mejora de esta estrategia que permite construir los vectores corriente **sin** disponer de la medición de tensión [105]. Se evaluó también el efecto de las **oscilaciones** de tensión sobre las estrategias desarrolladas [26].

Con el objetivo de **implementar** el proceso de diagnóstico sin la necesidad de un especialista en el **tema**, se presentó un sistema de diagnóstico basado en un sistema de inferencia de **lógica difusa** [125]. El sistema propuesto permite identificar tanto el estado de la **máquina**, en cuanto a si presenta falla o no y la característica de la misma (rotura de barras o carga oscilante). Como síntomas de entrada para el sistema de inferencia se **emplearon** indicadores generados a partir del análisis del módulo, de los vectores corriente activo y reactivo. Estos **indicadores** permiten un **correcto diagnóstico** de los problemas de barras rotas y **presentan** como ventaja el hecho de ser simples de generar.

1.5. Organización de la tesis

Incluyendo el presente capítulo, la tesis está organizada de la siguiente manera:

En el Capítulo 1 se describe la problemática abordada y se presenta una revisión de los antecedentes bibliográficos relacionados al modelado del MI, la detección y el diagnóstico de fallas y la utilización de herramientas de inteligencia artificial para la automatización del proceso de diagnóstico. Se describen finalmente las principales contribuciones de la tesis al tema de estudio.

En el Capítulo 2 se presentan dos modelos dinámicos del MI que permiten reproducir los efectos de las fallas en el rotor. La mayor parte de este capítulo está dedicada al desarrollo de un modelo de CMA, el cual considera la distribución real de bobinados tanto del estátor como de la jaula del rotor. Se presentan igualmente las ecuaciones para el cálculo de las inductancias del modelo y las modificaciones necesarias para incluir la asimetría producida por la rotura de una barra o anillo de cortocircuito de rotor. En la parte final del capítulo se describe un método para emular la falla en el rotor empleando un modelo senoidal en coordenadas $d-q$. Asociado a este capítulo en el Apéndice C se discute la obtención del modelo $d-q$ partiendo de un modelo de CMA. En esta formulación particular se considera el efecto del cruzamiento de las barras de rotor.

En los Capítulos 3 y 4 se proponen y analizan dos estrategias para la detección de fallas en el rotor de los MI. Particularmente en el Capítulo 3 se presenta una estrategia basada en el análisis de la firma de la corriente en torno a los armónicos superiores. En la sección 2 se describen y analizan las componentes que aparecen en el espectro de frecuencias de la corriente, debidas a la rotura de barras. Se proponen como indicador de falla dos componentes debidas a la interacción entre la falla y los armónicos de la distribución de bobinados. Posteriormente en la sección 3 se analiza la utilización de estas componentes frente a diferentes condiciones de falla y estados de operación del motor. Dentro de este análisis se contemplan casos con diferente número de barras rotas, niveles de carga del motor, momento de inercia y contenido armónico de la distribución de bobinados de estátor. En las dos últimas secciones del capítulo se presentan resultados experimentales de laboratorio y de planta que validan la estrategia presentada.

En el Capítulo 4 se presentan dos estrategias basadas en la teoría de la potencia instantánea, que permiten diagnosticar un problema de barras rotas incluso en presencia de oscilaciones de par. En las secciones 2 y 3 se describe la obtención de las corrientes

activa y reactiva instantánea a partir de las potencias $p-q$, y se analiza el efecto de la rotura de barras mediante simulación numérica. Tomando como base estas corrientes, en la sección 4 se propone una nueva estrategia de detección basada en la construcción dos nuevos vectores corriente. En esta sección se analizan las componentes introducidas por la rotura de barras en el espectro de frecuencias del módulo de dichos vectores. Se estudia además, mediante simulación numérica, la sensibilidad de estas componentes frente a distintas condiciones de falla y ante perturbaciones externas tales como oscilaciones de carga. A partir de los resultados obtenidos se propone un factor de severidad que **permite** cuantificar la gravedad de la falla y se presenta un método para construir los **vectores corriente** sin medir la tensión. Finalmente en las secciones 5 y 6, se presentan **resultados** experimentales de laboratorio y dos casos industriales que validan el **desempeño** de las estrategias discutidas a lo largo del capítulo.

En el Capítulo 5 se **presenta** una alternativa para automatizar el diagnóstico de fallas en el rotor de los MI. **Para** esto se propone un sistema de inferencia basado en lógica difusa que **permite diagnosticar** la rotura de barras y problemas asociados a oscilaciones en el par de carga. Se **propone** utilizar como síntomas para el diagnóstico los generados por la estrategia basada en los vectores corriente activo y reactivo presentada en el Capítulo 4. Para generar el **conocimiento** previo, necesario para implementar el sistema de inferencia, se **propone** generar datos mediante simulación numérica con el modelo senoidal discutido en el capítulo 2. Finalmente se presentan resultados de simulación con el modelo de circuitos múltiplemente acoplados y experimentales para evaluar el desempeño del sistema de diagnóstico.

En el Capítulo 6 se discuten los principales resultados y se presentan las conclusiones generales obtenidas en lo referente al modelado, la detección y el diagnóstico de fallas en el rotor de los MI. Finalmente, en ese capítulo se enumeran las propuestas para trabajos futuros que surgen del trabajo desarrollado en esta tesis.

2. MODELADO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

2.1. Introducción

En este capítulo se presenta un modelo de Circuitos Múltiplemente Acoplados (CMA) del motor de inducción (MI) que permite contemplar correctamente la rotura de barras en el rotor. Con el objetivo de tener como herramienta para los capítulos posteriores un modelo de menor complejidad, se describe además una metodología para emular este tipo de falla con el modelo senoidal en variables $q-d$.

Mediante el enfoque de CMA, el MI se considera formado por un conjunto de circuitos acoplados magnéticamente entre sí. Esto permite tener en cuenta la estructura real de los circuitos tanto de estátor como de rotor sin ninguna restricción con respecto a la simetría de los mismos. Los parámetros principales del modelo tales como las inductancias propias y mutuas de los circuitos de estátor y rotor se determinan directamente a partir de la geometría de la máquina, mientras que los parámetros secundarios como las inductancias de dispersión se consideran constantes [49][50][53].

Una de las claves para implementar este tipo de modelo radica en la determinación de las inductancias que describen el acoplamiento mutuo entre cada uno de los circuitos del motor. En este trabajo de tesis se emplea el método denominado aproximación de funciones de bobinados (WFA, por sus siglas en inglés "*Winding Function Approach*") para determinar dichas inductancias [49]. Este método ha sido ampliamente utilizado para el cálculo de las inductancias considerando asimetrías en la máquina tales como rotura de barras o fallas en el estátor [52]-[56]. A diferencia de los trabajos previos, en esta tesis se propone utilizar expansiones en serie de Fourier para describir las distribuciones de bobinados [79]. Esto permite contemplar de una manera más simple diferentes configuraciones de bobinados y analizar que influencia presentan sobre las estrategias de detección de fallas.

El resto del capítulo está organizado de la siguiente manera: En la sección 2 se plantean las ecuaciones que describen la dinámica tanto eléctrica como mecánica del MI. Posteriormente en la sección 3 se determinan las inductancias del modelo de CMA empleando el método WFA. Para describir las distribuciones de bobinado y las inductancias se emplean expansiones en serie de Fourier, lo que permite analizar diferentes topologías de bobinados. En la sección 4 se discuten las modificaciones necesarias para incluir la rotura de barras en el modelo de CMA y en la sección 5 se describe un método para simular asimetrías en el rotor empleando el modelo senoidal en

variables $q-d$ convencional. En la parte final del capítulo se presentan resultados de simulación con ambos modelos desarrollados, el de CMA y el $q-d$. Se compara además el desempeño de estos modelos cuando se considera asimetría en el rotor.

2.2. Modelo de circuitos múltiplemente acoplados

El estátor de los MI está formado básicamente por un bobinado polifásico distribuido a lo largo de la periferia del entrehierro. A su vez, cada una de las fases está constituida por un conjunto de paquetes de bobinas individuales alojados en las ranuras efectuadas en el núcleo del estátor. La distribución espacial de estos paquetes de bobinas, como así también la interconexión de los mismos, depende de las características buscadas en la máquina y de la forma de onda de fuerza magnetomotriz (fmm) deseada. Normalmente en motores se busca una distribución de fmm senoidal con la menor distorsión armónica posible. En la figura 2.1(a) se presenta a modo de ejemplo la disposición de una fase de estátor para un MI trifásico de 4 polos de 5,5 [kW] cuyas características técnicas se detallan en la tabla D.1 del Apéndice D. La configuración mostrada en la fig. 2.1 (a) corresponde a un bobinado serie de simple capa, paso completo, con dos bobinas por fase y por polo ($q = 2$) y una banda de fase de 60° .

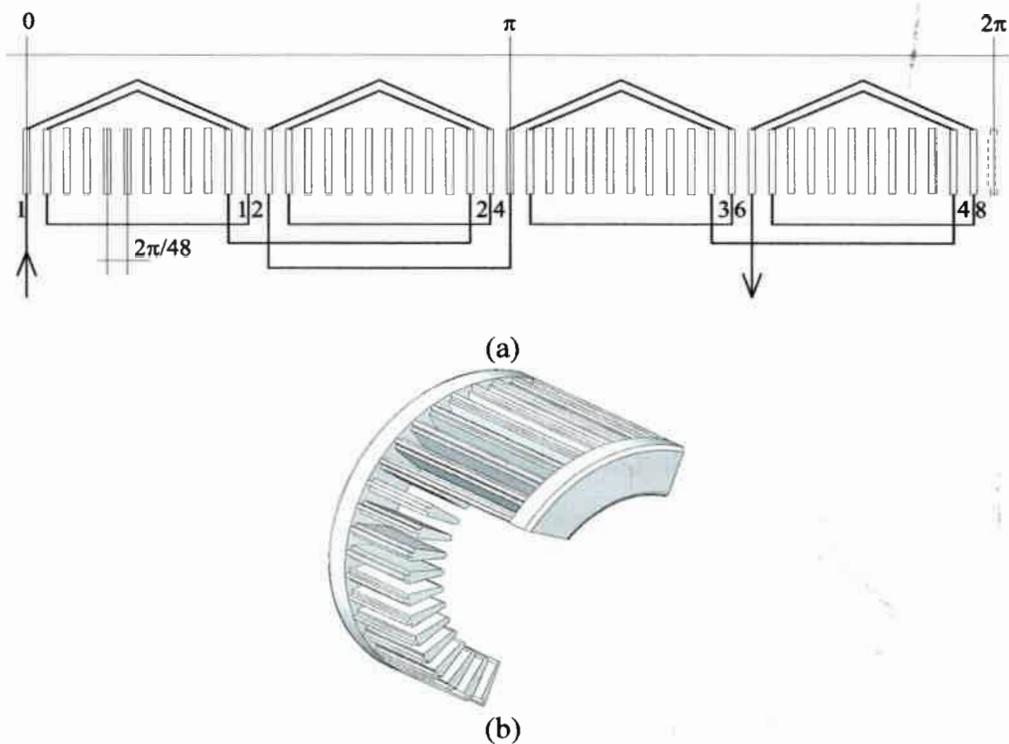


Figura 2-1. (a) Distribución de los bobinados de una fase del estátor. (b) Corte del rotor jaula de ardilla.

En cuanto al rotor del MI, el mismo puede ser de tipo bobinado o jaula de ardilla. En el primer caso el rotor posee un bobinado polifásico distribuido con el mismo número de polos que el estátor. En el caso de los rotores de jaula, el secundario está compuesto por un conjunto de barras cortocircuitadas por dos anillos en sus extremos, tal como se muestra en la figura 2.1 (b). Dependiendo de las características de la máquina, el rotor puede adoptar diferentes configuraciones, tanto en lo referente a la jaula como al perfil de las barras de la misma [18].

En resumen, el MI con jaula de ardilla puede pensarse constituido por m circuitos de estátor (uno por cada paquete de bobinas que forma cada fase figura 2.1 (a)) y n circuitos de rotor, acoplados magnéticamente entre sí [48][49]. Cada uno de los n circuitos de rotor está formado por dos barras más las porciones de anillos que unen a las mismas.

En los apartados siguientes se presentan las ecuaciones que describen la dinámica eléctrica y mecánica de un MI genérico constituido por m circuitos de estátor y n barras en el rotor. A fin de simplificar el desarrollo del modelo se harán las siguientes consideraciones:

- saturación despreciable;
- permeabilidad del hierro infinita comparada con la del aire;
- barras del rotor aisladas del núcleo;
- no se consideran las pérdidas debidas a las corrientes parásitas.

2.2.1 Ecuaciones de tensión

En la figura 2.2 se muestra un equivalente eléctrico simplificado para un motor genérico formado por m circuitos en el estátor y n circuitos en el rotor. En este equivalente, cada una de las barras del rotor y las porciones de anillo se han representado mediante una resistencia más una inductancia de dispersión r_b, L_b, r_e, L_e . Considerando la máquina de este modo, la corriente en cada una de las barras del rotor corresponde a una variable independiente (de estado). Dado que en un rotor con n barras existen $2n$ nodos y $3n$ ramas, todas las corrientes de rotor quedan totalmente descritas a partir de $n + 1$ ecuaciones. A partir de la figura 2.2, las ecuaciones de tensión para cada uno de los circuitos pueden escribirse en forma vectorial como se muestra a continuación:

$$\begin{cases} \vec{v}_s = \underline{R}_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \\ \vec{v}_r = \underline{R}_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} \end{cases} \quad \begin{cases} \vec{\lambda}_s = \underline{L}_{ss} \vec{i}_s + \underline{L}_{sr} \vec{i}_r \\ \vec{\lambda}_r = \underline{L}_{rs} \vec{i}_s + \underline{L}_{rr} \vec{i}_r \end{cases} \quad (2.1)$$

Cada uno de los vectores tensión, corriente y flujo tienen la forma:

$$\vec{f}_s = [f_{s1} \ f_{s2} \ \dots \ f_{sm}]^T$$

$$\vec{f}_r = [f_{r1} \ f_{r2} \ \dots \ f_{rm} \ f_e]^T.$$

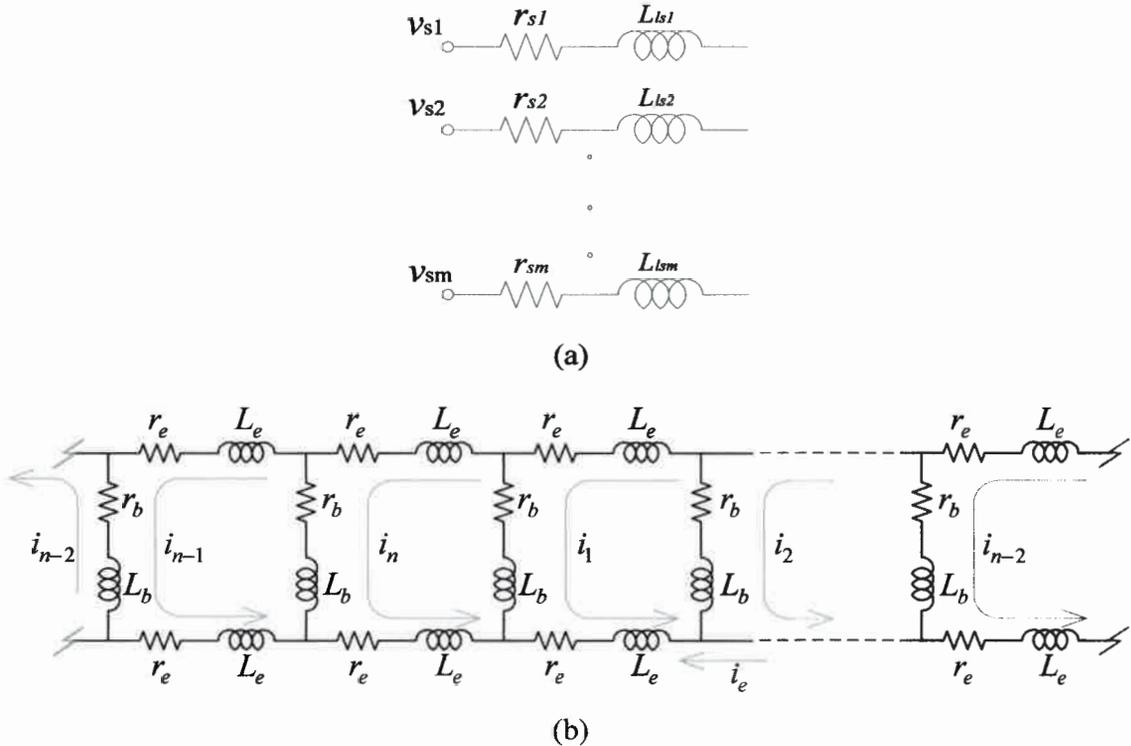


Figura 2-2. Circuitos equivalentes. (a) Estátor. (b) Rotor.

Las matrices de inductancia \underline{L}_{ss} , \underline{L}_{sr} , \underline{L}_{rr} describen el acoplamiento magnético entre cada uno de los circuitos de estátor y rotor. Se considera que los circuitos formados por los anillos del rotor **no están acoplados magnéticamente** con los circuitos de estátor y que sólo están **acoplados a los de rotor** a través de las inductancias de dispersión.

A partir de (2.1) la ecuación de tensión para un circuito cualquiera k del estátor puede escribirse como:

$$v_{s,k} = i_{s,k} r_{s,k} + p \lambda_{s,k}, \quad (2.2)$$

donde el operador p denota la derivada con respecto al tiempo.

Asumiendo que todos los lazos de rotor y estátor están acoplados magnéticamente entre sí, el flujo enlazado por el k^{mo} circuito de estátor ($\lambda_{s,k}$) puede escribirse como la suma de los aportes de estátor y rotor de la siguiente manera:

$$\lambda_{s,k} = \lambda_{ss,k} + \lambda_{sr,k}.$$

Donde el flujo enlazado por el lazo k de estátor debido a los flujos de estátor ($\lambda_{ss,k}$) viene dado por:

$$\begin{aligned} \lambda_{ss,k} &= i_{s,1}L_{ss,k1} + i_{s,2}L_{ss,k2} + \dots + i_{s,m}L_{ss,km}, \\ \lambda_{ss,k} &= \begin{bmatrix} L_{ss,k1} & L_{ss,k2} & \dots & L_{ss,km} \end{bmatrix} \cdot \vec{i}_s. \end{aligned} \quad (2.3)$$

De manera semejante el flujo enlazado por el lazo k de estátor debido a las corrientes de rotor ($\lambda_{sr,k}$) puede escribirse como:

$$\begin{aligned} \lambda_{sr,k} &= i_{r,1}L_{sr,k1} + i_{r,2}L_{sr,k2} + \dots + i_{r,n}L_{sr,kn} + i_e L_{se} \\ \lambda_{sr,k} &= \begin{bmatrix} L_{sr,k1} & L_{sr,k2} & \dots & L_{sr,kn} & L_{se} \end{bmatrix} \cdot \vec{i}_r, \end{aligned} \quad (2.4)$$

donde los elementos $L_{sr,kj}$ representan la inductancia mutua entre el circuito k de estátor y el j de rotor.

Las expresiones (2.2) a (2.4) son válidas para cada uno de los m circuitos de estátor, por lo tanto la matriz de inductancias de estátor (\underline{L}_{ss}) resulta de dimensión $m \times m$ y viene dada por:

$$\underline{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ss,11} & L_{ss,12} & \dots & L_{ss,1m} \\ L_{ss,21} & L_{ss,22} & \dots & L_{ss,2m} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ L_{ss,m1} & L_{ss,m2} & \dots & L_{ss,mm} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

Cada una de las inductancias $L_{ss,ij}$ describe el acoplamiento mutuo entre el lazo i y el j de estátor. Las $L_{ss,ii}$ corresponden a las inductancias propias de cada lazo y están compuestas por la inductancia de magnetización más la de dispersión correspondiente, esto es $L_{ss,ii} = L_{mag} + L_{ls}$

La matriz de resistencias \underline{R}_s es una matriz diagonal que viene dada por:

$$\underline{R}_s = \begin{bmatrix} r_{s,1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & r_{s,2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_{s,m} \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

donde $r_{s,i}$ representa la resistencia del circuito i^{mo} del estátor.

Usando la regla de las tensiones de Kirchoff para la malla k^{ma} , (figura 2.2 (b)) formada por dos barras consecutivas y las porciones de anillos correspondientes, la ecuación de tensión para el lazo k del rotor se puede escribir como:

$$i_{rk} 2(r_b + r_e) - i_{r(k+1)} r_b - i_{r(k-1)} r_b - i_e r_e + p \lambda_{r,k} = 0. \quad (2.7)$$

Semejante a lo expresado en (2.3) para el flujo de estátor, el flujo enlazado por el circuito k^{mo} de rotor ($\lambda_{r,k}$) puede pensarse igualmente compuesto por dos partes; una producida por la circulación de corriente en el estátor y otra debida a las corrientes propias del rotor, tal como se expresa en (2.8).

$$\lambda_{r,k} = \lambda_{rs,k} + \lambda_{rr,k}. \quad (2.8)$$

Donde $\lambda_{rs,k}$ y $\lambda_{rr,k}$ pueden escribirse como:

$$\lambda_{rs,k} = L_{rs,k1} i_{s,1} + L_{rs,k2} i_{s,2} + \cdots + L_{rs,km} i_{s,m} \quad (2.9)$$

$$\lambda_{rr,k} = L_{rr,k1} i_{r1} + \cdots + L_{rr,kk} i_{rk} + \cdots + L_{rr,kn} i_{rn} + 2(L_b + L_e) i_{rk} - L_b i_{r(k-1)} - L_b i_{r(k+1)} - L_e i_e. \quad (2.10)$$

Aquí $L_{rr,ki}$ describe el acoplamiento mutuo entre los lazos k e i del rotor y $L_{rs,kj}$ representa la inductancia mutua entre el lazo k del rotor y el circuito j del estátor.

Si se considera que todos los lazos del rotor son idénticos, las expresiones (2.7), (2.9) y (2.10) son válidas para todos los lazos y cualquier número de barras. Por lo tanto, las matrices de resistencias e inductancias de rotor pueden escribirse de forma general como:

$$\underline{R}_r = \begin{bmatrix} 2(r_b + r_e) & -r_b & 0 & \cdots & 0 & -r_b & -r_e \\ -r_b & 2(r_b + r_e) & -r_b & \cdots & 0 & 0 & -r_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -r_b & 0 & 0 & \cdots & -r_b & 2(r_b + r_e) & -r_e \\ -r_e & -r_e & -r_e & \cdots & -r_e & -r_e & nr_e \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\underline{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_{rr,11} & L_{rr,12} & \cdots & L_{rr,1n} & -L_e \\ L_{rr,21} & L_{rr,22} & \cdots & L_{rr,2n} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{rr,n1} & L_{rr,n2} & \cdots & L_{rr,n4} & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix} \begin{cases} L_{rij} = L_{mag,i} + 2(L_b + L_e) & \text{para } j = i \\ L_{rij} = L_{rij} - L_b & \text{para } j = i \pm 1 \\ L_{rij} = L_{rij} & \text{para } j \neq i \pm 1 \end{cases} \quad (2.12)$$

sabiendo que

si $i-1 < 1 \Rightarrow j = n$

si $i+1 > n \Rightarrow j = 1$

donde $L_{mag,i}$ es la inductancia de magnetización correspondiente al lazo i .

La última fila tanto de la matriz \underline{R}_r como \underline{L}_{rr} surge de plantear la ecuación de las tensiones para la malla correspondiente a uno de los anillos de cortocircuito. Se puede demostrar [132] que, si los anillos de cortocircuito están completos, la corriente en los mismos es nula ($i_e = 0$), por lo que es posible suprimir directamente las filas y columnas correspondientes en \underline{R}_r y \underline{L}_{rr} .

Finalmente la matriz \underline{L}_{sr} viene dada por:

$$\underline{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sr,11} & L_{sr,12} & \cdots & L_{sr,1n} & L_{se} \\ L_{sr,21} & L_{sr,22} & \cdots & L_{sr,2n} & L_{se} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{sr,m1} & L_{sr,m2} & \cdots & L_{sr,mn} & L_{se} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Debido a la conservación de la energía se cumple que $\underline{L}_{rs} = \underline{L}_{sr}^T$. Dado que se asumió que no existe acoplamiento magnético entre los circuitos de estátor y los anillos de rotor, debido a que se encuentran en planos perpendiculares, $L_{se} = 0$.

Es necesario aclarar además que el flujo enlazado por un circuito cualquiera del estátor, debido a la circulación de corriente en el rotor y viceversa, depende de la posición relativa entre ambos. Por lo tanto, la matriz $\underline{L}_{sr} = \underline{L}_{rs}^T$ presentada en (2.13) resulta igualmente dependiente de la posición del rotor θ_r . Por otra parte, las matrices \underline{L}_{ss} y \underline{L}_{rr} que describen el acoplamiento mutuo entre los lazos de estátor y los de rotor presentarán valores constantes siempre que el entrehierro sea uniforme, de lo contrario también serán dependientes de θ_r .

2.2.2 Dinámica mecánica

La dinámica mecánica de la máquina depende directamente de la naturaleza de la carga acoplada a la misma. En este trabajo se asume que el par electromagnético producido por el motor se emplea para vencer simplemente el par debido al momento de inercia más un par de carga externo T_{ext} , el cual se supone completamente conocido.

Si se desprecian los efectos introducidos por la fricción y la ventilación, la ecuación de la dinámica mecánica se puede escribir como:

$$\begin{cases} \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}(T_{em} - T_{ext}) \\ \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \end{cases} \quad (2.14)$$

donde J es el momento de inercia del conjunto motor-carga, T_{em} es el par electromagnético de la máquina y ω_r la velocidad angular del rotor.

El método de la energía es una formulación útil para calcular fuerzas y pares en sistemas de conversión de energía electromecánica complejos [33][37]. Mediante este método, el par electromagnético desarrollado por una máquina rotativa puede obtenerse a partir de la derivada de la energía almacenada en el circuito magnético W_{fld} o de la coenergía W_{co} . Los resultados que se obtienen son exactamente iguales ya sea que se utilice W_{fld} o W_{co} , aunque el empleo de la coenergía resulta más simple desde el punto de vista analítico en determinadas situaciones.

Para el caso general de un sistema de conversión de energía electromagnético con excitación múltiple, el par electromagnético desarrollado puede obtenerse como:

$$T_{em} = \left. \frac{\partial W_{co}(I_1, I_2, \dots, \theta_r)}{\partial \theta_r} \right|_{(I_1, I_2, \dots, I_n = cte)}. \quad (2.15)$$

Para poder evaluar (2.15) es necesario conocer la expresión para la coenergía en función de las corrientes y de θ_r . En particular para un sistema lineal, tanto la energía como la coenergía resultan numéricamente iguales [33][37] y pueden expresarse para el MI en función de las inductancias propias y mutuas como:

$$W_{co} = \frac{1}{2} \vec{i}_s^T \underline{L}_{ss} \vec{i}_s + \vec{i}_s^T \underline{L}_{sr} \vec{i}_r + \frac{1}{2} \vec{i}_r^T \underline{L}_{rr} \vec{i}_r \quad (2.16)$$

Considerando uniformidad en el entrehierro, sólo el acoplamiento mutuo entre los circuitos de estátor y rotor resulta función de la posición de rotor. Por lo tanto, el par electromagnético puede escribirse como:

$$T_{em} = \vec{i}_s^T \frac{\partial \underline{L}_{sr}}{\partial \theta_r} \vec{i}_r. \quad (2.17)$$

En resumen, el modelo dinámico del motor queda formado por el conjunto de ecuaciones diferenciales y algebraicas que describen la dinámica eléctrica y magnética presentadas en (2.1) conjuntamente con (2.5), (2.6) y (2.11) a (2.13), más las correspondientes a la parte mecánica (2.14) y (2.17).

2.2.3 Modelo para tensiones de línea

En los sistemas trifásicos de potencia, los MI raramente poseen conexión de neutro, resultando imposible acceder a la medición de las tensiones de fase. Por lo tanto, para facilitar la comparación entre resultados obtenidos por simulación y experimentales es útil rescribir las ecuaciones del modelo (2.1) en función de las tensiones de línea. Considerando un motor trifásico con conexión estrella, bobinados en serie y n barras en el rotor las ecuaciones de tensiones y flujos de estátor (ecuación (2.1)) pueden expresarse en forma vectorial como:

$$\vec{v}_s = \underline{R}_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 \\ 0 & 0 & r_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix}$$
(2.18)

$$\vec{\lambda}_s = \underline{L}_{ss} \vec{i}_s + \underline{L}_{sr} \vec{i}_r \Rightarrow$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{sr,a1} & L_{sr,a2} & \dots & L_{sr,an} \\ L_{sr,b1} & L_{sr,b2} & \dots & L_{sr,bn} \\ L_{sr,c1} & L_{sr,c2} & \dots & L_{sr,cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix}.$$

Teniendo en cuenta que:

$$V_{ab} = V_a - V_b; \quad V_{bc} = V_b - V_c; \quad V_{ca} = V_c - V_a. \quad (2.19)$$

Es posible rescribir las ecuaciones (2.18) restando a cada fila la inmediata inferior tal como se muestra en (2.20):

$$\begin{bmatrix} v_a - v_b \\ v_b - v_c \\ v_c - v_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & -r_b & 0 \\ 0 & r_b & -r_c \\ -r_a & 0 & r_c \end{bmatrix} \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_a - \lambda_b \\ \lambda_b - \lambda_c \\ \lambda_c - \lambda_a \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_a - \lambda_b \\ \lambda_b - \lambda_c \\ \lambda_c - \lambda_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{aa} - L_{ab}) & (L_{ab} - L_{bb}) & (L_{ac} - L_{bc}) \\ (L_{ba} - L_{ca}) & (L_{bb} - L_{cb}) & (L_{bc} - L_{cc}) \\ (L_{ca} - L_{aa}) & (L_{cb} - L_{ab}) & (L_{cc} - L_{ac}) \end{bmatrix} \vec{i}_s + \dots \quad (2.20)$$

$$\dots + \begin{bmatrix} (L_{sr,a1} - L_{sr,b1}) & (L_{sr,a2} - L_{sr,b2}) & \dots & (L_{sr,an} - L_{sr,bn}) \\ (L_{sr,b1} - L_{sr,c1}) & (L_{sr,b2} - L_{sr,c2}) & \dots & (L_{sr,bn} - L_{sr,cn}) \\ (L_{sr,c1} - L_{sr,a1}) & (L_{sr,c2} - L_{sr,a2}) & \dots & (L_{sr,cn} - L_{sr,an}) \end{bmatrix} \vec{i}_r$$

Reordenando,

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & -r_b & 0 \\ 0 & r_b & -r_c \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \vec{i}_s + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ab} \\ \lambda_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ab} \\ \lambda_{bc} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (L_{aa} - L_{ab}) & (L_{ab} - L_{bb}) & (L_{ac} - L_{bc}) \\ (L_{ba} - L_{ca}) & (L_{bb} - L_{cb}) & (L_{bc} - L_{cc}) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \vec{i}_s + \begin{bmatrix} \underline{L}_{sr,a} - \underline{L}_{sr,b} \\ \underline{L}_{sr,b} - \underline{L}_{sr,c} \\ \underline{0} \end{bmatrix} \vec{i}_r$$

En (2.21) las sub-matrices $\underline{L}_{sr,j}$ con $j=a,b,c$ tienen dimensión $[1 \times n]$ y contienen las inductancias mutuas entre cada fase del estátor y cada uno de los lazos de rotor.

Cada una de las ecuaciones del sistema (2.20) se obtuvo como una combinación lineal de las ecuaciones (2.18). Este procedimiento sólo proporciona dos ecuaciones linealmente independientes, ya que la tercera es una combinación de las dos primeras. La ecuación faltante para poder resolver el sistema puede obtenerse planteando sumatoria de corrientes en el nodo central de las bobinas del estátor, suponiendo que las mismas están conectadas en estrella. De no existir conexión de neutro se cumple que:

$$i_a + i_b + i_c = 0. \quad (2.22)$$

Esta ecuación está representada por la tercera fila del sistema (2.21).

Finalmente, el modelo del MI empleando tensiones de línea queda formado por las ecuaciones de tensiones y flujos de estátor dadas en (2.21) y las correspondientes al rotor (2.1) más las asociadas a la dinámica mecánica (2.14) y (2.17).

2.3. Cálculo de las inductancias empleando serie de Fourier

Para el cálculo de las inductancias del modelo se propone emplear el método de las funciones de bobinado [49]-[51]. Sean i y j dos circuitos cualesquiera acoplados magnéticamente entre sí, tal como se muestra en la figura 2.3, la inductancia mutua entre ambos viene dada por:

$$L_{ij}(\theta_r) = \mu_0 r_0 \int_0^{2\pi} \int_0^l n_i(\phi, \theta_r, z) N_j(\phi, \theta_r, z) g^{-1}(\phi, \theta_r, z) dz d\phi, \tag{2.23}$$

donde $g^{-1}(\phi, \theta_r, z)$ representa el inverso de la función de entrehierro, r_0 el radio medio del entrehierro y l la longitud del núcleo.

Por su parte, $n_i(\phi, \theta_r, z)$ y $N_j(\phi, \theta_r, z)$ representan la distribución y función de bobinados, respectivamente.

En la figura 2.3 la variable z ubica los puntos a lo largo del eje longitudinal mientras que θ_r posiciona el rotor respecto a un referencial fijo al estátor. Por su parte ϕ posiciona los puntos del estátor medidos a partir del mismo referencial.

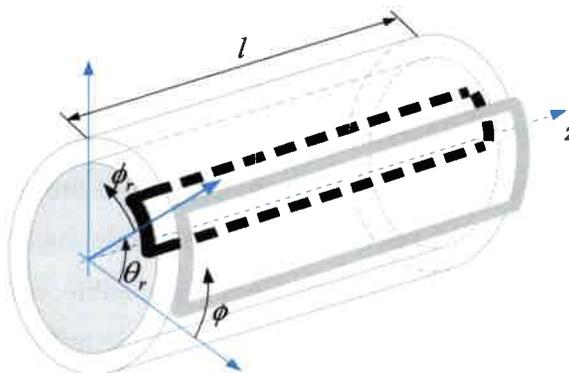


Figura 2-3. Lazos de estátor y rotor.

Si bien en la figura 2.3 los circuitos i y j pertenecen al rotor y estátor respectivamente, la expresión (2.23) es igualmente válida cuando ambos circuitos están en el estátor o rotor. La función de bobinados $N(\phi, \theta_r, z)$ se define como la *fmm* generada por el bobinado cuando por el mismo circula una corriente unitaria [133]. Si se considera que tanto el rotor como el estátor son lisos y que el entrehierro es uniforme, la función de bobinados resulta igual a la distribución de bobinados aunque sin valor medio[58][60]. Por lo tanto es posible obtenerla directamente a partir de la disposición propia de cada uno de los bobinados.

Sin embargo, cuando las condiciones de uniformidad del entrehierro no se cumplen, por ejemplo al considerar excentricidad, la obtención de $N(\phi, \theta_r, z)$ a partir de $n(\phi, \theta_r, z)$ no es directa. En [62] se propuso una expresión para determinar la función de bobinados que permite considerar asimetrías en el entrehierro tanto axiales como radiales. Según [62] la función de bobinado de un circuito en particular puede obtenerse como:

$$N(\phi, \theta_r, z) = n(\phi, \theta_r, z) - \dots - \frac{1}{2\pi l \langle g^{-1}(\phi, \theta_r, z) \rangle} \int_0^{2\pi} \int_0^l n(\phi, \theta_r, z) \cdot g^{-1}(\phi, \theta_r, z) dz d\phi. \quad (2.24)$$

Donde $\langle g^{-1}(\phi, \theta_r, z) \rangle$ denota el valor medio de la función inversa de entrehierro y viene dado por:

$$\langle g^{-1}(\phi, \theta_r, z) \rangle = \frac{1}{2\pi l} \int_0^{2\pi} \int_0^l g^{-1}(\phi, \theta_r, z) dz d\phi. \quad (2.25)$$

Empleando las expresiones (2.23) a (2.25) es posible obtener las inductancias del modelo presentado en la (2.1) considerando cualquier distribución de bobinados, y sin ninguna restricción en cuanto a la simetría en el entrehierro.

Una manera de realizar el cálculo de estas inductancias consiste en describir $N(\phi, \theta_r, z)$ y $n(\phi, \theta_r, z)$ como funciones continuas por partes y remplazarlas en (2.23) [49]. Esta metodología proporciona las inductancias de acoplamiento propias y mutuas entre cada circuito de estátor y de rotor L_{ij} . Luego teniendo en cuenta las conexiones de cada uno de los circuitos que forman las distintas fases, es posible obtener las inductancias propias y mutuas para cada una de las fases. Por ejemplo, sean dos fases s y t compuestas por w_s y w_t circuitos respectivamente, la inductancia mutua L_{st} puede obtenerse a partir de la inductancia mutua entre cada circuito ($L_{st,ij}$) haciendo:

$$L_{st} = \sum_{i=1}^{w_s} \sum_{j=1}^{w_t} \pm L_{st,ij}. \quad (2.26)$$

El signo de cada término dependerá de cómo estén conectados los circuitos en cuestión. Un método alternativo para calcular las inductancias del modelo es expandiendo las distribuciones de bobinado en series de Fourier, semejante a lo planteado en [134]. Esta metodología permite analizar de un modo más general el contenido armónico de las inductancias y determinar de qué manera influyen las distintas topologías de bobinados

sobre las mismas. En los apartados siguientes se describe el cálculo de las inductancias empleando esta metodología.

2.3.1 Distribución de los bobinados del estátor

Para el cálculo de las inductancias se asumirá un MI trifásico de P pares de polos con n barras en el rotor y un bobinado de estátor en serie distribuido en q bobinas por fase y por polo. Se asumirá además que el entrehierro es uniforme y que el rotor y estátor son lisos y sin cruzamiento.

En la figura 2.4 se muestra la función de bobinados para una fase de estátor. La configuración mostrada en esta figura corresponde a un bobinado de paso completo y con igual número de espiras en cada paquete de bobinas. En esta figura, γ_s es el ángulo de paso de ranuras de estátor y N_t es el número de espiras por fase y por polo.

El paso de ranuras (γ_s) viene dado por:

$$\gamma_s = \frac{2\pi}{S_s}, \tag{2.27}$$

donde S_s es el número de ranuras del estátor.

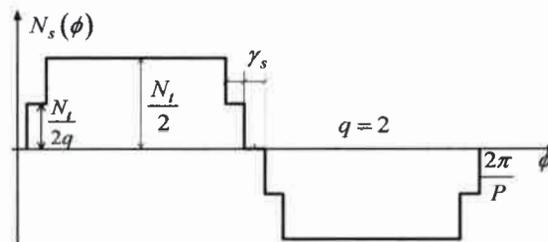


Figura 2-4. Función de bobinado de estátor.

Expresando la función de bobinado de la figura 2.4 en serie de Fourier, de un modo similar al utilizado en [133] para describir la *fmm*, es posible escribir $N_s(\phi)$ como:

$$N_s(\phi) = \frac{2}{\pi} \frac{N_t}{P} \sum_{\substack{v=1 \\ v \text{ impar}}}^{\infty} \frac{k_{dv} k_{pv}}{v} \text{sen}(vP(\phi - \xi_i)), \tag{2.28}$$

donde ξ_i es el ángulo de fase.

En (2.28), k_{dv} representa el factor de distribución dado por (2.29) y k_{pv} es el factor de paso dado en (2.30).

$$k_{dv} = \frac{\text{sen}\left(\frac{vqP\gamma_s}{2}\right)}{q \text{sen}\left(\frac{vP\gamma_s}{2}\right)}, \quad v \text{ impar} \tag{2.29}$$

$$k_{pv} = \cos\left(\frac{vqP\gamma_s}{2}\right), \quad v \text{ impar.} \tag{2.30}$$

Finalmente la amplitud de cada armónico de la distribución de bobinados puede expresarse como:

$$N_{s,v} = \frac{2 N_t k_v}{\pi P v}, \quad v \text{ impar}, \tag{2.31}$$

donde k_v es el factor de bobinado [133] y viene dado por:

$$k_v = k_{dv} k_{pv}. \tag{2.32}$$

Si las ranuras del estátor o las barras de rotor poseen cruzamiento, es posible incluir este efecto en la función de bobinado como un nuevo factor k_{skw} que afecta a cada armónico [133].

Para el caso de un MI trifásico, las funciones de bobinado correspondientes a las distintas fases pueden obtenerse desfasando (2.28) seleccionando $\xi_i = 0, +120, -120$ (grados eléctricos) según corresponda.

Analizando (2.29) y (2.30) es claro que las diferentes configuraciones de bobinados afectan directamente el contenido armónico de la función de bobinados. En las figuras 2.5 y 2.6 se presenta a modo de ejemplo la función de bobinados para dos configuraciones diferentes, una con 2 bobinas por fase y por polo (fig. 2.5) y la otra con 8 (fig. 2.6).

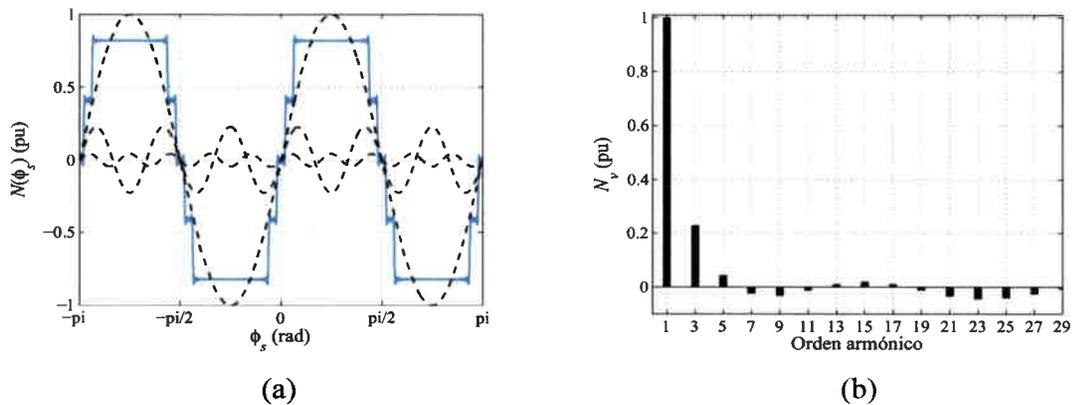


Figura 2-5. Configuración A: $P = 2$, $q = 2$ $phb = 60^\circ$, $N_t = 1$; (a) Distribución. (b) Contenido armónico

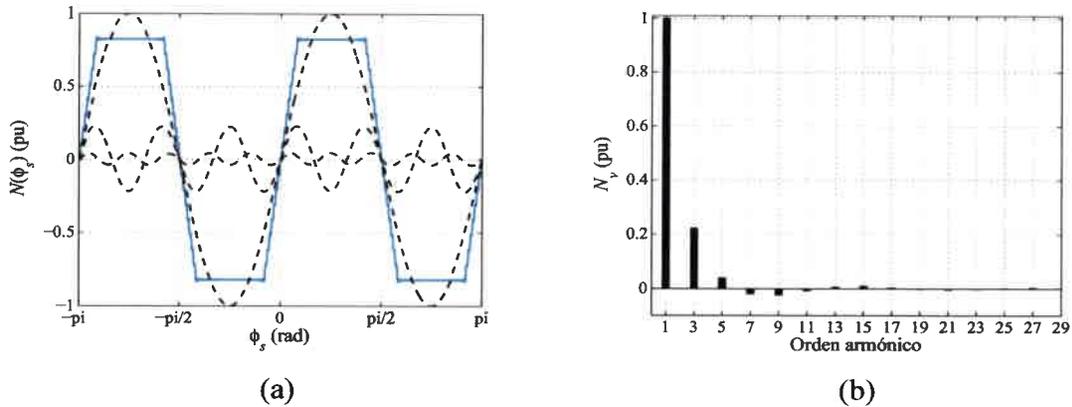


Figura 2-6. Configuración B: $P = 2$, $q = 8$ $phb = 60^\circ$, $N_t = 1$. (a) Distribución. (b) Contenido armónico.

En la parte (a) de las figuras 2.5 y 2.6 se muestra (en línea llena) la distribución de bobinados empleando los 100 primeros términos de la serie (2.28) y en forma separada los armónicos 1, 3 y 5 (en línea de trazos). En la parte (b) de dichas figuras se muestra la amplitud de los primeros 29 armónicos de la distribución, expresados en pu de la componente fundamental. De estas figuras se puede observar que los armónicos 3 y 5 son los más importantes.

En los motores trifásicos la banda de fase “*phase belt*” ($phb = 2Pq\gamma_s$) más comúnmente utilizada es de 60° y en algunos casos 120° . Para motores bifásicos por el contrario suele utilizarse normalmente 90° y en algunos casos 180° [135]. Resulta interesante remarcar que para estas configuraciones más usuales el porcentaje de 5^{to} y 7^{mo} armónico de la distribución no se ve significativamente afectado.

En la Tabla 2.1 se muestra la componente de quinto armónico de la distribución para diferentes configuraciones de bobinados, expresada en porcentaje de la componente fundamental. Como se puede observar, el 5^{to} armónico prácticamente no varía con el phb ni con el número de bobinas por polo (q). Esta característica resulta de interés para el diagnóstico de fallas. Tal como se discutirá en el capítulo siguiente, en el espectro de la corriente de un motor con barras rotas aparecen componentes directamente asociadas a la existencia de estos armónicos en la distribución.

Tabla 2.1. 5^{to} armónico de la función de bobinados ($N_{s,5}/N_{s,1}$ [%]).

q	Phase Belt ($2Pq\gamma_s$)			
	60°	90°	120°	180°
1	5.36	8.28	20.00	20.00
2	4.29	4.69	5.36	8.28
3	4.12	4.29	4.53	5.36
4	4.07	4.16	4.29	4.69
5	4.04	4.10	4.18	4.42
∞	4.00	4.00	4.00	4.00

2.3.2 Distribución de los lazos del rotor

En la figura 2.7 (a) se muestra la distribución de bobinados para un lazo del rotor considerando uniformidad axial (sin cruzamiento). Esta distribución puede escribirse en serie de Fourier de la forma indicada en (2.33).

$$n(\phi_r) = a_0 + \sum_{u=1}^{\infty} a_u \cos(u\phi_r), \tag{2.33}$$

donde ϕ_r está referido al rotor (Ver figura 2.3).

Los coeficientes de la serie (2.33) vienen dados por:

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{\gamma_r}{\pi} \\ a_u &= \frac{2}{u\pi} \text{sen}(u\gamma_r / 2). \end{aligned} \tag{2.34}$$

Siendo γ_r el paso de ranuras de rotor dado por:

$$\gamma_r = \frac{2\pi}{S_r}. \tag{2.35}$$

S_r representa el número de ranuras o barras del rotor.

Teniendo en cuenta que $\phi = \theta_r + \phi_r$, la distribución de bobinados para el i^{mo} lazo del rotor puede escribirse finalmente como:

$$n_{r,i}(\theta_r, \phi) = a_0 + \sum_{u=1}^{\infty} a_u \cos(u(\phi - \theta_r - (i-1)\gamma_r)), \tag{2.36}$$

donde $i = 1, \dots, n$.

La función de bobinados para los lazos de rotor se obtiene simplemente a partir de (2.36) sin considerar el término a_0 .

En la parte (a) de la figura 2.7 se muestra la distribución de bobinados de rotor y en la parte (b) la función de bobinados empleando 20 términos de la serie (2.36).

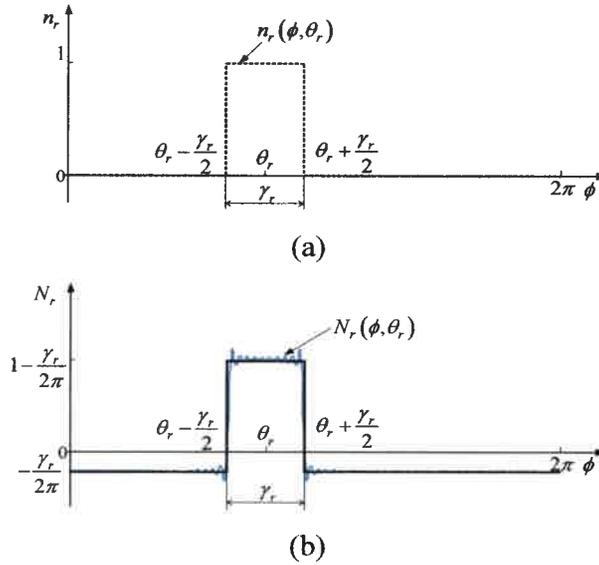


Figura 2-7. Distribución espacial de bobinados (a) y función de bobinados (b), correspondientes a un lazo de rotor.

2.3.3 Inductancias propias y mutuas de estátor y rotor

A partir de las funciones de bobinados de estátor y rotor (ecuaciones (2.28) y (2.36)) determinadas en el apartado anterior y la expresión (2.23) para L_{ij} es posible obtener las inductancias propias y mutuas tanto de estátor como de rotor.

Inductancias de estátor

La inductancia propia para una fase del estátor resulta:

$$L_{ss,ii} = 4 \frac{\mu_0 r_0 l}{g\pi} \frac{N_t^2}{P^2} \sum_{\substack{v=1 \\ v \text{ impar}}}^{\infty} \left(\frac{k_v}{v} \right)^2. \quad (2.37)$$

La expresión anterior puede describirse como:

$$L_{ss,ii} = \underbrace{\frac{\mu_0 r_0 l \pi}{g} \left(\frac{N_s}{2} \right)^2}_{L_{ms}^l \text{ (senoidal)}} + \frac{4\mu_0 r_0 l N_t^2}{g\pi P^2} \sum_{\substack{v=3 \\ v \text{ impar}}}^{\infty} \left(\frac{k_v}{v} \right)^2, \quad (2.38)$$

N_s representa un número equivalente de espiras tal que, un bobinado distribuido senoidalmente con N_s espiras produciría una fmm del mismo valor que la componente fundamental del bobinado real [37]. N_s puede expresarse como:

$$N_s = 4N_t k_1 / \pi P, \quad (2.39)$$

donde k_1 representa el factor de bobinados para la fundamental.

Finalmente la inductancia propia de la fase a , por ejemplo, puede escribirse de la manera expresada en (2.40). Bajo las condiciones de uniformidad impuestas al entrehierro, las inductancias propias de las fases b y c resulta iguales a (2.40), esto es $L_{bb} = L_{cc} = L_{aa}$.

$$L_{aa} = L_{ss,ii} + L_{ls} \quad (2.40)$$

La inductancia mutua entre fases de estátor $L_{ss,ij}$ resulta:

$$L_{ss,ij} = 4 \frac{\mu_0 r_0 l}{g \pi} \frac{N_t^2}{P^2} \sum_{\substack{v=1 \\ v \text{ impar}}}^{\infty} \left(\frac{k_v}{v} \right)^2 \cos(v \xi_i) \Rightarrow \quad (2.41)$$

$$L_{ss,ij} = -\frac{1}{2} L_{ms}^l + 4 \frac{\mu_0 r_0 l}{g \pi} \frac{N_t^2}{P^2} \sum_{\substack{v=3 \\ v \text{ impar}}}^{\infty} \left(\frac{k_v}{v} \right)^2 \cos(v \xi_i).$$

Debido a la simetría del circuito considerado, las inductancias mutuas entre todas las fases son iguales a (2.41), esto es $L_{ac} = L_{bc} = L_{ab} = L_{ss,ij}$.

Inductancias de rotor

Empleando (2.36) y (2.23) la inductancia propia de los lazos del rotor puede escribirse como:

$$L_{rr,11} = \frac{\mu_0 r_0 l \pi}{g} \sum_{u=1}^{\infty} \alpha_u^2 = \frac{\mu_0 r_0 l 4}{g \pi} \sum_{u=1}^{\infty} \left(\frac{\sin(u \gamma_r / 2)}{u} \right)^2 \quad (2.42)$$

La expresión (2.42) puede reducirse a:

$$L_{rr,11} = \frac{\mu_0 r_0 l}{g} \left(1 - \frac{\gamma_r}{2\pi} \right) \gamma_r. \quad (2.43)$$

Finalmente la inductancia propia, por ejemplo para el lazo 1, puede escribirse como en (2.44), donde L_{lr} representa la inductancia de dispersión de rotor.

$$L_{r11} = L_{rr,11} + L_{lr}. \quad (2.44)$$

Bajo las condiciones de uniformidad impuestas al entrehierro, las inductancias propias correspondientes a los demás lazos resultan iguales a (2.44), esto es $L_{rr,ii} = L_{rr,11}$ con $i = 1, 2, \dots, n$.

Mediante un procedimiento semejante al anterior pueden determinarse las inductancias mutuas para los lazos de rotor. Empleando (2.36) y (2.23), la inductancia entre dos lazos cualesquiera de rotor resulta:

$$L_{rr,ij} = -\frac{\mu_0 r_0 l \gamma_r^2}{g 2\pi}. \quad (2.45)$$

En el Apéndice A se presenta la deducción de la expresión (2.45).

Inductancias mutuas estátor-rotor

La inductancia mutua estátor-rotor entre la fase a y el lazo i^{mo} de rotor resulta:

$$L_{sr,ai}(\theta_r) = \frac{4\mu_0 r_0 l N_t}{\pi g P^2} \sum_{\substack{v=1 \\ v \text{ impar}}}^{\infty} \frac{k_v k_{bv}}{v^2} \text{sen}(vP\theta_r - v_i \gamma_r) \quad (2.46)$$

donde $v_i = (i-1)\gamma_r$. k_{bv} viene dado por:

$$k_{bv} = \text{sen}\left(vP \frac{\gamma_r}{2}\right). \quad (2.47)$$

La expresión (2.46) puede ser reescrita de la forma:

$$L_{sr,ai}(\theta_r) = \left(\frac{4k_{b1}}{\pi N_s P}\right) L_{ms}^1 \text{sen}(P\theta_r - v_i \gamma_r) + \dots \\ + \frac{4\mu_0 r_0 l N_t}{\pi g P^2} \sum_{\substack{v=3 \\ v \text{ impar}}}^{\infty} \frac{k_v k_{bv}}{v^2} \text{sen}(vP\theta_r - v_i \gamma_r). \quad (2.48)$$

A partir de (2.46) es posible determinar las inductancias mutuas entre la fase a y los restantes lazos del rotor simplemente desplazando espacialmente dicha expresión el ángulo correspondiente. De igual manera las inductancias entre las fases b y c y los lazos del rotor pueden obtenerse desplazando adecuadamente $[L_{sr,a1}, L_{sr,a2}, \dots, L_{sr,an}]$.

A modo de ejemplo en la figura 2.8 se presenta la inductancia mutua entre la fase a del estátor y un lazo de rotor (r_l) para el motor de inducción de 4 polos y 5.5 [kW] cuyos datos se detallan en la tabla D.1 del Apéndice D. Este motor posee un rotor con cuarenta barras y la disposición de bobinados de estátor como la presentada en la figura 2.1 (a).

En la parte (a) de la figura se muestra la inductancia en línea llena y en línea de trazos la componente fundamental de la misma. En la parte (b) de la figura 2.8 se muestra la inductancia y su derivada.

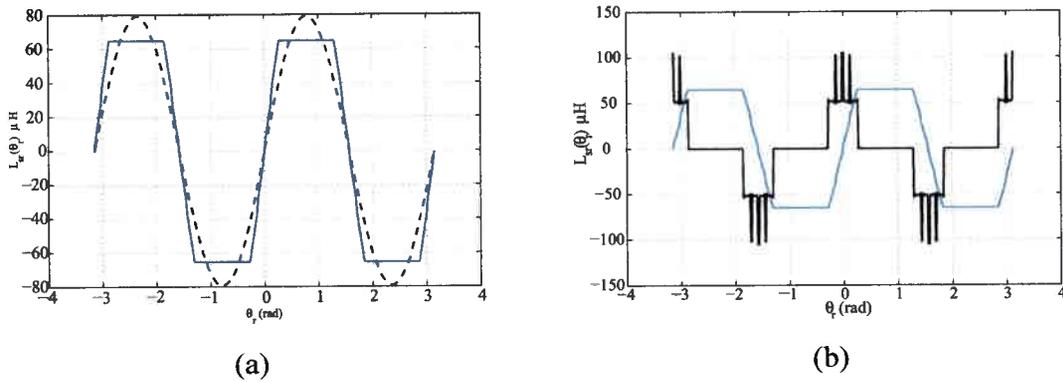


Figura 2-8. Inductancia mutua entre la fase a del estátor y el lazo 1 del rotor ($L_{sr,a1}$). (a) $L_{sr,a1}$ y la fundamental. (b) $L_{sr,a1}$ y su derivada.

Analizando (2.46) se observa que el contenido armónico de las inductancias mutuas estátor-rotor también depende directamente de las particularidades de la distribución de bobinados (k_v). En la figura 2.9 se comparan los primeros 21 armónicos tanto de la inductancia mutua como de la función de bobinados (k_{vL} y k_{vN}), en función del armónico fundamental de cada una. Como puede apreciarse en esta figura, cada armónico tanto de la distribución como de la inductancia, presentan prácticamente los mismos valores. Esto muestra que el contenido armónico de la inductancia tampoco varía en gran medida de una distribución de bobinado a otra.

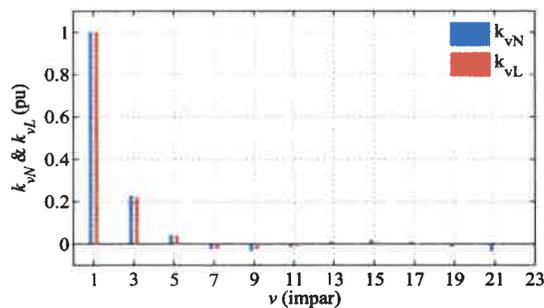


Figura 2-9. Variación de k_{vL} y k_{vN} con el orden del armónico en pu de k_{iL} y k_{iN} .

2.4. Modelado de asimetrías en el rotor. Barras rotas

El modelo de circuitos múltiplemente acoplados del MI presentado en las secciones precedentes considera el efecto de cada una de las barras del rotor en forma individual. Esto brinda gran flexibilidad para incluir las asimetrías introducidas por la rotura ya sea de las barras o de los anillos de rotor. En este trabajo de tesis, la inclusión de la rotura de una o más barras se implementó eliminando totalmente la rama correspondiente a la barra o porción de anillo fallada, semejante a lo propuesto en [53]. Al incluir de esta

forma la falla se asume que la barra fallada se encuentra aislada tanto del núcleo como de las barras y porciones de anillos restantes.

En la figura 2.10 se presenta el circuito equivalente del rotor cuando se retira la rama correspondiente a la barra n . Como puede observarse en la figura, se ha eliminado la corriente correspondiente al lazo n mientras que la corriente $n-1$ circula ahora por un lazo con el doble de longitud. Es de notar que sólo los parámetros asociados a la malla $n-1$ se ven afectados por la inclusión de la rotura de la barra, mientras que el resto de los lazos permanecen inalterados. Por lo tanto en el modelo sólo es necesario eliminar la ecuación correspondiente a la malla n y recalculer los parámetros de la ecuación $n-1$.

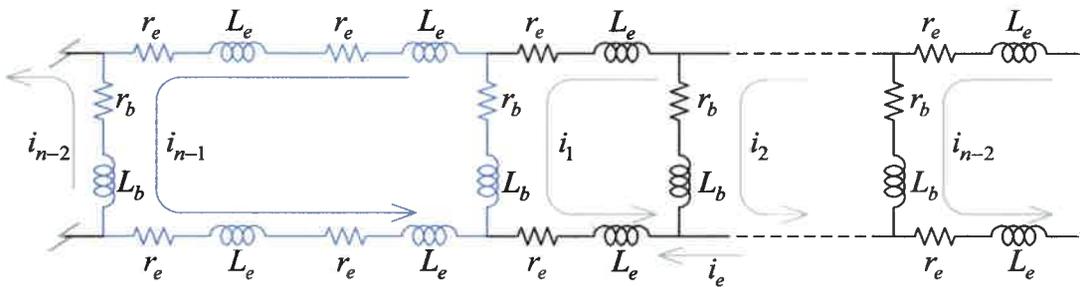


Figura 2-10. Circuito de rotor incluyendo la rotura de la barra n .

Es posible demostrar que bajo las consideraciones anteriores, al eliminar la rama n la matriz de resistencias del rotor queda formada de la siguiente manera:

$$R_r^{(n-1) \times (n-1)} = \begin{bmatrix} 2(r_b + r_e) & -r_b & 0 & \cdots & 0 & -r_b \\ -r_b & 2(r_b + r_e) & -r_b & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \cdots & 2(r_b + r_e) & -r_b \\ -r_b & 0 & 0 & \cdots & -r_b & 2(r_b + 2r_e) \end{bmatrix}. \tag{2.49}$$

Si comparamos (2.49) con (2.11) puede apreciarse que se ha eliminado la fila y la columna correspondiente a la malla n mientras que la resistencia del nuevo lazo $n-1$ se ha modificado. Debido a la simetría de la jaula, en (2.49) también se ha eliminado la ecuación correspondiente al lazo del anillo de cortocircuito.

De forma general, los elementos del nuevo lazo $(n-1)$ (fig. 2.10) pueden obtenerse a partir de los parámetros de los lazos n y $(n-1)$ correspondientes a la máquina sin falla. La columna y la fila $(n-1)$ de la matriz de resistencias (2.49) pueden obtenerse a partir de la matriz de resistencia del motor sano (2.11) sumando los elementos de la columna n con los de la $n-1$ y los de la fila n con los de la $n-1$ respectivamente [53]. Repitiendo

este proceso de reducción las veces que sea necesario es posible considerar cualquier número de barras rotas consecutivas.

Debido a que la inclusión de la rotura de barras en el rotor no afecta el acoplamiento mutuo entre las fases del estátor, la matriz \underline{L}_{ss} no se ve alterada. No ocurre lo mismo con las matrices \underline{L}_{rr} y \underline{L}_{sr} , las cuáles resultan modificadas de un modo semejante a lo presentado para la matriz de resistencia \underline{R}_r . Particularmente la matriz de inductancias propias y mutuas de los lazos del rotor \underline{L}_{rr} , eliminando la rama n , resulta:

$$\underline{L}_{rr}^{(n-1) \times (n-1)} = \begin{bmatrix} L_{m1} + 2(L_b + L_e) & L_{rr,12} - L_b & L_{rr,13} & \cdots & L_{rr,1(n-1)} + L_{rr,1n} - L_b \\ L_{rr,21} - L_b & L_{m2} + 2(L_b + L_e) & L_{rr,23} - L_b & \cdots & L_{rr,2(n-1)} + L_{rr,2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{rr,(n-1)1} + L_{rr,n1} - L_b & L_{rr,(n-1)2} - L_{rr,n2} & L_{rr,(n-1)3} - L_{rr,n3} & \cdots & L_{rr}^{\#} \end{bmatrix}, \quad (2.50)$$

donde:

$$L_{rr}^{\#} = L_{mr,(n-1)} + L_{mr,n} + L_{rr,(n-1)n} + L_{rr,n(n-1)} + 2(L_b + 2L_e).$$

Al igual que para el caso de la matriz de resistencias \underline{R}_r , en (2.50) se eliminaron las ecuaciones correspondientes al lazo n y al anillo de cortocircuito. Los elementos correspondientes al nuevo lazo $(n-1)$ se obtienen mediante el mismo proceso de reducción descrito para \underline{R}_r . Es importante remarcar que no es necesario recalcular las inductancias correspondientes al nuevo lazo doble, sino que se determinan a partir de las inductancias del motor sano tal como se observa en (2.50).

Aplicando un razonamiento análogo al presentado para \underline{L}_{rr} , la matriz de inductancias mutuas entre el estátor y rotor al incluir la rotura de la barra n puede expresarse como:

$$\underline{L}_{sr} = \underline{L}_{rs}^T = \begin{bmatrix} L_{sr,11} & L_{sr,12} & \cdots & L_{sr,1(n-1)} + L_{sr,1n} \\ L_{sr,21} & L_{sr,22} & \cdots & L_{sr,2(n-1)} + L_{sr,2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{sr,m1} & L_{sr,m2} & \cdots & L_{sr,m(n-1)} + L_{sr,mn} \end{bmatrix}, \quad (2.51)$$

Al igual que en (2.50) los valores de inductancia mutua para el nuevo lazo doble están compuestas por la suma de las inductancias correspondientes a los lazos n y $n-1$ del motor sano. La obtención de las matrices \underline{L}_{rr} y \underline{L}_{sr} para un mayor número de barras rotas se logra repitiendo el proceso de reducción mencionado.

Para el caso de barras rotas no consecutivas, si bien el proceso de reducción es más complejo, los parámetros de las matrices de resistencia e inductancia se pueden obtener igualmente a partir de los parámetros del motor sin falla. Estos modelos tanto para

barras rotas consecutivas como no consecutivas se emplearán en los capítulos posteriores para el análisis de las estrategias de detección propuestas.

2.5. Modelado de asimetrías mediante un modelo senoidal

En la mayoría de los motores trifásicos, especialmente los de mayor potencia, los bobinados de estátor están diseñados de modo tal que la distribución de fmm producida se acerque lo más posible a una onda senoidal. Por lo tanto, siempre que no se requiera contemplar específicamente los armónicos superiores de la distribución, resulta suficientemente preciso considerar que la máquina posee bobinados distribuidos senoidalmente tanto en el estátor como en el rotor.

El modelo senoidal del MI en variables $q-d$ se ha empleado ampliamente tanto para el análisis de sistemas de potencia como para evaluar el comportamiento de la máquina durante régimen transitorio [37]. Mediante este enfoque todos los armónicos espaciales a excepción del fundamental son despreciados. Los efectos de las particularidades tanto del devanado de estátor como de rotor no son tenidos en cuenta con este modelo y sólo es posible considerar el efecto sobre la componente fundamental mediante el número equivalente de espiras (N_r y N_s).

Considerando bobinados senoidales y realizando las mismas consideraciones simplificadoras planteadas en la sección 2.2, las ecuaciones de tensiones y flujos para el modelo del MI en un marco de referencia arbitrario $q-d$ pueden expresarse como [37]:

$$\begin{aligned}\vec{v}_{qd0s} &= \underline{R}_s \vec{i}_{qd0s} + \omega \vec{\lambda}_{dq0s} + p \vec{\lambda}_{qd0s} \\ \vec{v}'_{qd0r} &= \underline{R}'_r \vec{i}'_{qd0r} + (\omega - \omega_r) \vec{\lambda}'_{dq0r} + p \vec{\lambda}'_{qd0r},\end{aligned}\tag{2.52}$$

$$\begin{bmatrix} \vec{\lambda}_{qd0s} \\ \vec{\lambda}'_{qd0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{L}_{ss} & \underline{L}'_{sr} \\ \underline{L}'_{rs} & \underline{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_{qd0s} \\ \vec{i}'_{qd0r} \end{bmatrix}.$$

Donde ω es la velocidad angular del marco de referencia y las variables con tilde (') indican que están referidas al estátor mediante la relación de espiras (N_s / N_r).

Los vectores de flujo $\vec{\lambda}_{dq0s}$ y $\vec{\lambda}'_{dq0r}$ y las matrices \underline{L}_{ss} , \underline{L}'_{sr} , \underline{L}_{rr} están dadas por:

$$\begin{aligned}\vec{\lambda}_{dq0s} &= \begin{bmatrix} \lambda_{ds} & -\lambda_{qs} & 0 \end{bmatrix}^T \\ \vec{\lambda}'_{dq0r} &= \begin{bmatrix} \lambda'_{dr} & -\lambda'_{qs} & 0 \end{bmatrix}^T\end{aligned}\tag{2.53}$$

$$\underline{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}; \underline{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L'_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & L'_{lr} + \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & L'_{lr} \end{bmatrix}; \quad (2.54)$$

$$\underline{L}'_{sr} = \underline{L}'_{rs} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{ms} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{ms} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

L_{ls} es representa la inductancia de dispersión y L_{ms} está dada en (2.38).

Uno de los aspectos más atrayentes del modelo en variables $q-d$ es que la transformación planteada por Krause [37] elimina la dependencia de las inductancias mutuas estátor-rotor con la posición del rotor, tal como se puede apreciar en (2.54). Esto disminuye considerablemente el costo computacional requerido para implementar el modelo.

La deducción de las expresiones (2.52) a (2.54) así como la determinación de parámetros del modelo senoidal se encuentran ampliamente documentados en la literatura [37][38], por lo que no se incluyen en este trabajo de tesis. No obstante en el Apéndice C se presenta una metodología que permite obtener el modelo $q-d$ partiendo del modelo de circuitos múltiplemente acoplados [131]. Para esta deducción se emplea un procedimiento análogo al propuesto en [136] con la diferencia de que se parte de un modelo que incluye cruzamiento en las barras de rotor.

Modelo $q-d$ con asimetría en el rotor

La rotura de una o más barras de rotor provoca que durante el funcionamiento, la distribución de corrientes en el mismo sea asimétrica. Por lo tanto, la distribución de fmm generada por el rotor bajo estas condiciones resulta igualmente asimétrica y puede analizarse en función de las componentes de secuencia de la misma. En esencia, la rotura de barras provoca la aparición de una componente de secuencia negativa en la fmm de rotor con una frecuencia angular $-s\omega_s$ respecto del mismo. Esta componente produce en el estátor corrientes a frecuencia $(1-2s)\omega_s$ y oscilaciones en el par electromagnético.

Este efecto sobre la fmm de rotor puede reproducirse de manera aproximada mediante un modelo senoidal del MI introduciendo una asimetría en una de las fases de rotor, tal como se esquematiza en la figura 2.11 para un MI trifásico conectado en Y.

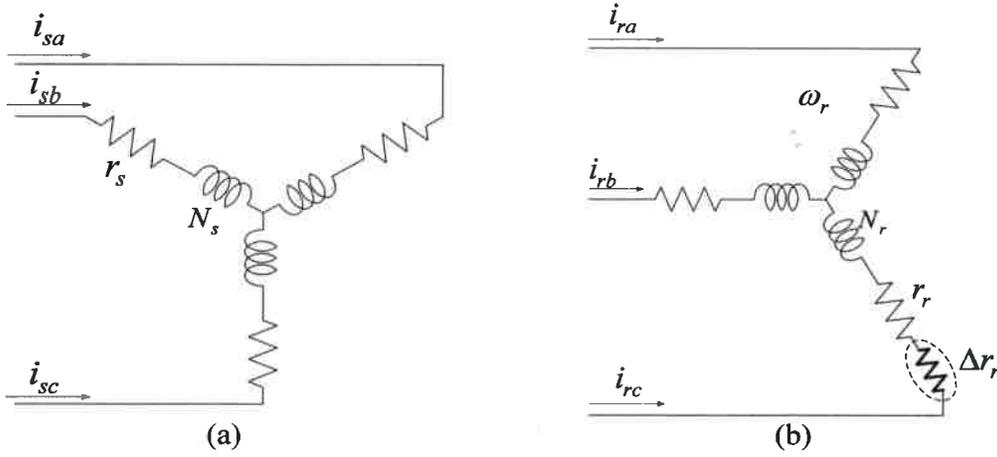


Figura 2-11. Modelo senoidal del MI con asimetría en el rotor. (a) Estátor, (b) Rotor

A partir del circuito mostrado en la figura 2.11 la matriz de resistencias de rotor puede reescribirse como:

$$\underline{R}_{r,abc}^* = \underline{R}_{r,abc} + \underline{\Delta R}_{r,abc} \Rightarrow$$

$$\underline{R}_{r,abc}^* = \begin{bmatrix} r_{r,a} & 0 & 0 \\ 0 & r_{r,b} & 0 \\ 0 & 0 & r_{r,c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Delta r_a & 0 & 0 \\ 0 & \Delta r_b & 0 \\ 0 & 0 & \Delta r_c \end{bmatrix}, \quad (2.55)$$

donde $\underline{R}_{r,abc}$ contiene la resistencias de las fases de rotor para la máquina simétrica, mientras que $\underline{\Delta R}_{r,abc}$ es la matriz de resistencias que permite incluir la falla. En general $\underline{\Delta R}_{r,abc}$ posee sólo un elemento de la diagonal diferente de cero, correspondiendo a la fase donde se desea incluir la asimetría.

Bajo esta nueva condición las ecuaciones de tensión para el rotor en un referencial arbitrario pueden reescribirse tal como se presenta en (2.56):

$$\left(\bar{\mathbf{v}}'_{qdr} - \bar{\Delta \mathbf{v}}'_{qdr} \right) = \underline{R}'_{qdr} \bar{\mathbf{i}}'_{qdr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dqr} + p \lambda'_{qdr}, \quad (2.56)$$

donde $\Delta \bar{\mathbf{v}}'_{qdr}$ viene dada por:

$$\begin{aligned} \bar{\Delta \mathbf{v}}'_{qdr} &= \underline{\Delta R}'_{qdr} \bar{\mathbf{i}}'_{qdr} \\ \underline{\Delta R}'_{qdr} &= \underline{K}_r \underline{\Delta R}_{r,abc} \underline{K}_r^{-1}, \end{aligned} \quad (2.57)$$

siendo \underline{K}_r y \underline{K}_r^{-1} las matrices de transformación a un referencial arbitrario [37].

Dado que los elementos de la diagonal de $\underline{\Delta R}_{r,abc}$ son diferentes entre sí, la matriz transformada $\underline{\Delta R}'_{qdr}$ en general va a contener términos seno-coseno dependiendo del referencial elegido.

La inclusión de fallas en el rotor de la forma planteada en (2.55) reproduce correctamente el comportamiento de las corrientes como así también las oscilaciones a dos veces la frecuencia de deslizamiento causadas tanto en el par como en la velocidad de la máquina [37]. Sin embargo, debido a que el modelo senoidal emplea parámetros concentrados, es complejo encontrar una interpretación física para el valor Δr_r . Esto resulta inconveniente cuando se necesita asociar dicho valor de asimetría con un número equivalente de barras rotas. Existen diversos trabajos en donde se proponen relaciones aproximadas entre Δr_r y la severidad de la falla [43] [44]. Particularmente en este trabajo se utilizará la relación planteada en [43] (2.58) para ajustar Δr_r .

$$\Delta r_r \approx \frac{3n_{bb}}{n} r_r, \quad (2.58)$$

donde n es el número de barras del rotor, n_{bb} es la cantidad de barras rotas consecutivas y r_r la resistencia de rotor.

Es necesario destacar que la aproximación dada por la expresión (2.58) es válida sólo cuando se considera un número de barras rotas (n_{bb}) relativamente pequeño comparado con el número de barras por polo de la máquina. Si el sector cubierto por las n_{bb} barras rotas se extiende más de un paso polar, el efecto predicho con el modelo senoidal empleando la expresión (2.58) es mayor que el efecto real sobre motor. Esto se debe a que Δr_r crece proporcionalmente conforme se incrementa n_{bb} . En [46] se propuso una corrección para tener en cuenta este efecto, aunque en la práctica resulta de poco interés considerar asimetrías tan grandes.

2.6. Desempeño del modelo de CMA del MI

A continuación se compara brevemente el desempeño del modelo de CMA del MI presentado en las secciones anteriores con el modelo en variables $q-d$ convencional [37]. Los parámetros empleados en ambos modelos se detallan en la tabla D.1 del apéndice D. En la figura 2.12 se muestra la evolución tanto de la velocidad como de la corriente de fase del MI durante el transitorio de arranque para el motor sin falla, obtenidas con el modelo $q-d$ (fig. 2.12 (a)) y con el modelo de CMA (fig. 2.12 (b)). Las simulaciones se realizaron con tensión nominal y en un tiempo igual a 0.8 (s) se aplicó un escalón de

carga de valor igual al nominal. Tal como puede observarse en la figura 2.12, el desempeño de ambos modelos es muy semejante tanto en vacío como en carga.

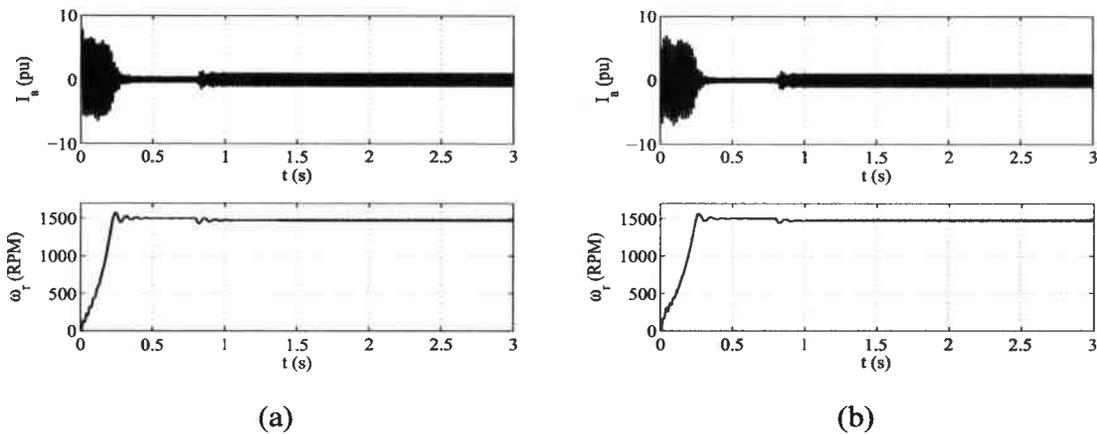


Figura 2-12. Corriente y velocidad durante el arranque obtenidas por simulación. (a) modelo $q-d$ y (b) modelo de CMA.

En la figura 2.13 se presenta el espectro de frecuencias de la corriente del MI en torno a la componente fundamental y a los armónicos 5^{to} y 7^{mo}, considerando falla en el rotor, obtenido en simulación con ambos modelos. La parte (a) de esta figura corresponde a los resultados obtenidos con el modelo senoidal del MI con una resistencia de rotor asimétrica ($\Delta r_r = 0.25r_r$) mientras que la parte (b) de dicha figura corresponde a los resultados obtenidos con el modelo de CMA con tres barras rotas. Como puede observarse, el espectro de la corriente en torno a la componente fundamental, obtenido con ambos modelos es muy semejante. En ambos casos aparecen las bandas laterales introducidas por la asimetría en el rotor. Sin embargo, al analizar el espectro de la corriente en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo} se puede observar que el comportamiento descrito por ambos modelos es diferente. En el espectro de la corriente obtenida con el modelo de CMA se puede apreciar que aparecen componentes por debajo del 5^{to} y 7^{mo} armónico que no existen en la corriente obtenida con el modelo senoidal. Estas componentes son introducidas por la interacción entre la asimetría del rotor y los armónicos de la distribución de bobinados tal como se analizará en el capítulo siguiente. En la figura 2.14 se muestra el espectro de frecuencias de la corriente de MI en torno a los armónicos de ranuras de rotor [60][71], obtenido mediante simulación con el modelo de CMA. La parte superior de esta figura corresponde al motor sano mientras que la parte inferior corresponde a un caso de 3 barras rotas. Como puede apreciarse, para el

caso de la máquina sana aparece en el espectro una componente a frecuencia $f_{RSH} \cong 930$ Hz que corresponde al primer armónico de ranuras de rotor [60][71]. La inclusión de la falla en el rotor provoca además la aparición de bandas laterales en torno a dichos armónicos [72]. Al igual que las componentes alrededor de los armónicos 5^{to} y 7^{mo}, estas componentes debidas a los armónicos de ranura de rotor no están presentes en el espectro obtenido con el modelo senoidal.

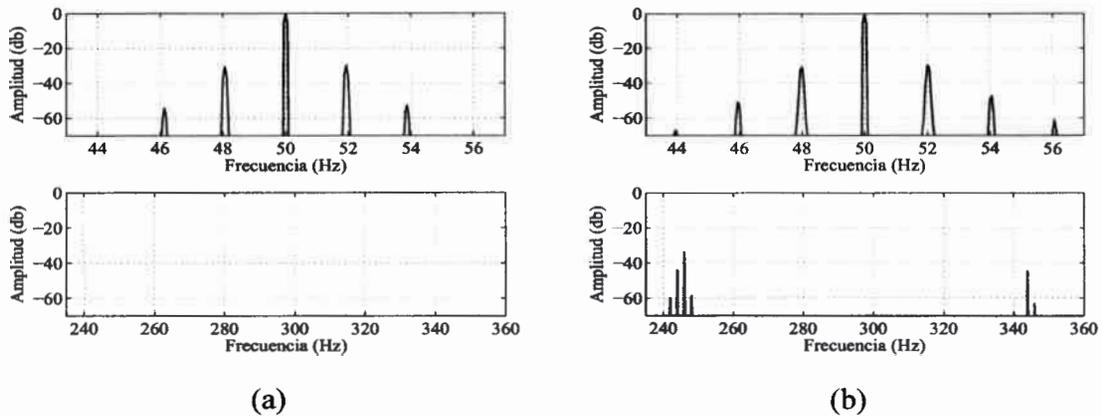


Figura 2-13. Espectro de frecuencias de la corriente del MI con asimetría en el rotor, obtenido en simulación. (a) Modelo senoidal y (b) modelo de CMA.

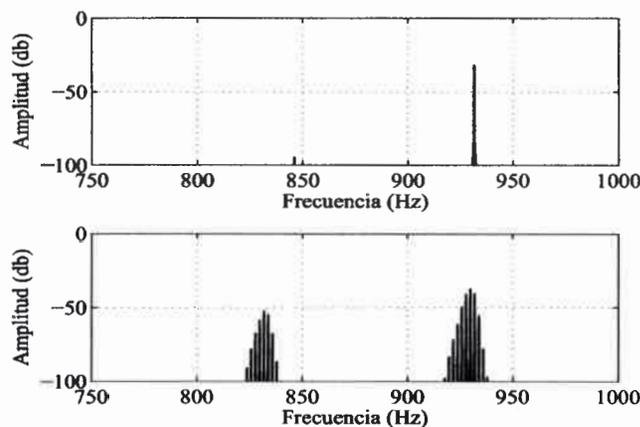


Figura 2-14. Espectro de la corriente del MI en torno a los armónicos de ranuras de rotor obtenido en simulación con el modelo de CMA.

Dado que el modelo de CMA permite considerar las barras del rotor, es posible analizar la distribución de corrientes en las mismas. A modo de ejemplo en la figura 2.15 se muestra el valor instantáneo de las corrientes en las barras del rotor para un caso sano y

otro donde las barras 18, 19 y 20 fueron removidas. En ambas figuras, las corrientes se muestran en *pu* de la corriente para el caso sano.

Tal como se puede observar en la figura 2.15, cuando el rotor no posee falla la distribución instantánea de corrientes en las barras es prácticamente sinusoidal. Sin embargo, para el caso de 3 barras rotas la distribución de corrientes deja de ser simétrica. En este caso, las corrientes en las barras adyacentes a las que presentan la falla son significativamente mayores a la que exhiben sin la falla. Por otro lado, las corrientes en las barras más alejadas de la falla prácticamente no se ven afectadas. Este comportamiento explica en parte, porqué la rotura de barras es una falla que en general se propaga sobre las barras contiguas conforme el motor sigue funcionando.

Resulta interesante mencionar que la falla en el rotor se incluyó de acuerdo a lo presentado en apartado 2.4, eliminado directamente las barras falladas. Esta metodología no contempla el efecto de las corrientes inter-laminares, las cuáles pueden reducir en parte el incremento de las corrientes de las barras adyacentes a las falladas [27][28].

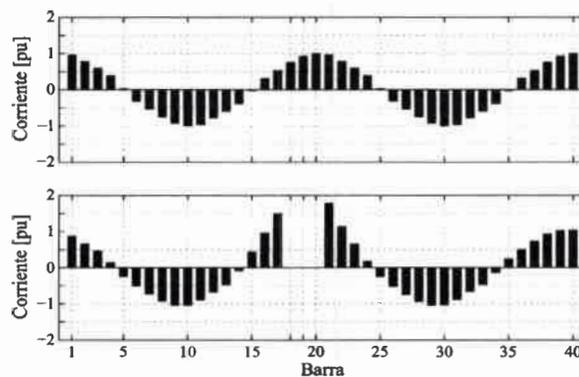


Figura 2-15. Corrientes instantáneas en las barras del rotor obtenidas con el modelo de CMA. Caso sano y con 3 barras rotas.

2.7. Discusión y conclusiones

En este capítulo se presentó un modelo del MI basado en circuitos múltiplemente acoplados que permite considerar todos los armónicos debidos a la distribución de bobinados en el estátor y las barras de rotor. Para el cálculo de las inductancias del modelo se empleó el método denominado aproximación de funciones de bobinado.

A diferencia de la mayoría de las propuestas existentes, en este trabajo se empleó expansiones en serie de Fourier para describir las distribuciones de bobinado en lugar de

realizarlo con funciones continuas por parte. Esto permitió visualizar en forma clara de qué modo repercuten las diferentes topologías de bobinados sobre el contenido armónico tanto de las distribuciones como de las inductancias del modelo. Los resultados obtenidos mostraron que para las configuraciones de bobinados más comúnmente utilizadas en motores industriales el contenido de 5^{to} armónico se mantiene prácticamente constante.

En este capítulo se describieron además las modificaciones necesarias para incluir en el modelo de CMA la rotura de barras o anillos de rotor. La inclusión de la falla se implementó eliminando la ecuación de la barra correspondiente. Se asumió igualmente que la barra fallada se encuentra aislada del núcleo y por lo tanto no se consideró el efecto de las corrientes inter-laminares.

Se presentó además una alternativa para simular la falla en el rotor empleando un modelo senoidal en variables $q-d$ con resistencias de rotor asimétricas. Esta metodología sólo permite reproducir en parte el efecto de la falla sobre las corrientes y el par electromagnético, pero posee las ventajas asociadas a la simplicidad y el bajo costo computacional del modelo senoidal. Finalmente se presentaron resultados de simulación obtenidos con el modelo de CMA y con el $q-d$. Se comparó además el desempeño de ambos modelos cuando se considera asimetría en el rotor. Los resultados obtenidos mostraron que **ambos** modelos reproducen correctamente la modulación en las corrientes de **alimentación** debidas a la falla en el rotor. Sin embargo, las componentes debidas a la **influencia** de los armónicos de la distribución de bobinados sólo pueden contemplarse con el modelo de CMA. Mediante este modelo se analizó, además, cómo se distribuyen las corrientes en las barras del rotor cuando existe una falla.

3. DETECCIÓN DE FALLAS EMPLEANDO LAS CORRIENTES DEL MI

3.1. Introducción

Existen numerosas propuestas para detección de fallas en MI, basadas en el análisis de la firma de la corriente. En particular, una de las primeras y más difundidas estrategias para la detección de barras rotas fue la utilización de las bandas laterales $(1 \pm 2ks)f_s$ alrededor de la componente fundamental (donde s es el deslizamiento y $k = 1, 2, \dots$) [11][21]. Aunque la amplitud de estas bandas depende de la severidad de la falla, se ven afectadas igualmente por diversos factores que enmascaran la presencia de las mismas dificultando el diagnóstico. Es conocido que variaciones en el estado de carga del motor, el momento de inercia del conjunto motor-carga [64] o la existencia de corrientes inter-laminares [28] repercuten marcadamente sobre la amplitud de estas bandas. Así mismo, oscilaciones en el par de carga o fluctuaciones de la tensión que producen parpadeo (*flicker*), introducen bandas laterales que pueden ocasionar un diagnóstico ambiguo [22] [26].

Con el objetivo de subsanar en parte estos inconvenientes, existen propuestas que plantean analizar el espectro de la corriente en torno a los armónicos de orden superior. La presencia de barras rotas introduce componentes en torno a dichos armónicos que resultan menos vulnerables a las perturbaciones de la carga y el efecto del momento de inercia, por lo que resultan de utilidad para reforzar el diagnóstico. Estas componentes surgen como consecuencia de la interacción entre la asimetría producida por la falla y diferentes factores tales como, los armónicos de la tensión de alimentación [67]-[70], los debidos a las ranuras de rotor [60][71][72] o los armónicos espaciales de la distribución de bobinados [73]-[79]. De todas estas componentes, aquellas introducidas por los armónicos de la distribución de bobinados presentan características atractivas para el diagnóstico y son el objeto de estudio de este capítulo.

La distribución no sinusoidal de los bobinados produce que la f_{mm} de estátor contenga, además de la componente fundamental, armónicos a frecuencias dadas por $(6k \pm 1)f_s$ [133]. La interacción de estos armónicos espaciales con la asimetría introducida por la falla, origina la aparición de componentes en torno a dichos armónicos [73]. Particularmente las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ ubicadas en la cercanía de los armónicos 5^{to} y 7^{mo} son las que aportan mayor información para el diagnóstico. Existen propuestas que muestran que estas componentes presentan ventajas, frente a las bandas laterales tradicionales, para la detección de barras rotas [74]-[76]. Sin embargo, la dependencia de estas componentes frente a factores tales como, el contenido armónico de la distribución de bobinados, el

momento de inercia o perturbaciones provenientes de la carga y la alimentación no han sido completamente evaluadas.

En este capítulo se presenta una estrategia para la detección de barras rotas en MI basada en el análisis de la firma de la corriente en torno a los armónicos superiores (AFCAS). En particular se realiza un estudio cuantitativo de la utilidad de las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ para el diagnóstico. Se analiza en detalle cómo afectan a estas componentes distintos factores tales como el contenido armónico de la distribución de bobinados, el momento de inercia y perturbaciones en el par de carga o en la alimentación del MI. Parte de los resultados presentados en este capítulo fueron publicados por el autor en [79].

El resto del capítulo se estructura de la siguiente manera: En la sección 2 se discute brevemente el mecanismo de aparición de las componentes espectrales comúnmente empleadas para el diagnóstico de barras rotas y luego aquellas introducidas por los armónicos espaciales de la f_{mm} . A continuación, en la sección 3 se verifica mediante simulación el comportamiento de las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ para diferentes condiciones de falla y de operación del motor. Dado que es necesario contemplar los armónicos espaciales de la distribución, para las simulaciones se emplea el modelo de CMA presentado en el Capítulo 2. Mediante este modelo se analiza la dependencia de las componentes propuestas con el contenido armónico de la distribución de bobinados. En las secciones 4 y 5 se presentan resultados obtenidos mediante experiencias de laboratorio y casos industriales que validan el análisis en simulación y el desempeño de la estrategia basada en AFCAS. Finalmente en la sección 6 se plantean las conclusiones arribadas.

3.2. Componentes introducidas por la asimetría de rotor

Bandas laterales en torno a la componente fundamental

La aparición de la banda lateral inferior $(1-2s)f_s$ puede explicarse mediante la teoría del campo rotante, planteando la interacción entre la asimetría y las componentes fundamentales del campo [21][63][64]. Si se considera el rizado en la velocidad, es posible justificar la aparición de la banda lateral superior y todos los múltiplos de las mismas $(1\pm 2ks)f_s$ [63][64]. Siguiendo una formulación semejante a la planteada en [64], a continuación se discuten brevemente las condiciones bajo las cuáles se producen dichas bandas laterales en torno a la componente fundamental.

La apertura de una barra o porción de anillo del rotor introduce una asimetría en el circuito del mismo que altera la distribución de corrientes y por lo tanto la distribución de campo magnético. Bajo esta condición la componente fundamental del campo

producido por el rotor puede considerarse compuesta por dos componentes, una de secuencia directa $+sf_s$ y otra de secuencia inversa $-sf_s$ tal como se esquematiza en la figura 3.1 (a). Mientras que la componente de secuencia positiva ($+sf_s$) interactúa con el campo producido por el estátor y causa el par motor de la máquina, la componente de secuencia negativa ($-sf_s$) induce sobre el estátor una fuerza electromotriz (fem) a frecuencia $(1-2s)f_s$. Esta fem origina en el estátor una corriente a la misma frecuencia que puede expresarse, tal como se plantea en [64], de la forma:

$$\tilde{i}_l' = \sqrt{3}I_l' e^{j[(1-2s)\omega_s t - \alpha_l]} \quad (3.1)$$

Donde I_l' representa el valor eficaz de la banda lateral inferior, α_l es su desplazamiento angular y ω_s la frecuencia angular del sistema.

La interacción de esta corriente con la componente fundamental del flujo produce a su vez una oscilación a frecuencia $2sf_s$ en el par electromagnético, lo que se traduce luego en una oscilación en la velocidad de la máquina. Siguiendo una formulación análoga a [64], la oscilación en el par puede expresarse como:

$$\Delta T_l' = 3PI_l'\Psi \text{sen}(2s\omega_s t - \alpha_\psi + \alpha_l) \quad (3.2)$$

Donde Ψ representa el valor eficaz de la componente fundamental del flujo y α_ψ su desplazamiento angular.

El rizado en la velocidad introducido por la oscilación de par (3.2) depende de la inercia del conjunto motor-carga y desde el estátor es vista como una modulación de fase. Esta variación en el ángulo produce una modulación en el flujo de estátor que da como resultado dos nuevas corrientes a frecuencias $(1\pm 2s)f_s$ [63][64]. Estas corrientes pueden expresarse como:

$$\begin{aligned} \tilde{i}_l'' &= -j \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\Psi \zeta I_l' \omega_s}{Z_s e^{j\alpha_s}} e^{j[(1-2s)\omega_s t - \alpha_l]} \\ \tilde{i}_r &= j \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\Psi \zeta I_l' \omega_s}{Z_s e^{j\alpha_s}} e^{j[(1+2s)\omega_s t - 2\alpha_\psi + \alpha_l]} \end{aligned} \quad (3.3)$$

donde $\zeta = (3P\Psi/4Js^2\omega^2)$, J es el momento de inercia y $Z_s e^{j\alpha_s}$ es la impedancia de estátor.

La componente \tilde{i}_l'' a frecuencia $(1-2s)f_s$ es la reacción a la provocada inicialmente por la asimetría (3.1) y la suma de ambas da como resultado la banda lateral inferior,

característica en el espectro de la corriente. Por lo tanto, la amplitud de dicha banda puede expresarse como:

$$\tilde{i}_l = \tilde{i}_l' + \tilde{i}_l'' = \sqrt{3}I_l' e^{j[(1-2s)\omega_s t - \alpha_l]} - \sqrt{3}I_l'' e^{j[(1-2s)\omega_s t - \alpha_l - \alpha_s + (\pi/2)]}$$

donde (3.4)

$$I_l'' = \omega k P \Psi I_l' / 2Z_s$$

Tal como se observa en (3.4), la banda lateral inferior es debida a ambos efectos, por un lado a la asimetría producida por la falla y por el otro al rizado en la velocidad. Asumiendo que la impedancia del estátor es prácticamente inductiva ($\alpha_s \cong \pi/2$) [64], la amplitud de la banda lateral inferior resulta aproximadamente igual a la resta entre \tilde{i}_l' e \tilde{i}_l'' . Por otro lado, la componente \tilde{i}_l' dada en (3.3) representa directamente la banda lateral superior que se observa en el espectro y es causada por el rizado en la velocidad. Esta banda induce a su vez en el rotor corrientes a frecuencia $3sf_s$ que al interactuar con la asimetría genera dos campos rotantes a frecuencias $\pm 3sf_s$. Este fenómeno continúa y da lugar a nuevas componentes en el estátor cuyas frecuencias vienen dadas por $(1 \pm 2ks)f_s$ con $k = 1, 2, 3, \dots$. La amplitud de estas bandas se atenúa conforme aumenta la frecuencia de oscilación, fundamentalmente debido a la propia inercia del conjunto motor carga [63]. Esta interacción en cadena está indicada mediante las flechas dobles en la figura 3.1 (b).

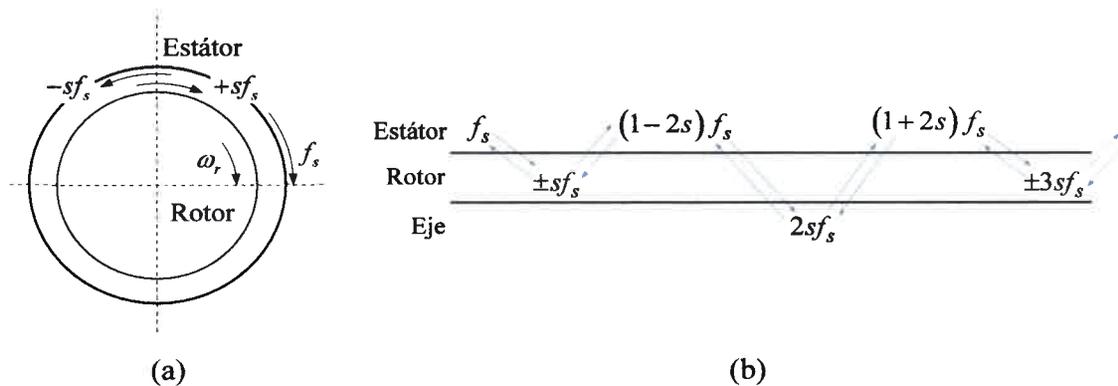


Figura 3-1. Componentes debidas a la asimetría en el rotor.

Mediante la formulación anterior, es posible analizar un caso donde el motor impulse una carga que posea una componente oscilante a baja frecuencia ($\omega_b \ll \omega_s$). Bajo esta condición es claro que la banda lateral inferior \tilde{i}_l'' (3.1) no va a estar presente, dado que no existe asimetría en el rotor. Sin embargo, si el par posee una oscilación ΔT_{carga} , partiendo de (3.2) es posible mostrar que las bandas \tilde{i}_l'' e \tilde{i}_l' van a estar presentes en el espectro y su amplitud en este caso dependerá directamente de la oscilación de par.

Si la frecuencia de la perturbación en el par es cercana a $2sf_s$, las bandas debidas a la oscilación de par pueden confundirse fácilmente con un problema de barras rotas. Resulta interesante remarcar que para el caso de oscilación de carga la amplitud de las bandas laterales, inferior y superior es prácticamente la misma.

Componentes en torno a los armónicos superiores

Tal como se mencionó anteriormente, la presencia de armónicos distintos al fundamental en la tensión de alimentación, provoca la aparición de componentes adicionales en la corriente producidas por la interacción entre la falla y dichos armónicos [67]-[70]. Mediante la teoría del campo rotante es simple demostrar que, si la tensión posee 5^{to} y 7^{mo} armónico, en el espectro de la corriente de un MI con barras rotas aparecerán componentes a frecuencias $(5+2s)f_s$ y $(7-2s)f_s$. En particular, la componente $(5+2s)f_s$ es debida al 7^{mo} mientras que la $(7-2s)f_s$ es debida al 5^{to} . Si bien estas componentes no son el objeto de estudio de este capítulo, resulta de interés tenerlas presente ya que aparecen en los resultados experimentales que se presentarán posteriormente en el capítulo.

Por otro lado, la interacción entre los armónicos espaciales de la f_{mm} del estátor y la asimetría del rotor dan lugar a componentes adicionales en el espectro de la corriente [73]. Estas componentes son debidas a los armónicos espaciales de la distribución de bobinados, excitados principalmente por la componente fundamental de la corriente. Por lo tanto, la justificación acerca de las frecuencias que introduce esta interacción en el estátor, no puede tratarse de un modo simple como el planteado para las bandas laterales. En [73] se presenta un desarrollo simplificado donde se deducen las frecuencias esperadas sobre un lazo de estátor cuando se consideran barras rotas. De acuerdo con este planteo, las frecuencias debidas a los armónicos espaciales de la distribución de bobinado pueden expresarse en forma compacta como [73]:

$$f_{\text{estátor},bb} = \left[\left(\frac{\eta}{P} \mp h \right) (1-s) \pm 1 \right] f_s \quad (3.5)$$

donde $h = 1,3,5,\dots$ es el orden del armónico espacial de la inductancia mutua rotor-estátor y η representa un índice que adopta los valores $1,2,\dots$

A modo de ejemplo, si se considera solamente el armónico fundamental de la distribución ($h = 1$), la expresión (3.5) predice las siguientes frecuencias en el espectro de la corriente de una máquina con barras rotas:

Tabla 3.1. Componentes en la corriente predichas por (3.5).

Con $h = 1$ y $\eta = 2, 4, 6, \dots, 20$;	
$(\eta/P-h)(1-s)+1$	$(\eta/P+h)(1-s)-1$
$1 f_s$	$\rightarrow (1 - 2s) f_s$
$(2 - s) f_s$	$(2 - 3s) f_s$
$(3 - 2s) f_s$	$(3 - 4s) f_s$
$(4 - 3s) f_s$	$(4 - 5s) f_s$
$\rightarrow (5 - 4s) f_s$	$(5 - 6s) f_s$
$(6 - 5s) f_s$	$(6 - 7s) f_s$
$\rightarrow (7 - 6s) f_s$	$\rightarrow (7 - 8s) f_s$
$(8 - 7s) f_s$	$(8 - 9s) f_s$
$(9 - 8s) f_s$	$(9 - 10s) f_s$
$(10 - 9s) f_s$	$(10 - 11s) f_s$

Resulta interesante remarcar que el análisis presentado en [73] asume estado estacionario y además no considera el efecto que pueda tener el rizado en la velocidad. Más importante aún, resulta el hecho de que las frecuencias indicadas en (3.5) son las que aparecerían en un lazo individual de estátor. Por lo tanto, dependiendo de las conexiones de los bobinados de estátor, muchas de las frecuencias indicadas en (3.5) podrían no estar presentes en la práctica.

En diversos trabajos se ha mostrado experimentalmente, que aquellas componentes ubicadas en frecuencias dadas por $(5-4s)f_s$, $(5-6s)f_s$, $(7-6s)f_s$ y $(7-8s)f_s$ están normalmente presentes en motores con barras rotas y resultan de utilidad para el diagnóstico [74]-[77]. Sin embargo, un aspecto que no ha sido tratado es la dependencia de estas componentes con los armónicos de la distribución y la influencia de las diferentes configuraciones de los bobinados sobre las mismas.

Tal como se mostrará en este capítulo, las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ son debidas principalmente al 5^{to} armónico de la distribución de bobinados ($h = 5$) y presentan aspectos salientes para el diagnóstico. Además, *dado que la amplitud del 5º armónico de la distribución prácticamente no varía para las configuraciones de bobinados más usuales, tal como se mostró en el capítulo 2, es de esperar que las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ existan para la mayoría de los motores que presenten falla en el rotor [78][79].*

En la secciones siguientes se evalúan las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ como síntomas para la el diagnóstico de barras rotas en MI.

De este punto en adelante, y con el objetivo de simplificar la nomenclatura, las componentes $(5-4s)f_s$, $(5-6s)f_s$, $(7-6s)f_s$ y $(7-8s)f_s$ serán denominadas BL54, BL56, BL76 y BL78, respectivamente.

3.3. Análisis de las componentes BL54 y BL76 mediante simulación

En los apartados siguientes se analiza mediante simulación numérica el desempeño de la estrategia basada en AFCAS para la detección de barras rotas en MI. En particular se evalúa la dependencia de las BL54 y BL76 con el contenido armónico de la distribución de bobinados, el número de barras rotas, el estado de carga de la máquina, la inercia del conjunto motor carga y bajo condiciones de alimentación no ideales. A los fines de comparación se presenta conjuntamente el comportamiento de las bandas laterales alrededor de la componente fundamental. Para las simulaciones se empleó el modelo de CMA presentado en el Capítulo 2, que permite ajustar individualmente cada uno de los armónicos de la distribución. Los parámetros del motor simulado se encuentran detallados en el Apéndice D.

3.3.1 Influencia de la distribución de bobinados

Dado que las componentes BL54 y BL76 dependen de armónicos particulares de la distribución de bobinados, resulta de interés caracterizar la dependencia las mismas para diferentes configuraciones. En la figura 3.2 se muestra el espectro de frecuencias de la corriente de estátor, en torno a la frecuencia fundamental y los armónicos 5^{to} y 7^{mo}, para un motor con 3 barras rotas y tres configuraciones de bobinados diferentes. Los resultados mostrados en la figura 3.2 se obtuvieron con tensión de alimentación senoidal y equilibrada y un par de carga igual al nominal.

La parte (a) de la figura 3.2 corresponde a un modelo con distribución senoidal de bobinados, la parte (b) se obtuvo empleando únicamente los armónicos 1, 3 y 5 de la serie (2.28) mientras que la parte (c) se obtuvo considerando la distribución real.

Cuando se considera solamente la componente fundamental de la distribución de bobinados (figura 3.2 (a)), en el espectro de la corriente aparecen las bandas laterales características en torno a la fundamental [64]. Sin embargo las componentes cercanas al 5^{to} y 7^{mo} no están presentes tal como se había supuesto inicialmente. Al incluir el 5^{to} armónico de la distribución (figura 3.2 (b)) aparecen las componentes BL54 y BL76 mientras que las bandas laterales en $(1 \pm 2s)f_s$ prácticamente no se ven alteradas. Finalmente al comparar los espectros (b) y (c) de la figura 3.2 se puede observar que ni las bandas laterales en $(1 \pm 2s)f_s$ ni las componentes BL54 y BL76 sufren alteraciones significativas al incluir todos los armónicos de la distribución.

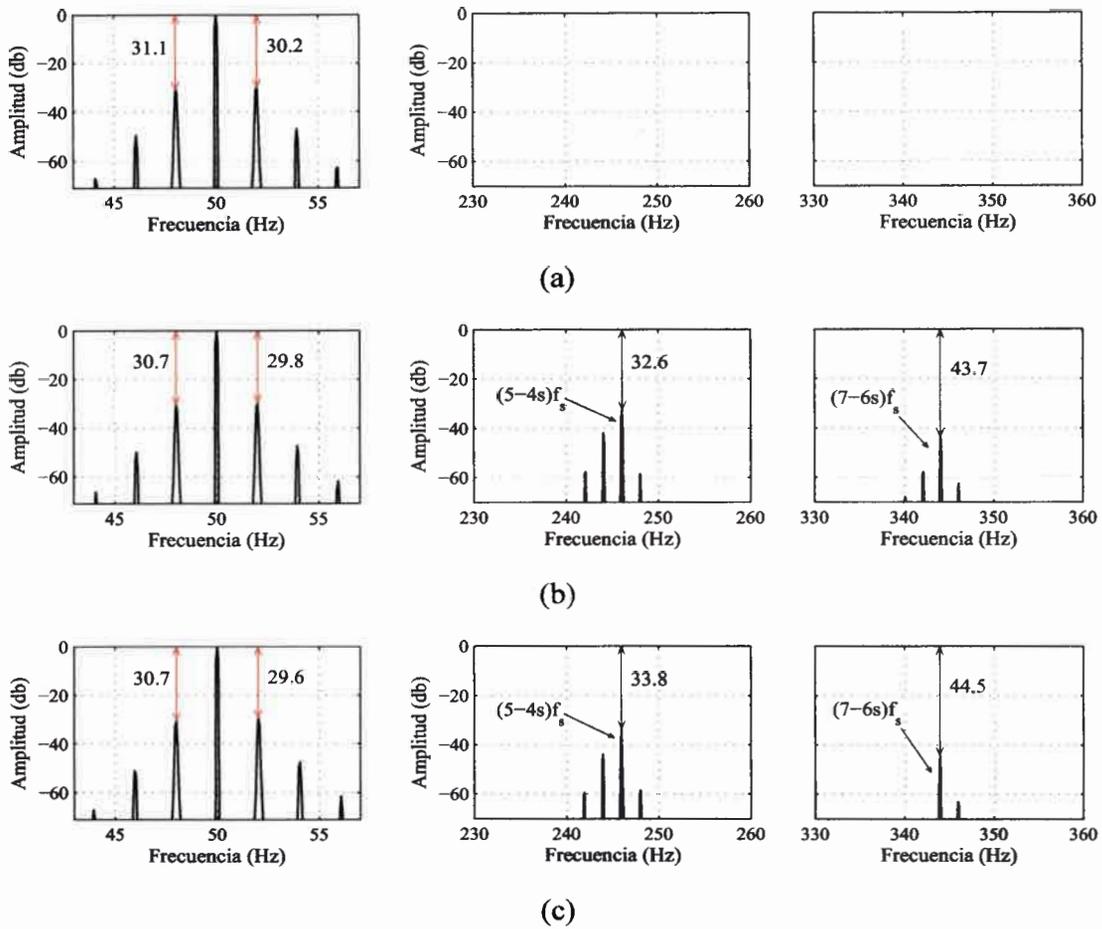


Figura 3-2. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función de la distribución de bobinados. (a) Senoidal. (b) Fundamental y 5^{to} armónico. (c) Distribución real. (Simulación).

En la figura 3.3 se analiza la dependencia de la amplitud de las componentes BL54 y BL76 con el contenido de 5^{to} armónico de la distribución. Los resultados presentados en la figura 3.3 corresponden a un caso de 3 barras rotas y carga nominal. En esta figura los valores en el eje de abscisas están expresados en por unidad (*pu*) del 5^{to} de la distribución real del bobinado, mientras que los valores del eje de ordenadas están en *pu* de la amplitud de las componentes con la distribución real de bobinados. Este análisis muestra que las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ no presentan una dependencia marcada con el porcentaje de 5^o armónico mientras que la amplitud de las componentes BL54 y BL76 varía de forma prácticamente lineal.

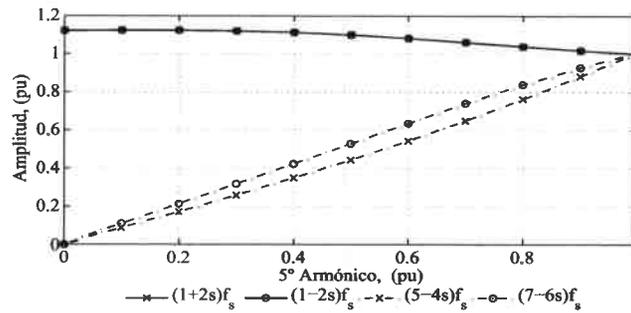


Figura 3-3. Amplitud de las bandas $(1±2s)f_s$, BL54 y BL76 en función del 5º armónico de la distribución de bobinados. 3 barras rotas y 100% carga. (Simulación).

3.3.2 Dependencia con el número de barras rotas

Un aspecto importante cuando se propone un indicador de falla es cuantificar la sensibilidad que presenta ante la severidad de la falla. Idealmente se espera que el indicador dependa directamente de la gravedad de la falla y además que sea inmune a factores ajenos a la misma. En la figura 3.4 se muestra el comportamiento de la amplitud de las bandas BL54 y BL76 en función del número de barras rotas para el MI. Los resultados se obtuvieron con carga nominal y considerando todos los armónicos de la distribución. A modo de comparación se muestra la dependencia de las bandas laterales alrededor de la fundamental.

Como puede observarse en la figura 3.4, la componente BL54 muestra un comportamiento aceptable ya que la amplitud se incrementa conforme crece el número de barras rotas. Por otro lado, la componente BL76 aunque presenta un incremento con la severidad de falla es de menor proporción y posee además amplitudes relativamente bajas.

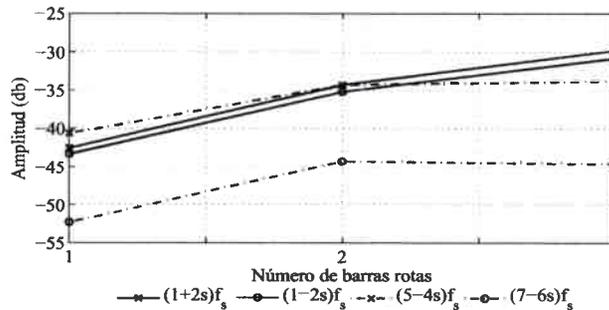


Figura 3-4. Amplitud de las bandas $(1±2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del número de barras rotas. (Simulación).

Los resultados con múltiples barras rotas presentados en la figura 3.4 corresponden al caso donde todas las barras falladas son adyacentes, lo cual representa la situación que ocurre con mayor frecuencia. Esto es así ya que la corriente que no es transportada por las barras rotas se redistribuye principalmente sobre las barras adyacentes, tal como se mostró mediante simulación en el Capítulo 2 y se analiza en detalle en [137][138], lo que incrementa las solicitaciones sobre las mismas y por lo tanto la probabilidad de falla. No obstante, resulta igualmente interesante analizar el comportamiento de las componentes $(1\pm 2s)f_s$, BL54 y BL76 cuando, existiendo más de una barra rota, las mismas no se ubican en forma consecutiva. La ubicación relativa entre las barras falladas puede afectar significativamente el diagnóstico cuando se emplean técnicas basadas en MCSA [74][76][137]-[139].

Para verificar el comportamiento de las componentes BL54 y BL76 bajo esta situación se realizaron simulaciones con dos barras rotas variando la separación espacial entre las mismas a lo largo de la periferia del rotor. En la figura 3.5 se muestra la amplitud de las componentes $(1\pm 2s)f_s$, BL54 y BL76 para los distintos casos contemplados. En el eje de abscisas se indican los números de las barras sobre las cuales se realizó la falla.

Como puede apreciarse en la figura, la amplitud de las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ disminuye notablemente conforme la separación entre ambas barras tiende a $\frac{1}{2}$ paso polar (90°). En la situación más desfavorable, cuando ambas barras están separadas exactamente $\frac{1}{2}$ paso polar, la amplitud de las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ es considerablemente menor al caso de una barra rota lo que hace muy complejo la detección. Estos resultados son similares a los presentados en trabajos previos [74][76][139].

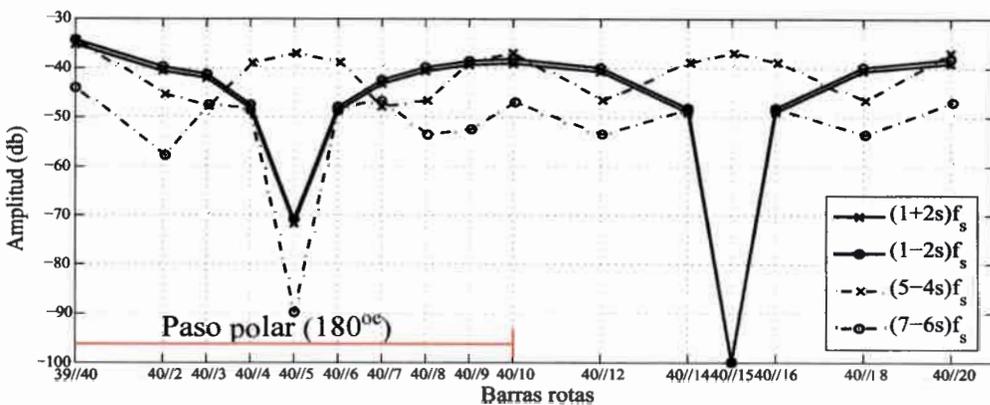


Figura 3-5. Amplitud de las bandas $(1\pm 2s)f_s$, BL54 y BL76 en función de la posición relativa entre dos barras rotas. (Simulación).

Es interesante notar sin embargo, que la componente BL54 para dichas posiciones posee un valor cercano al que presenta para 2 barras contiguas. Además, la variación máxima que experimenta esta componente para los diferentes casos contemplados es considerablemente menor que la que sufren las bandas $(1\pm 2s)f_s$. Este hecho indica que la componente BL54 resulta de utilidad para reforzar el diagnóstico aún en aquellos casos donde las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ subestiman significativamente la magnitud de la falla. Por otro lado la componente BL76 no presenta ventajas para el diagnóstico, ya que exhibe un comportamiento semejante a las bandas $(1\pm 2s)f_s$.

3.3.3 Distorsión armónica y desbalance de tensión

Con el objetivo de caracterizar la sensibilidad de las componentes BL54 y BL76 frente a la distorsión armónica y el desbalance de tensión, se realizaron simulaciones con barras rotas y diferentes condiciones de alimentación. En la figura 3.6 se muestra el espectro de frecuencias de la corriente de alimentación en torno a la fundamental y los armónicos 5^{to} y 7^{mo} , para un motor con 3 barras rotas y carga nominal. Las diferentes partes de dicha figura corresponden a tensión de alimentación con 5% de 5^{to} (a), 3% de 7^{mo} (b) y 5% de 5^{to} más 3% de 7^{mo} (c).

De la comparación de las partes (a), (b), (c) de la figura 3.6 se puede concluir que las bandas laterales en torno a la fundamental no se ven afectadas por la distorsión armónica de la tensión. Debido a que se consideró el bobinado real de la máquina, en todos los casos aparecen las componentes BL54 y BL76 y tal como se puede observar la amplitud no varía con la inclusión de los armónicos de tensión.

Por otra parte, la interacción entre los armónicos temporales de la tensión y la asimetría en el rotor da lugar a componentes adicionales en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo} [69]. Particularmente la presencia del 5^{to} introduce la componente $(7-2s)f_s$ tal como se puede apreciar en la figura 3.6 (a) mientras que el 7^{mo} introduce la componente $(5+2s)f_s$ (figura 3.6 (b)). En [69] se propone y analiza el empleo de indicadores basados en estas componentes para la detección de barras rotas en MI. Aunque estas componentes pueden ser de utilidad para la detección de barras rotas, a diferencia de las BL54 y BL76, la amplitud y la existencia de las mismas es directamente dependiente de los armónicos de la tensión. Esto último puede representar una limitación principalmente en aquellos casos donde la máquina se alimenta directamente desde la red.

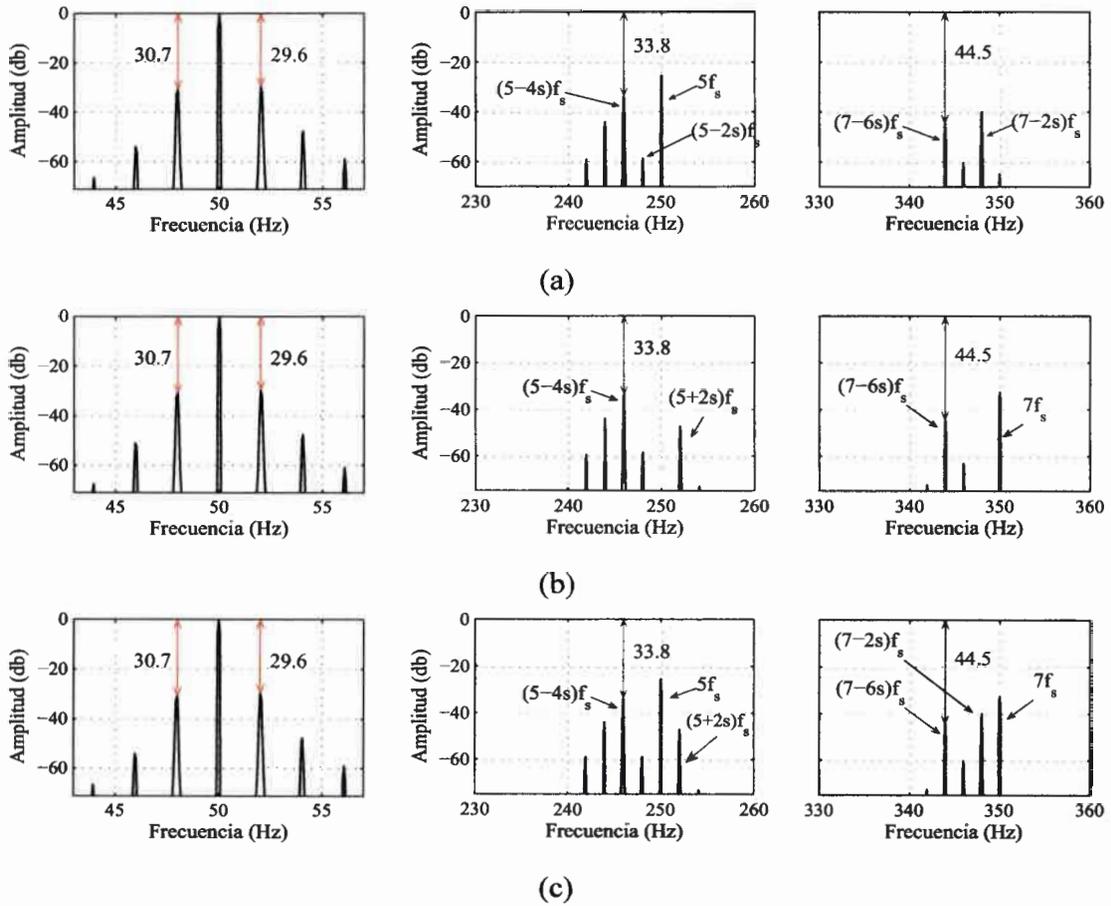


Figura 3-6. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 con 3 barras rotas y tensión con (a) 5% de 5^{to} , (b) 3% de 7^{mo} y (c) 5% de 5^{to} más 3% de 7^{mo} . (Simulación).

En la figura 3.7 se muestra la amplitud de las componentes alrededor de la fundamental y de los armónicos 5^{to} y 7^{mo} en función de los armónicos de la distribución de bobinados, para una condición de alimentación dada. Los resultados presentados corresponden a 3 barras rotas y una tensión de alimentación con 5% de 5^{to} y 3% de 7^{mo} .

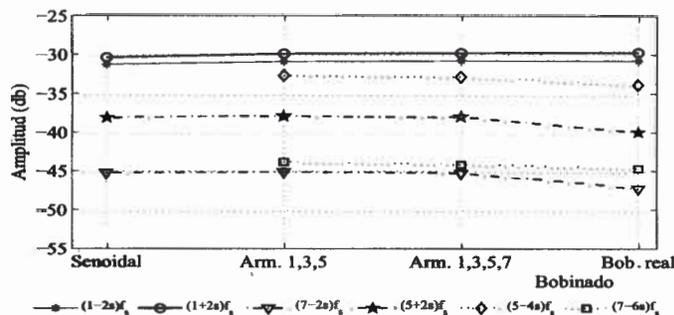


Figura 3-7. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54, BL76, $(5+2s)f_s$ y $(7-2s)f_s$ con 3 barras rotas y tensión con 5% de 5^{to} más 3% de 7^{mo} en función de la distribución de bobinado. (Simulación).

Como puede observarse en la figura 3.7, el contenido armónico de la distribución no influye en gran manera sobre las BL54 y BL76.

Para analizar el efecto del desbalance de tensión sobre las componentes BL54 y BL76 se realizaron simulaciones con diferentes niveles de desbalance y distinto número de barras rotas. A modo de ejemplo en la figura 3.8 se presenta el espectro de la corriente en torno a los armónicos 3^{ro}, 5^{to} y 7^{mo} para un motor con 3 barras rotas considerando todos los armónicos de la distribución y con un 3% de desbalance de tensión. Comparando la figura 3.8 con 3.6 (c) se puede observar que el desbalance de tensión no modifica significativamente las componentes BL54 y BL76 pero sí introduce una nueva componente a frecuencia $(3-2s)f_s$.

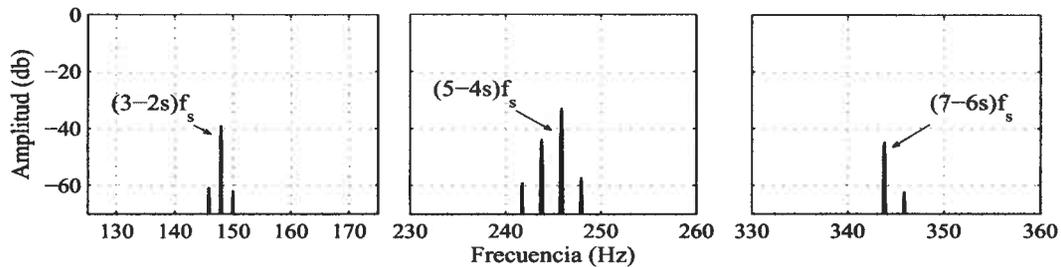


Figura 3-8. Espectro de la corriente entorno a los armónicos 3^{ro}, 5^{to} y 7^{mo} para 3 barras rotas con 3% de desbalance de tensión. (Simulación).

En resumen, del análisis precedente se puede deducir que las componentes BL54 y BL76 no presentan una dependencia marcada con las condiciones de alimentación. Además las componentes introducidas tanto por la distorsión armónica $((5+2s)f_s$ y $(7-2s)f_s$) como las debidas al desbalance de tensión $((3-2s)f_s$) pueden ser igualmente empleadas como síntomas complementarios para la detección de barras rotas. Estas componentes pueden ser particularmente útiles en aquellas aplicaciones donde es posible modificar el contenido armónico con el fin de mejorar la relación señal/ruido, como es el caso de máquinas alimentadas a través de un accionamiento [70].

3.3.4 Inercia del conjunto motor carga

Con el objetivo de cuantificar la dependencia de las componentes BL54 y BL76 con el momento de inercia del conjunto motor-carga (J) se simuló la máquina con 3 barras rotas para distintos momentos de inercia, desde el valor nominal hasta 30 veces el mismo. Los resultados obtenidos se muestran en la figura 3.9.

Como puede observarse en esta figura las componentes BL54 y BL76 no se ven prácticamente afectadas por el cambio en el momento de inercia. Este comportamiento

es el esperado, ya que la aparición de estas componentes no depende del momento de inercia. Por otro lado, dado que la banda lateral superior depende de la oscilación en la velocidad, la misma se ve significativamente afectada y se reduce conforme el momento de inercia aumenta. Idealmente si la oscilación de velocidad fuese nula, (equivalente a una inercia infinita) esta componente no aparecería en el espectro y sólo estaría la banda $(1-2s)f_s$. El crecimiento de la amplitud de la banda $(1-2s)f_s$ es debido a que la misma es el resultado de la superposición de los efectos debidos a la asimetría y a la oscilación de velocidad [63].

Los resultados observados en la figura 3.9 para las bandas $(1\pm 2s)f_s$ son consistentes con lo reportados en trabajos previos [63]-[65].

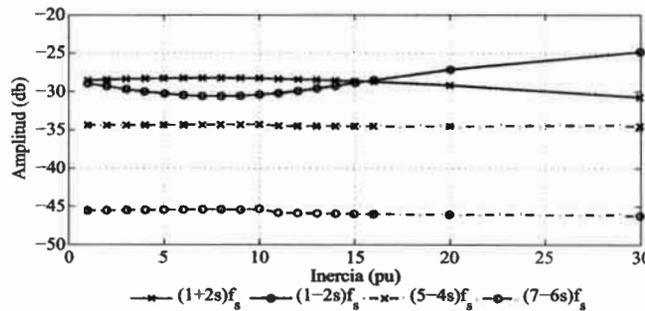


Figura 3-9. Amplitud de las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del momento de inercia. (Simulación).

3.3.5 Particularidades de la carga acoplada a la máquina

Otro aspecto importante para analizar es la dependencia de las componentes BL54 y BL76, propuestas para el diagnóstico, con la carga impulsada por la máquina. Debido a la gran variedad de condiciones bajo las cuáles puede operar un motor en la práctica, es deseable que los indicadores de falla presenten inmunidad ante las variaciones de la carga. Trabajos previos han mostrado, por ejemplo, que la amplitud de las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ se ve muy afectada tanto por variaciones en el par de carga como por perturbaciones externas [64][65].

Para cuantificar el efecto de la carga sobre las componentes BL54 y BL76 se realizaron simulaciones numéricas con barras rotas y diferentes estados de carga. En la figura 3.10 se muestra la amplitud de las bandas $(1\pm 2s)f_s$ y de las componentes BL54 y BL76 en función del estado de carga para un caso de tres barras rotas y alimentación senoidal balanceada.

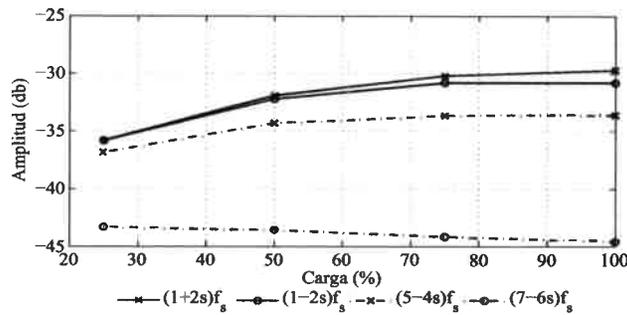


Figura 3-10. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del estado de carga. (Simulación).

Los resultados obtenidos mostraron que las bandas $(1\pm 2s)f_s$ presentan una dependencia marcada con el estado de carga, principalmente por debajo del 50% de carga tal como puede observarse en la figura 3.10. Resulta interesante destacar que bajo estados de carga inferiores al 50% el deslizamiento también se reduce considerablemente, lo que dificulta además la identificación en frecuencia de estas componentes. Este último hecho puede ser aún más marcado en aquellos motores que por construcción posean un deslizamiento bajo a plena carga.

Como puede observarse, las componentes BL54 y BL76 también muestran dependencia con el estado de carga de la máquina aunque la variación presentada es menor. Particularmente la componente BL54 prácticamente no cambia de amplitud por encima del 50 % de carga. Semejante a lo que ocurre con las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$, para estados de carga inferiores al 50% resulta complejo identificar las componentes BL54 y BL76 dado que conforme el deslizamiento disminuye estas se acercan al 5^{to} y 7^{mo} armónico.

Tal como se discutió en la sección 3.2, si la máquina impulsa una carga oscilante a baja frecuencia, en el espectro de la corriente aparecen bandas laterales en torno a la fundamental y separadas de ésta a la frecuencia de perturbación (f_b). Esta situación puede enmascarar un problema de barras rotas induciendo inclusive a un diagnóstico erróneo. Dado que los indicadores propuestos (componentes BL54 y BL76) son debidos a la interacción entre la asimetría producida por la falla y los armónicos de la distribución, es de esperar que no presenten inconvenientes en estos casos.

En la figura 3.11 se muestra el espectro de la corriente en torno a la componente fundamental y los armónicos 5^{to} y 7^{mo} para un motor sano que impulsa una carga del 75% de la nominal más un par oscilante de 3.5% a 2 Hz. Como puede apreciarse en la parte (a) de dicha figura, la oscilación en el par de carga provoca la aparición de bandas

laterales situadas en $(f_s \pm f_b)$ donde f_b es la frecuencia de la perturbación. Resulta claro que si la oscilación de carga se da a frecuencias cercanas al doble del deslizamiento, decidir si las bandas laterales $(f_s \pm f_b)$ se deben a barras rotas o a otro efecto no resulta trivial. Por el contrario, tal como lo muestra la figura 3.11 (b) no aparecen componentes en el espectro en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo}. Este comportamiento hace que dichas componentes sean potencialmente útiles para diagnosticar barras rotas aún en presencia de oscilaciones en el par de carga.

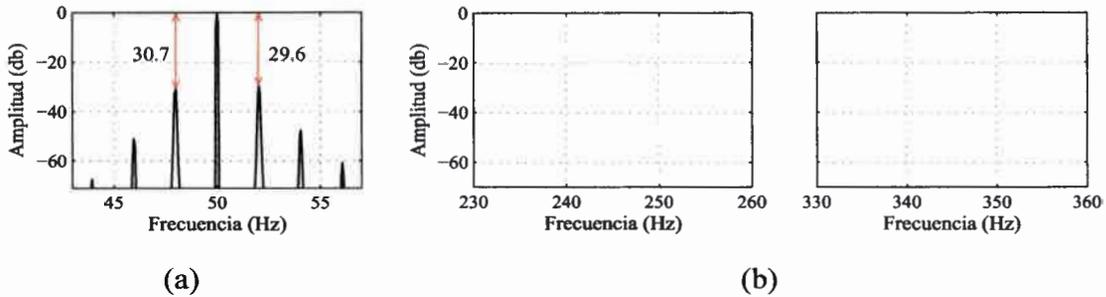


Figura 3-11. Espectro de la corriente en torno a la fundamental y los armónicos 5^{to} y 7^{mo} para un motor sano con 75 % de carga más 3.5 % oscilante a 2 Hz. (Simulación).

3.4. Resultados experimentales

Para validar la estrategia basada en AFCAS y corroborar el análisis presentado en simulación, se realizaron experiencias de laboratorio en donde se reprodujeron situaciones de barras rotas y carga oscilante. La totalidad de los resultados presentados en esta sección se obtuvieron a partir de un motor trifásico de 5.5 [kW] cuyos datos de placa se listan en la tabla D.1 del apéndice D.

Para reproducir los casos con barras rotas se utilizaron cuatro rotores de idénticas características, uno de los cuales estaba sin falla y los otros tres presentaban una, dos y tres barras rotas. Para cada uno de estos rotores se realizaron ensayos bajo diferentes condiciones tanto de alimentación como de carga. Por otro lado, los ensayos con oscilación de carga se implementaron modificando adecuadamente la carga requerida al motor bajo ensayo. En todos los casos se registraron las corrientes de la máquina utilizando un registrador oscilográfico y los datos se analizaron en una computadora personal.

En el Apéndice B se describe el banco de ensayos y la metodología aplicada para realizar los ensayos. En este apéndice se presentan además las características de los rotores empleados para la obtención de los resultados con barras rotas.

3.4.1 Resultados con barras rotas

En la parte (a) de la figura 3.12 se presenta el espectro de frecuencias de una corriente para un MI con 3 barras rotas. A la izquierda de la figura se muestra el espectro en torno a la componente fundamental y a la derecha el espectro alrededor de los armónicos 5^{to} y 7^{mo} . A los fines de comparación, en la parte (b) de la figura se presenta el espectro de frecuencias de la corriente para el mismo motor, pero sin falla en el rotor. Ambos espectros se obtuvieron para el motor con carga nominal y una tensión de alimentación levemente distorsionada ($THD < 1\%$).

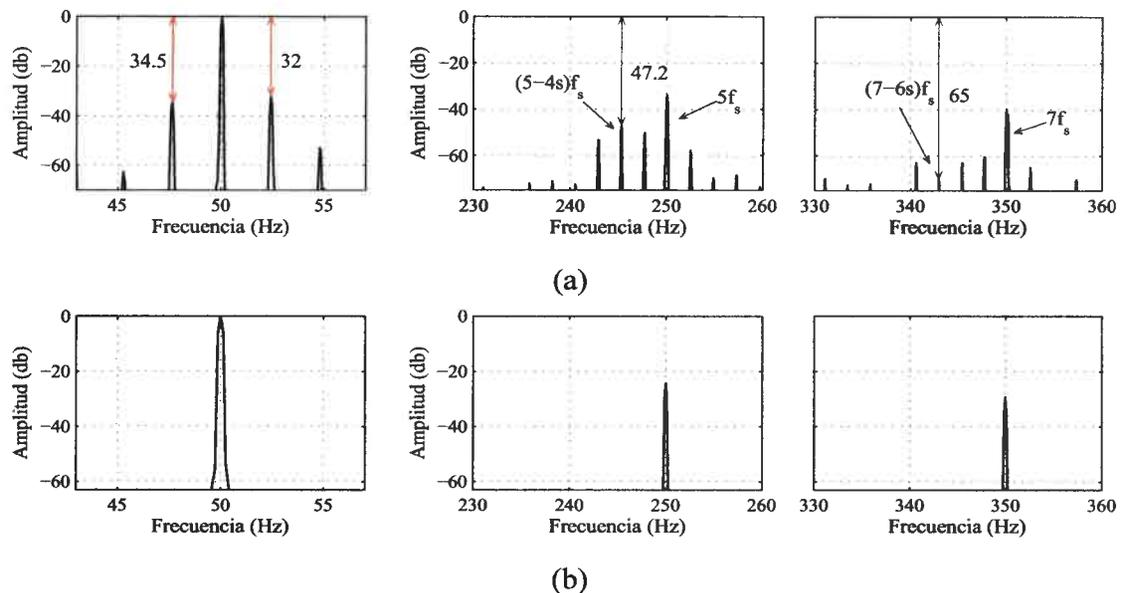


Figura 3-12. Espectro de frecuencias de una corriente para el MI con tres barras rotas (a) y sano (b). Carga nominal y alimentación senoidal ($THD < 1\%$). (Experimental).

Analizando el espectro de frecuencias de la corriente para el MI sano (figura 3.12 (b)) se observa que solamente está presente la componente fundamental y aquellas debidas a los armónicos de la tensión. Por el contrario, para el caso del MI con barras, el espectro de frecuencias de la corriente presenta bandas laterales alrededor de la componente fundamental, tal como puede apreciarse en la parte (a) de la figura 3.12. En este espectro se observan además las componentes BL54 y BL76, en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo} , debidas a la falla en el rotor.

Debido a que el deslizamiento del motor durante el ensayo era igual al nominal (2%), las bandas laterales en torno a la fundamental aparecen situadas a frecuencias de 48 y 52 Hz mientras que las componentes BL54 y BL76 a frecuencias de 246 y 344 Hz respectivamente. Si se compara la figura 3.12 con la 3.2 (c), se puede observar que las amplitudes de las componentes obtenidas por simulación resultan levemente mayores a

las obtenidas experimentalmente. Esta discrepancia se debe en parte a que el modelo matemático utilizado no contempla los efectos debidos a la saturación magnética y las corrientes inter-laminares. Ambos fenómenos siempre están presentes, en mayor o menor medida, y tienden a disminuir el efecto de la asimetría introducida por la falla [27]-[28][29].

Resulta interesante remarcar además, que en la figura 3.12 se observan las componentes $(5+2s)f_s$ y $(7-2s)f_s$ introducidas por los armónicos de tensión. Esto se debe a que los ensayos se realizaron con el motor conectado directamente a la red, la cual presentaba una leve distorsión armónica.

En la figura 3.13 se muestra la variación de la amplitud de las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y de las componentes BL54 y BL76 con el número de barras rotas para el motor con carga nominal. Semejante a lo observado en simulación, la componente BL54 se incrementa con el número de barras rotas, mientras que para los ensayos realizados la componente BL76 no presenta una dependencia marcada con la severidad de la falla.

En esta figura se observa igualmente que la amplitud de las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ crece conforme aumenta la severidad de la falla. Estos resultados presentados en la figura 3.13 son consistentes con lo predicho en simulación con el modelo de CMA (figura 3.4).

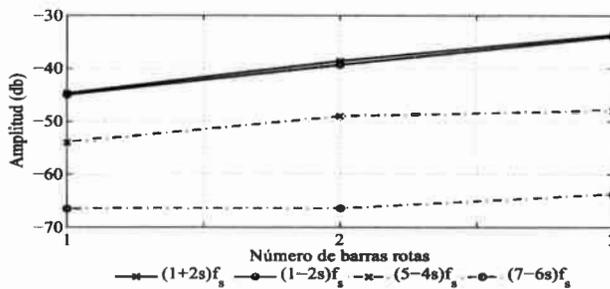


Figura 3-13. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 en función del número de barras rotas. (Experimental).

3.4.2 Distorsión armónica y desbalance de tensión

Con el objetivo de analizar el efecto de la distorsión armónica y el desbalance de tensión sobre las componentes BL54 y BL76, se realizaron ensayos con el motor con tres barras rotas y distintas condiciones de alimentación. En la figura 3.14 se muestra el espectro de una corriente del motor cuando este es alimentado con una tensión distorsionada con 3.5 % 5^{to} y 2.2 % de 7^{mo} armónico. Comparando esta figura con la 3.12 (b) se puede apreciar que las componentes BL54 y BL76, propuestas para el

diagnóstico, no se ven significativamente afectadas por los armónicos de la tensión. No obstante, se puede apreciar un incremento en las componentes $(5+2s)f_s$ y $(7-2s)f_s$ las cuales son dependientes de los armónicos de la tensión.

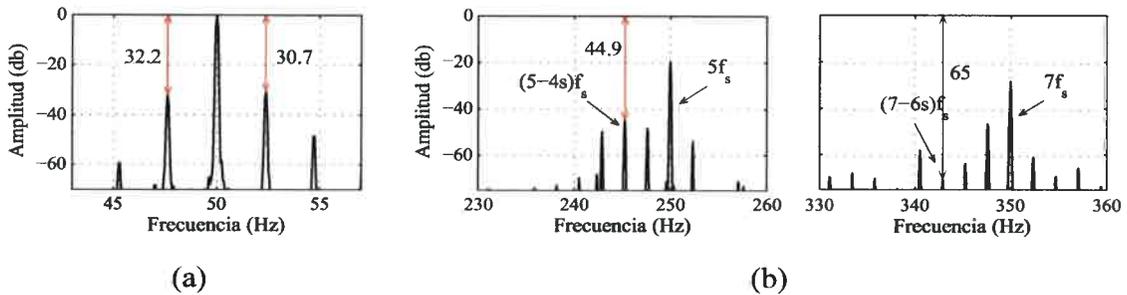


Figura 3-14. Espectro de frecuencias de una corriente para 3 tres barras rotas, 100% de carga y alimentación con distorsión armónica. (3.5 % 5^{to} y 2.2 % de 7^{mo} , THD \cong 4.5%). (a) Bandas $(1\pm 2s)f_s$. (b) Componentes BL54 y BL76. (Experimental).

En la figura 3.15 se analiza la influencia del desbalance de tensión sobre las componentes BL54 y BL76. En esta figura se muestra el espectro de frecuencias de la corriente en torno a los armónicos 3^{ro} , 5^{to} y 7^{mo} para: (a) un caso prácticamente balanceado y (b) un caso con 3.5% de desbalance de tensión. Comparando ambos espectros se puede observar que la componente $(3-2s)f_s$ crece significativamente al incrementarse el desbalance. Además, al igual que lo obtenido por simulación, el desbalance de tensión no afecta prácticamente a las componentes BL54 y BL76.

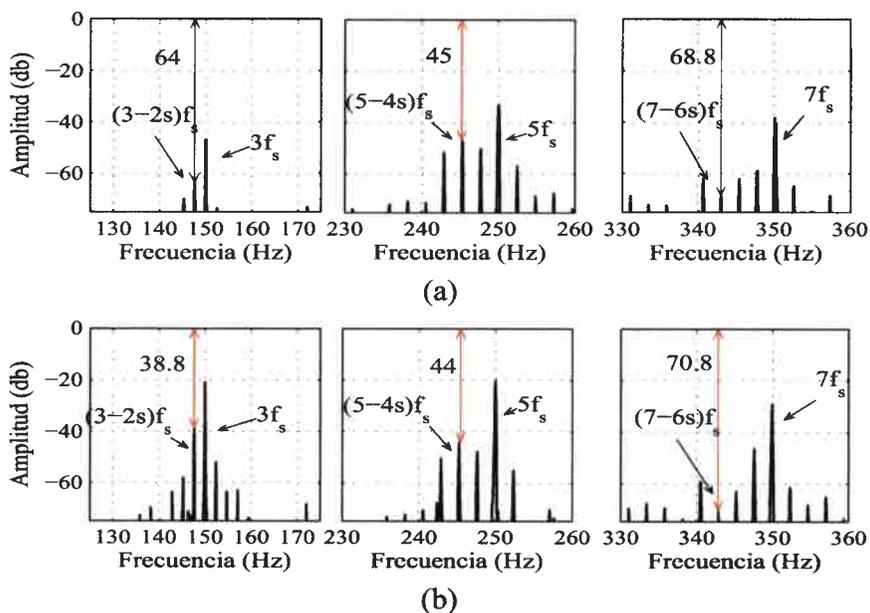


Figura 3-15. Espectro de frecuencias de una corriente, en torno a los armónicos 3^{ro} , 5^{to} y 7^{mo} , para un caso de tres barras rotas y dos condiciones de desbalance: (a) menor al 1% y (b) 3.5 %. (Experimental).

3.4.3 Oscilación de carga a baja frecuencia

Mediante el prototipo descrito en el apéndice B se analizó el desempeño de la estrategia propuesta, basada en AFCAS, frente a oscilaciones en el par de carga. Controlando el par de carga exigido a la máquina bajo ensayo, se emuló una carga oscilante de baja frecuencia y se analizó su influencia sobre las componentes BL54 y BL76. Los resultados obtenidos se presentan a continuación.

En la figura 3.16 se muestra el espectro de frecuencias de una corriente para la máquina operando sin falla en el rotor e impulsando una carga del 75 % de la nominal más un par oscilante del 3.5% a 2 Hz. Los resultados se obtuvieron con una tensión de alimentación levemente distorsionada y con 1% de desbalance.

Tal como se discutió en secciones anteriores, este tipo de oscilación en el par de carga modula las corrientes del motor a la misma frecuencia de oscilación (f_b). Este efecto se manifiesta sobre el espectro de la corriente como bandas laterales en torno a la componente fundamental a una frecuencia $\pm f_b$, tal como puede observarse en la parte (a) de la figura 3.16. Si la frecuencia de perturbación en la carga f_b es cercana al doble del deslizamiento (como en el caso presentado), resulta complejo empleando solamente las bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ discriminar si se trata de un problema de barras rotas o es proveniente de la carga.

Sin embargo, al analizar el espectro de la corriente en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo} (figura 3.16 (b)) la situación es diferente, ya que las componentes BL54 y BL76 no aparecen en el espectro. Este resultado es consistente con lo mostrado mediante simulación en el apartado 3.3.5.

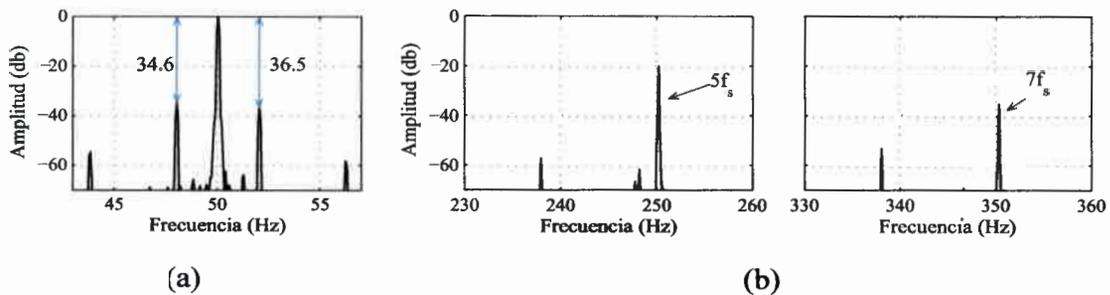


Figura 3-16. Espectro de frecuencias de una corriente en torno a la componente fundamental y los armónicos 5^{to} y 7^{mo} para un motor sano con carga oscilante (Tl = 75% + 3.5% a 2 Hz). (Experimental).

Se analizó igualmente la presencia simultánea de ambos problemas, barras rotas y oscilación en el par de carga. En la figura 3.17 se presenta el espectro de la corriente para un caso con 3 barras rotas y una carga del 75 % de la nominal más un par oscilante

del 3.5% a 2 Hz. En la parte (a) de la figura 3.17 se observa que en torno a la frecuencia fundamental aparecen bandas laterales de frecuencias diferentes. Las ubicadas en ± 2 Hz corresponden a la carga oscilante mientras que las ubicadas en $\sim \pm 1.4$ Hz son las debidas a las barras rotas. Por otro lado, al analizar el espectro en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo} es posible apreciar las componentes BL54 y BL76 debidas a la rotura de barras. Comparando las figuras 3.16 (b) y 3.17 (b) se puede concluir que las componentes BL54 y BL76 resultan de utilidad para el diagnóstico cuando las bandas laterales $(1 \pm 2s)f_s$ no brindan información concluyente.

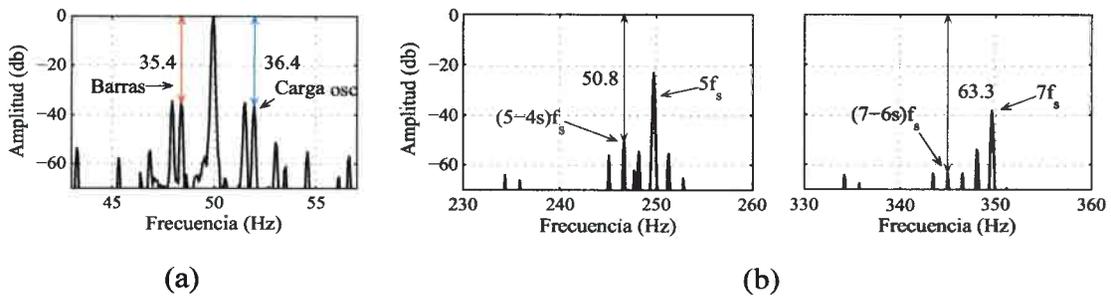


Figura 3-17. Espectro de frecuencias de una corriente en torno a la componente fundamental y los armónicos 5^{to} y 7^{mo} para un motor con 3 barras rotas y carga oscilante. (TI = 75% + 3.5% a 2 Hz). (Experimental).

3.5. Casos industriales

Los resultados experimentales presentados en la sección anterior se obtuvieron a partir de un motor cuyos parámetros eran los mismos que los empleados para las simulaciones y bajo un ambiente controlado como lo es el laboratorio. Para validar la utilidad de las componentes BL54 y BL76 bajo otras condiciones, a continuación se analizan dos casos de barras rotas correspondientes a motores instalados en plantas industriales diferentes.

El primer caso (*motor A*) corresponde a un MI de cuatro polos de 55 [kW] en 380 [V], acoplado a una bomba auxiliar en una central de ciclo combinado que fue diagnosticado con barras rotas. Luego de la intervención de mantenimiento correspondiente se corroboró que tenía 4 barras rotas consecutivas. En el Apéndice D se muestra una imagen del rotor en la cual se puede apreciar la falla en la jaula.

El segundo caso (*motor B*) corresponde a un MI de cuatro polos con una potencia de 1656 [kW] en 2300 [V], que impulsa una bomba de alta presión en la planta de Siderar ubicada en San Nicolás. Los datos de chapa de ambos motores se detallan en la tabla D.2 del Apéndice D. En todos los casos las corrientes y tensiones se

adquirieron directamente desde el tablero de control a través de los transformadores de intensidad y tensión correspondientes.

Motor A

En la figura 3.18 (a) se muestra el espectro de frecuencias de una corriente en torno de la fundamental y los armónicos 5^{to} y 7^{mo} para el *motor A*, el cual operaba con un nivel de carga levemente superior al nominal. Además de las bandas laterales en torno a la fundamental, características de un problema de barras rotas, se observan claramente las componentes BL54 y BL76. A los fines de comparación, en la parte (b) de la figura se muestra el espectro de frecuencias de una corriente, para un motor de idénticas características que el *A*, pero que no presentaba falla en el rotor. Como puede observarse, el espectro de frecuencias en este caso no presenta las componentes características de la falla.

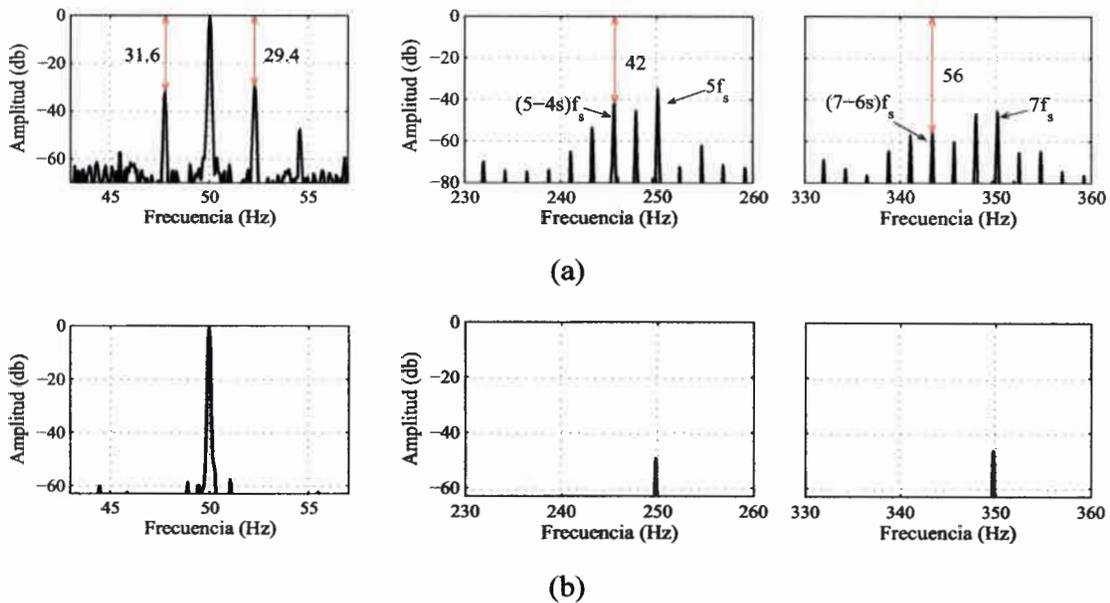


Figura 3-18. (a) Bandas laterales $(1 \pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 para el *motor A*. (b) Espectro de frecuencias de la corriente para un motor equivalente sano. (Resultados de planta).

Motor B

En la figura 3.19 se presenta el espectro en frecuencias de la corriente de alimentación del *motor B* operando al 90% de la carga nominal. En la parte (a) de la figura se observan las bandas laterales debidas a la falla en el rotor que en este caso se encuentran más próximas a la componente fundamental. Esto se debe en parte a que el estado de carga del motor era inferior al nominal y al hecho de que esta máquina posee un

deslizamiento nominal menor ($s = 0.8\%$) al de los casos presentados anteriormente. Por otro lado, en la parte (b) de la figura se puede observar claramente que las componentes BL54 y BL76 también están presentes. Es interesante remarcar además que la alimentación presentaba baja distorsión armónica, es por esto que la amplitud tanto del 5^{to} como del 7^{mo} armónico de la corriente es relativamente baja. A causa de esto, las componentes $(5+2s)f_s$ y $(7-2s)f_s$ dependientes de estos armónicos prácticamente no se distinguen.

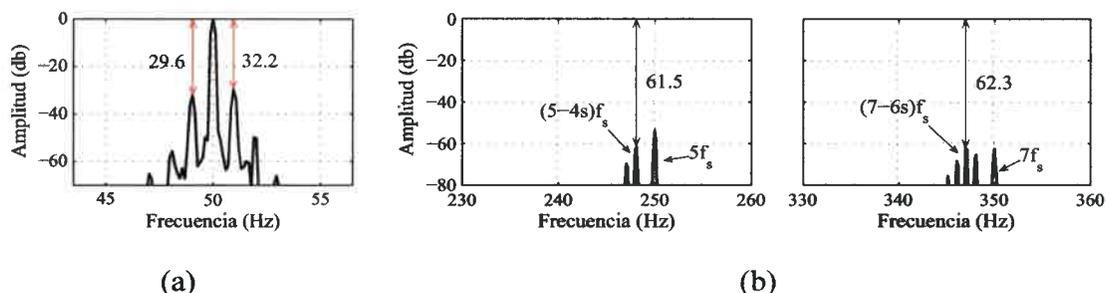


Figura 3-19. Bandas laterales $(1\pm 2s)f_s$ y componentes BL54 y BL76 para el motor B. (Resultados de planta).

3.6. Discusión y conclusiones

La presencia de barras rotas introduce en el espectro de la corriente, además de bandas laterales alrededor de la fundamental, componentes adicionales en torno a los armónicos superiores. Aquellas componentes ubicadas cerca de los armónicos 5^{to} y 7^{mo} poseen información útil para el diagnóstico de fallas. En particular las componentes a frecuencias $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ (BL54 y BL76 respectivamente) resultan adecuadas para la detección de barras rotas. Estas componentes son producto de la interacción entre los armónicos de la distribución de bobinados y la asimetría introducida por la falla.

En este capítulo se presentó una estrategia para la detección de barras rotas en MI basada en el análisis de la firma de la corriente en torno a los armónicos superiores (AFCAS), que utiliza como indicadores de falla las componentes BL54 y BL76. Mediante simulación y ensayos de laboratorio se analizó detalladamente las ventajas de la utilización de estas componentes como complemento de las estrategias tradicionales basadas en MCSA.

Debido a que el contenido de 5^{to} armónico de la distribución se mantiene prácticamente constante para las configuraciones de bobinados comúnmente empleadas, se encontró que las componentes BL54 y BL76 deben estar presente en la mayoría de los MI con barras rotas.

Mediante el modelo de CMA presentado en el Capítulo 2 se analizaron las componentes BL54 y BL76 para distintas configuraciones de bobinados, número de barras rotas y ubicación de las mismas, condiciones de carga y problemas de calidad de energía.

Los resultados obtenidos para distinto número de barras rotas mostraron que la amplitud de las componentes BL54 y BL76 crece conforme se incrementa la severidad de la falla. Sin embargo, la componente BL76 presenta una amplitud reducida y una dependencia con el número de barras rotas menor que la BL54, lo que puede limitar su aplicabilidad en situaciones prácticas.

Se analizó igualmente mediante simulación el comportamiento de las componentes BL54 y BL76 cuando la rotura de barras no es consecutiva. Los resultados obtenidos para dos barras rotas muestran que, para determinadas separaciones entre las barras falladas, las bandas laterales en torno a la fundamental al igual que otras componentes, se anulan. Sin embargo, se observó que la componente BL54 está presente aún en estos casos, donde las bandas laterales son prácticamente nulas.

Se demostró que para los casos implementados en simulación la presencia de distorsión armónica o desbalance en las tensiones de alimentación presenta poco efecto sobre las BL54 y BL76. Adicionalmente, estos problemas de calidad de energía introducen componentes adicionales en torno a los armónicos 3, 5 y 7 de la corriente que pueden contribuir en el diagnóstico. Sin embargo, dichas componentes presentan como desventaja la alta dependencia con el nivel de distorsión o desbalance de la tensión.

Finalmente se analizó el comportamiento de las componentes BL54 y BL76 cuando la máquina impulsa una carga oscilante. Los resultados encontrados muestran que estas componentes están presentes sólo si existe falla en el rotor y que además las mismas no se ven afectadas por las perturbaciones de la carga.

En la última parte del capítulo se presentaron resultados experimentales de laboratorio y dos casos industriales que permitieron validar el análisis en simulación. Empleando un MI con rotores intercambiables se testeó en el laboratorio la estrategia basada en AFCAS para distinto número de barras rotas, estados de carga y condiciones de alimentación. En todos los casos los resultados obtenidos experimentalmente fueron consistentes con lo encontrado previamente en simulación. Resulta interesante remarcar en este punto que, al igual que con las demás estrategias basadas en MCSA, es necesario conocer o estimar el deslizamiento de la máquina para poder identificar correctamente las componentes en el espectro.

En base a las pruebas realizadas, tanto en simulación como experimentales de laboratorio, se puede concluir que *las componentes BL54 y BL76 proporcionan síntomas útiles para el diagnóstico de barras rotas y que complementan las técnicas tradicionales basadas en MCSA. Particularmente la componente BL54 mostró ser la más robusta y con una relación señal-ruido aceptable.*

4. DETECCIÓN DE FALLAS EMPLEANDO TENSIÓN Y CORRIENTE

4.1. Introducción

Existen numerosas estrategias, para la detección de barras rotas en MI, que permiten el diagnóstico en línea y bajo régimen permanente. Sin embargo, sólo algunas de estas propuestas son robustas ante perturbaciones presentes en la carga impulsada por el motor. Tal como se discutió previamente, un caso de particular interés se da cuando el motor impulsa un par oscilante. Si esta oscilación es de baja frecuencia, el efecto que introduce sobre las variables eléctricas del motor es semejante al producido por un problema de barras rotas [22]. Este tipo de situaciones dificulta el correcto diagnóstico de las fallas en el rotor e incluso con algunas estrategias pueden inducirse diagnósticos ambiguos [24].

Si sólo se dispone de una corriente, el análisis de la firma de la misma en torno a los armónicos superiores brinda información útil para separar ambos efectos, tal como se discutió en el capítulo anterior. Sin embargo, los indicadores empleados para el diagnóstico normalmente presentan amplitudes reducidas y aparecen a frecuencias elevadas, por lo que requieren de un mayor esfuerzo para identificarlos. En general es necesario que la señal presente buena relación señal/ruido y además que la resolución en frecuencia sea tal que permita identificar inequívocamente las componentes empleadas para el diagnóstico.

En los últimos años se han presentado diferentes propuestas para separar los problemas de barras rotas y los asociados a la carga. Algunas técnicas como las basadas en modelos [144][145] o en el método de Vienna [146] han mostrado buen comportamiento para la detección de barras rotas aún en presencia de perturbaciones en la carga. No obstante, este tipo de técnicas presentan una fuerte dependencia ante variaciones en los parámetros. Por otra parte, el análisis del factor de potencia instantáneo [99], la potencia reactiva instantánea [100] y la potencia aparente [101] han sido igualmente propuestos para la detección de fallas en el rotor y condiciones anormales en la carga. Sin embargo la habilidad para separar ambos efectos no ha sido demostrada en estos trabajos. Es por esto que resulta de interés desarrollar nuevas estrategias para abordar esta problemática que brinden indicadores simples de identificar y evaluar.

En este capítulo se discuten dos estrategias para la detección de barras rotas en MI, basadas en la teoría de la potencia instantánea, o teoría $p-q$. Esta teoría fue presentada

inicialmente por Akagi en 1983 [96] y surgió como una herramienta para el análisis y el desarrollo de filtros activos [97]. La teoría $p-q$ ha sido igualmente empleada para el control de máquinas eléctricas y más recientemente para el desarrollo de estrategias de detección de fallas en MI [103]-[106]. Las propuestas que se presentan a continuación permiten el correcto diagnóstico de barras rotas, incluso cuando el motor impulsa una carga oscilante. En primera instancia se describe el análisis de la firma de las corrientes activa y reactiva instantánea [103]. Mediante esta estrategia, el diagnóstico se realiza de manera análoga a las técnicas tradicionales, donde el síntoma empleado para el diagnóstico es la aparición de bandas laterales alrededor de la componente fundamental. A partir de esta estrategia se propone la definición de dos nuevos vectores corriente, uno constituido con la parte activa de las corrientes en $\alpha\beta$ y otro con la parte reactiva [104][105]. Una de las ventajas de esta estrategia radica en que el diagnóstico se realiza de forma análoga al vector de Park, identificando las componentes introducidas por la falla en el espectro del módulo de los nuevos vectores corriente. Además, estos indicadores resultan más simples de identificar que las bandas laterales en torno a la fundamental, lo cual resulta de utilidad para la implementación de los sistemas de diagnóstico. Por otro lado, dado que para calcular las potencias $p-q$ se requiere disponer de las tensiones, en este capítulo se propone un método que permite construir los vectores corriente únicamente empleando la medición de dos corrientes. De esta manera se reduce a dos el número de señales necesarias para implementar la estrategia.

El resto del capítulo está estructurado de la siguiente manera: En las secciones 2 a 4 se presentan detalladamente ambas estrategias y se analiza su desempeño mediante simulación numérica. Empleando el modelo de CMA del MI presentado en el Capítulo 2 se analizan casos con barras rotas y par oscilante, contemplando distintas severidades de falla y condiciones de funcionamiento del MI. Se proponen además dos factores de severidad que permiten cuantificar la falla en el rotor. Posteriormente, en la sección 5 se validan las estrategias presentadas mediante resultados experimentales de laboratorio, obtenidos a partir de un MI de 5.5 [kW]. Finalmente en la sección 6, empleando las estrategias propuestas, se analizan dos casos industriales que presentaban barras rotas, correspondientes a dos MI de 55 y 1656 [kW] respectivamente.

4.2. Definición de las potencias real e imaginaria instantánea ($p-q$)

La teoría $p-q$ presentada por Akagi en 1983 [96] se basa en la definición de un set de potencias instantáneas (real e imaginaria) que son válidas tanto en régimen permanente como transitorio y para sistemas trifásicos de 3 o 4 conductores. Empleando variables expresadas en un marco de referencia $\alpha\beta 0$, las potencias instantáneas real, imaginaria y de secuencia cero se definen como:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \\ \dots \\ p_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta & \vdots & 0 \\ v_\beta & -v_\alpha & \vdots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & v_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \dots \\ i_0 \end{bmatrix}. \quad (4.1)$$

Las tensiones y corrientes empleadas en (4.1) se obtienen mediante la transformada de Clarke dada en (4.2), que transforma las variables en abc a un marco de referencia estacionario $\alpha\beta 0$. La transformación inversa se indica en (4.3).

Particularmente esta transformación presenta la propiedad de ser invariante en potencia.

$$\begin{bmatrix} f_0 \\ f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}, \quad (4.2)$$

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_0 \\ f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

donde f_i denota una señal función del tiempo.

Para un sistema trifásico de tres conductores la corriente de secuencia cero no existe, por lo que puede eliminarse directamente la ecuación correspondiente tanto en (4.1) como en (4.2). De acuerdo a la teoría $p-q$ las corrientes en ejes $\alpha\beta$ pueden expresarse como la suma de dos partes, una parte activa y otra reactiva, esto es:

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_{\alpha p} + i_{\alpha q}, \\ i_\beta &= i_{\beta p} + i_{\beta q}. \end{aligned} \quad (4.4)$$

Considerando un sistema trifásico de tres conductores, cada una de las corrientes (4.4) pueden obtenerse de acuerdo a las ecuaciones (4.5) a (4.8) que se detallan a continuación.

Corriente activa instantánea en los ejes α y β

$$i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p, \quad (4.5)$$

$$i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} p. \quad (4.6)$$

Corriente reactiva instantánea en ejes α y β

$$i_{\alpha q} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q, \quad (4.7)$$

$$i_{\beta q} = \frac{-v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q. \quad (4.8)$$

De acuerdo con la teoría p - q , las corrientes activas de ambos ejes (α , β) están asociadas al flujo de energía por unidad de tiempo, es decir, a la potencia que está siendo transferida de un punto a otro del sistema. Por el contrario, las corrientes reactivas instantáneas no contribuyen en ningún momento a la transferencia de energía, sino que representan una porción de energía que es intercambiada entre las fases del sistema.

La posibilidad de separar las corrientes de esta manera resulta particularmente útil para el diagnóstico de fallas en MI. En los apartados siguientes se analizan dos estrategias para la detección de barras rotas. Una está basada en el análisis espectral de las corrientes activa y reactiva y la otra en el análisis del módulo de los vectores corriente activo y reactivo.

4.3. Análisis de la firma de las corrientes activa y reactiva instantáneas

En esta sección se analiza de qué manera se ven afectadas las corrientes activa y reactiva instantáneas de un MI en presencia de asimetría en el rotor y oscilaciones de par a baja frecuencia. Tal como se discutió en el Capítulo 2, el efecto principal de ambos problemas sobre la corriente del motor es que provocan una modulación en la amplitud de la misma. Para el caso de barras rotas esta modulación se da a una frecuencia igual al doble del deslizamiento, mientras que para el caso de oscilación de carga la modulación es a la frecuencia propia de la perturbación. Este efecto se manifiesta sobre el espectro de las corrientes como la aparición de bandas laterales en torno a la componente fundamental.

Por lo tanto, de forma simplificada las corrientes de estátor con amplitud modulada pueden expresarse, en $\alpha\beta$, de la forma:

$$\begin{aligned} i_{\alpha,b} &= I_f \cos(\omega_s t - \varphi) + I_l \cos((\omega_s - \omega_b)t - \varphi_l) + I_r \cos((\omega_s + \omega_b)t - \varphi_r), \\ i_{\beta,b} &= I_f \sin(\omega_s t - \varphi) + I_l \sin((\omega_s - \omega_b)t - \varphi_l) + I_r \sin((\omega_s + \omega_b)t - \varphi_r), \end{aligned} \quad (4.9)$$

donde I_f y φ representan la magnitud y la fase de la componente fundamental. I_l , I_r y φ_l , φ_r representan la magnitud y el desplazamiento angular de la banda lateral inferior y superior respectivamente. ω_s denota la frecuencia angular de la componente fundamental mientras que ω_b es la frecuencia angular de la perturbación.

La expresión (4.9) representa de forma simplificada la corriente de la máquina ya sea para un caso de barras rotas como para uno de oscilación de carga a baja frecuencia ($\omega_b \ll \omega_s$).

Considerando solamente la componente fundamental de las tensiones de alimentación, a partir de las expresiones para las corrientes dadas en (4.9) es posible escribir las potencias real e imaginaria p - q de la forma:

$$p(t) = P_0 + P_b \cos(\omega_b t + \varphi_p), \quad (4.10)$$

$$q(t) = Q_0 + Q_b \sin(\omega_b t + \varphi_q),$$

donde:

$$P_b = V_f \sqrt{I_l^2 + I_r^2 + 2I_l I_r \cos(\varphi_l + \varphi_r)}, \quad (4.11)$$

$$Q_b = V_f \sqrt{I_l^2 + I_r^2 - 2I_l I_r \cos(\varphi_l + \varphi_r)},$$

siendo P_0 y Q_0 el valor medio de las potencias instantáneas real e imaginaria, respectivamente. Por otra parte P_b , Q_b y φ_p , φ_q representan la amplitud y el desplazamiento angular de las componentes de baja frecuencia presentes tanto en $p(t)$ como en $q(t)$.

Como puede observarse en (4.10), la modulación de las corrientes introduce tanto en la potencia real como en la imaginaria una componente a la frecuencia de la perturbación ω_b , además de la componente media.

Remplazando (4.9) y (4.10) en las expresiones (4.5) a (4.8), las corrientes activas y reactivas instantáneas en $\alpha\beta$ pueden expresarse de la siguiente manera:

$$i_{\alpha p} = \frac{P_0}{V_f} \cos(\omega_s t) + \frac{P_b}{2V_f} \left\{ \cos((\omega_s + \omega_b)t + \varphi_p) + \cos((\omega_s - \omega_b)t - \varphi_p) \right\}, \quad (4.12)$$

$$i_{\alpha q} = \frac{Q_0}{V_f} \sin(\omega_s t) + \frac{Q_b}{2V_f} \left\{ \cos((\omega_s - \omega_b)t - \varphi_q) - \cos((\omega_s + \omega_b)t + \varphi_q) \right\},$$

$$i_{\beta p} = \frac{P_0}{V_f} \sin(\omega_s t) + \frac{P_b}{2V_f} \left\{ \sin((\omega_s + \omega_b)t + \varphi_p) + \sin((\omega_s - \omega_b)t - \varphi_p) \right\}, \quad (4.13)$$

$$i_{\beta q} = -\frac{Q_0}{V_f} \cos(\omega_s t) - \frac{Q_b}{2V_f} \left\{ \sin((\omega_s + \omega_b)t + \varphi_q) - \sin((\omega_s - \omega_b)t - \varphi_q) \right\},$$

donde V_f es la tensión eficaz del sistema.

Como puede observarse en las expresiones (4.12) y (4.13), tanto la parte activa como reactiva de las corrientes en $\alpha\beta$, presentan además de la componente fundamental bandas laterales a frecuencia $\pm f_b$. Esta firma es semejante a la de las corrientes en $\alpha\beta$, con la diferencia que en $i_{\alpha\beta,p}$ e $i_{\alpha\beta,q}$ las bandas superior e inferior presentan exactamente la misma amplitud. Asimismo, las bandas laterales en $i_{\alpha\beta,p}$ dependen de P_b mientras que en $i_{\alpha\beta,q}$ dependen de Q_b . Este último hecho es importante ya que P_b y Q_b exhiben un comportamiento diferente entre un caso de barras rotas y uno de oscilación de carga, lo que posibilita discriminar entre ambas situaciones.

Es posible demostrar que para un caso de barras rotas se satisface que $I_l \approx I_r$ y $\varphi_l + \varphi_r \approx \pi$ [64]. Si dichas condiciones se cumplen, la parte oscilante de la potencia real P_b resulta prácticamente nula al igual que la componente oscilante en $i_{\alpha\beta,p}$. Por otro lado, bajo las condiciones mencionadas anteriormente la parte oscilante de la potencia reactiva instantánea (Q_b), y en consecuencia la parte oscilante en $i_{\alpha\beta,q}$, presenta un valor cercano a un máximo.

En base al análisis anterior es de esperar que un problema de barras rotas se manifieste principalmente sobre la potencia imaginaria y por lo tanto en la corriente reactiva instantánea. Dado que las bandas laterales en $i_{\alpha\beta,p}$ y $i_{\alpha\beta,q}$ dependen de P_b y Q_b respectivamente, para un caso de barras rotas se espera que $i_{\alpha\beta,q}$ exhiba dichas bandas, mientras que las mismas no deberían aparecer en $i_{\alpha\beta,p}$.

Por otra parte, si la modulación de las corrientes se debe a que la máquina impulsa una carga cuya amplitud oscila armónicamente en el tiempo, la suma de los ángulos de fase $\varphi_l + \varphi_r$ es cercana a 2π [140]. Luego, si $\varphi_l + \varphi_r \approx 2\pi$ la componente oscilante de la potencia reactiva (Q_b) presenta un valor prácticamente nulo mientras que P_b presenta un valor cercano al máximo. Por lo tanto, es de esperar que las oscilaciones de carga repercutan fundamentalmente sobre la potencia activa instantánea y por lo tanto en la corriente activa instantánea. *Dado que las bandas laterales en $i_{\alpha\beta,p}$ y $i_{\alpha\beta,q}$ dependen de P_b y Q_b respectivamente, para un caso de oscilación de carga se espera que $i_{\alpha\beta,p}$ exhiba dichas bandas laterales mientras que $i_{\alpha\beta,q}$ no.*

Del análisis precedente se desprende que es posible discriminar entre un caso de barras rotas y uno de oscilación en la carga analizando el comportamiento tanto de las potencias $p(t)$ y $q(t)$ [106] o las corrientes activas y reactivas instantáneas $i_{\alpha\beta,p}$ $i_{\alpha\beta,q}$ [103].

4.3.1 Análisis de las corrientes $i_{\alpha\beta,p}$, $i_{\alpha\beta,q}$ mediante simulación

Dado que para el análisis precedente se partió de una representación simplificada de las corrientes de la máquina con falla, resulta necesario validar la hipótesis propuesta empleando un modelo completo del MI. En los apartados siguientes se presentan resultados de simulación con barras rotas y oscilación en la carga en donde se emplea como estrategia de diagnóstico el análisis de las corrientes activa y reactiva instantánea. Estos resultados se obtuvieron a partir del modelo de circuitos múltiplemente acoplados para el MI de 5,5 [kW] presentado en el Capítulo 2.

Motor con barras rotas

En la figura 4.1 se muestra el espectro de frecuencias en torno a la componente fundamental de las corrientes activa (4.1 (a)) y reactiva instantánea (4.1 (b)) para un motor con 3 barras rotas. Como puede apreciarse en dicha figura, la presencia de la falla en el rotor introduce bandas laterales tanto en $i_{\alpha,p}$, como en $i_{\alpha,q}$. No obstante, la amplitud de las bandas laterales en $i_{\alpha,p}$ es considerablemente menor a la de las bandas en $i_{\alpha,q}$, tal como se había predicho mediante el análisis simplificado de la sección anterior. Dado que la simulación se realizó con carga nominal, el deslizamiento era el nominal (2%), por lo que las bandas laterales aparecen a una frecuencia igual a $2sf_s = (2 \cdot 0.02 \cdot 50) = 2$ Hz. De la figura 4.1 se puede observar que tanto la banda lateral superior como la inferior poseen la misma amplitud.

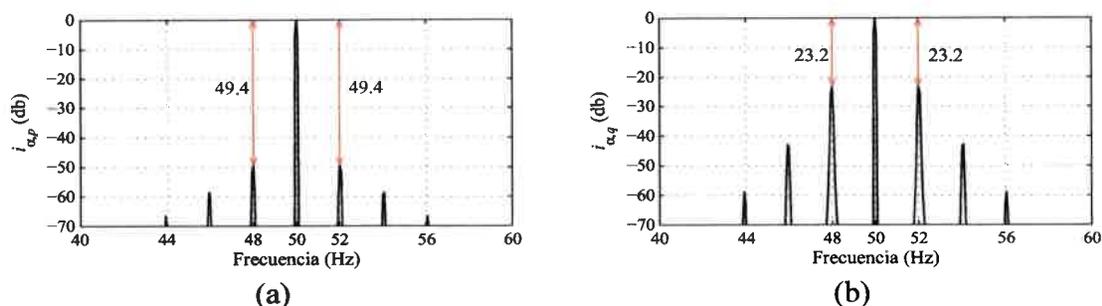


Figura 4-1. Espectro de frecuencias de las corrientes activa (a) y reactiva (b) instantáneas. 3 barras rotas y 100% de carga. (Simulación).

Oscilación en el par de carga

El empleo de las corrientes activa y reactiva instantánea se evaluó igualmente para un caso donde el motor impulsa una carga oscilante a baja frecuencia. Mediante el modelo de CMA presentado en el Capítulo 2 se realizaron simulaciones con carga oscilante de diferentes magnitudes y distintas frecuencias. En la figura 4.2 se muestra el espectro de frecuencias en torno a la componente fundamental de las corrientes activa (4.2 (a)) y reactiva (4.2 (b)) instantáneas para un motor sin falla e impulsando una carga del 75% de la nominal más un 4% de par oscilante a 2.5 Hz. Analizando los espectros presentados en la figura 4.2 se puede observar que la oscilación en el par de carga introduce bandas laterales a la frecuencia de la oscilación (2.5 Hz) en ambas corrientes. Tal como se esperaba, la amplitud de las bandas laterales en $i_{\alpha,p}$ es considerablemente mayor que la amplitud de las bandas en $i_{\alpha,q}$. Al igual que para el caso de barras rotas, las bandas laterales inferior y superior presentan la misma amplitud.

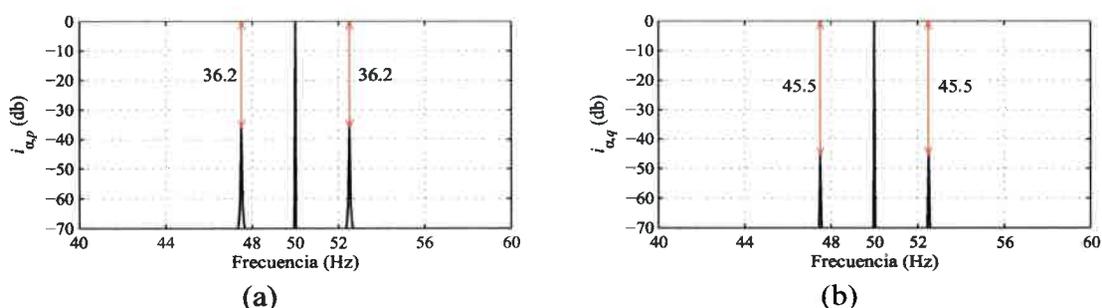


Figura 4-2. Espectro de frecuencias de las corrientes activa (a) y reactiva (b) instantánea. Motor sano 75% de carga + 4% a 2,5 Hz. (Simulación).

Barras rotas y oscilación en el par de carga

Para evaluar la capacidad de la estrategia para discriminar entre ambos problemas se simuló una situación combinada donde se consideró el motor con barras rotas e

impulsando una carga oscilante a una frecuencia cercana al doble del deslizamiento. En la figura 4.3 se presenta el espectro de frecuencias en torno a la componente fundamental de las corrientes activa (fig. 4.3 (b)) y reactiva (fig. 4.3 (c)) instantánea y se agrega además a los fines de comparación, el espectro de i_α (fig. 4.3 (a)). Los resultados mostrados en la figura 4.3 corresponden al MI operando con 3 barras rotas y 75% de carga más 4% oscilante a 2.5 Hz.

Como puede observarse, a través del análisis de la firma de la corriente i_α no es posible discriminar de qué problema se trata, ya que en el espectro aparecen las componentes debidas tanto a barras rotas como a la oscilación de carga. Sin embargo al analizar la firma de las corrientes activa y reactiva instantánea la situación es diferente. En el espectro de $i_{\alpha,p}$ las bandas de amplitud más significativa aparecen a la frecuencia de la oscilación de carga ± 2.5 Hz, lo que resulta consistente con los resultados presentados en el apartado anterior. Por otra parte, en el espectro de $i_{\alpha,q}$ aparecen bandas laterales a una frecuencia aproximada de ± 1.4 Hz, lo que coincide con el doble de la frecuencia de deslizamiento para el punto de operación simulado.

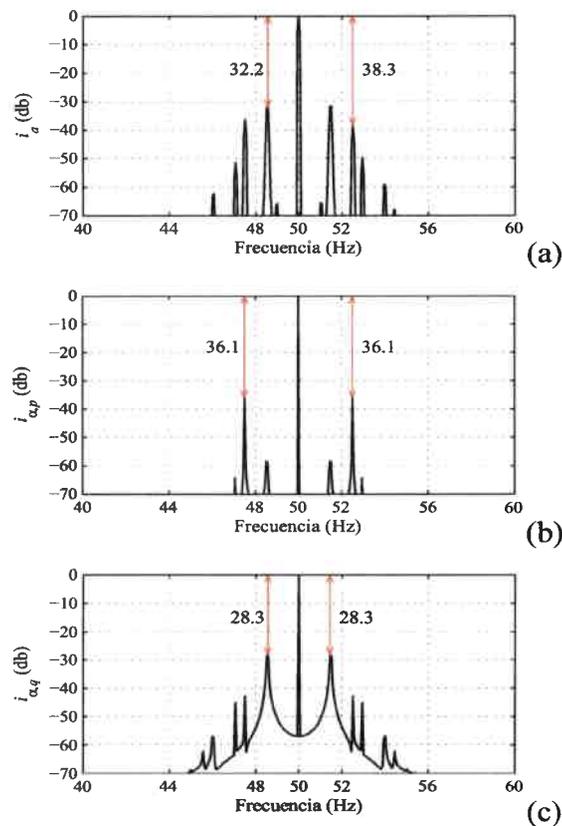


Figura 4-3. Espectro de frecuencias de i_α (a), corriente activa (b) y reactiva (c) instantánea. 3 barras rotas, 75% de carga + 4% a 2.5 Hz. (Simulación).

Los casos analizados en las figuras 4.1 a 4.3 muestran que el análisis espectral de las corrientes activa y reactiva instantánea permite diagnosticar correctamente un problema de barras rotas, incluso en aquellos casos donde el MI impulsa una carga oscilante a una frecuencia cercana al doble del deslizamiento. Tal como se había planteado inicialmente, la presencia de la falla en el rotor provoca la aparición de bandas laterales fundamentalmente en el espectro de la corriente reactiva instantánea. Por el contrario, la corriente activa instantánea no se ve prácticamente alterada en este caso.

Por otra parte, si el par oscila a una frecuencia alejada del rango en donde se esperan los problemas de barras rotas, la separación entre ambos fenómenos no trae mayores inconvenientes.

Factor de severidad

Dado que las bandas laterales en el espectro de la corriente reactiva instantánea responden fundamentalmente a la asimetría en el rotor, es posible definir un factor de severidad basado en la amplitud de dichas componentes. Semejante a lo planteado en [64] para la corriente de fase, puede definirse el siguiente factor de severidad:

$$FS^i = \frac{(I_{lq} + I_{rq})}{I_{\alpha, fund}} \times 100 \quad (\%) \quad (4.14)$$

donde I_{lq} e I_{rq} representan las bandas laterales inferior y superior de la corriente reactiva instantánea. $I_{\alpha, fund}$ denota la componente fundamental de la corriente i_{α} .

En la figura 4.4 se presenta el factor de severidad (4.14) determinado a partir de resultados de simulación para 1, 2 y 3 barras rotas con diferentes estados de caga. En la figura 4.4 puede apreciarse que el factor de severidad propuesto se incrementa conforme aumenta la gravedad de la falla. Es necesario remarcar que este factor, pese a estar escalado con la corriente de fundamental, presenta cierta dependencia con el estado de carga del motor. No obstante, por encima del 50 % de carga es posible discriminar correctamente entre los distintos estados de falla contemplados.

Posteriormente, en las secciones 4.5 y 4.6 se presentan resultados experimentales tanto de laboratorio como provenientes de casos industriales que validan los resultados de simulación presentados.

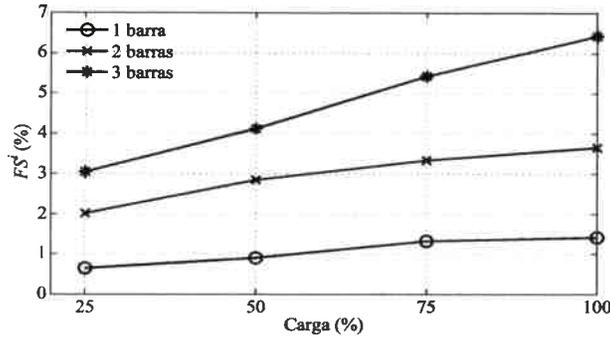


Figura 4-4. Factor de severidad de barras rotas FS^d .

4.4. Vector corriente activo y reactivo

A partir de las corrientes en $\alpha\beta$, el vector corriente o vector de Park se define como:

$$\vec{i}_{\alpha\beta}^{\omega_{ref}} = \begin{bmatrix} i_{\alpha}^{\omega_{ref}} & i_{\beta}^{\omega_{ref}} \end{bmatrix}^T, \tag{4.15}$$

donde i_{α} e i_{β} representan las corrientes un referencial arbitrario ω_{ref} [37].

Idealmente, para una máquina sin falla y alimentación senoidal pura, la curva de Lissajous descrita por el vector de Park (4.15) resulta prácticamente una circunferencia con centro en el origen de coordenadas. Sin embargo, la presencia de una falla o el funcionamiento bajo condiciones anormales altera dicho patrón, alejándolo de la situación ideal. Problemas de excentricidad, barras rotas o cortocircuitos en el estátor provocan una traza elíptica y poco definida, lo que puede emplearse como síntoma para la detección [85]-[87]. Igualmente problemas asociados a la calidad de energía provocan que la traza se aleje de una circunferencia, aún en el caso de una máquina sana.

La alteración que sufre la curva de Lissajous debido a la presencia de fallas se traduce igualmente en la aparición de determinadas líneas espectrales en el módulo del vector de Park. Particularmente en [89][90] se propuso el análisis espectral del módulo para la detección de fallas en el estátor y en el rotor de los MI. Los problemas asociados al estátor producen componentes al doble de la frecuencia de red mientras que la falla en el rotor introduce componentes a dos veces el deslizamiento.

Extendiendo el concepto del vector de Park mediante el empleo de las corrientes activa y reactiva instantánea ((4.5) - (4.8)), es posible definir dos nuevos vectores. El *vector corriente activo* (VCA) constituido por la parte activa de las corrientes en ambos ejes (4.16) y el *vector corriente reactivo* (VCR) formado por la parte reactiva de las mismas (4.17).

$$\vec{i}_{\alpha\beta,p} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \frac{p}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (4.16)$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta,q} = \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \frac{q}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\beta \\ -v_\alpha \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

El módulo de estos vectores puede expresarse en función de sus componentes como:

$$R_p = |\vec{i}_{\alpha\beta,p}| = \sqrt{i_{\alpha p}^2 + i_{\beta p}^2}, \quad (4.18)$$

$$R_q = |\vec{i}_{\alpha\beta,q}| = \sqrt{i_{\alpha q}^2 + i_{\beta q}^2}, \quad (4.19)$$

donde R_p y R_q denotan el módulo de los vectores VCA y VCR respectivamente.

En condiciones normales y sin falla, ambos vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ deben presentar una curva de Lissajous prácticamente circular, de manera análoga a lo observado en el vector de Park. Por otro lado, en presencia de una falla es de esperar que tanto la traza como el módulo brinden información útil para el diagnóstico. En el apartado siguiente se analiza el comportamiento de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ cuando las corrientes de la máquina presentan perturbaciones debidas a barras rotas y oscilaciones de carga.

Vectores VCA y VCR en presencia de barras rotas y oscilación de carga

Empleando las expresiones (4.12) y (4.13) para las corrientes activa y reactiva ($i_{\alpha\beta,p}(t)$ e $i_{\alpha\beta,q}(t)$), los dos nuevos vectores corriente pueden expresarse de la forma:

Vector corriente activo $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$

$$\vec{i}_{\alpha\beta,p} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\cos(\omega_s t)}{V_f} \{P_0 + P_b \cos(\omega_b t + \varphi_p)\} \\ \frac{\text{sen}(\omega_s t)}{V_f} \{P_0 + P_b \cos(\omega_b t + \varphi_p)\} \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$\vec{i}_{\alpha\beta,p} = I_f \cos(\varphi) \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \text{sen}(\omega_s t) \end{bmatrix} + \frac{P_b \cos(\omega_b t + \varphi_p)}{V_f} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \text{sen}(\omega_s t) \end{bmatrix} \Rightarrow$$

En notación compleja puede escribirse como:

$$\vec{i}_{\alpha\beta,p} = e^{j\omega t} \underbrace{(R_{p,0} + R_{p,b}(t))}_{R_p}. \quad (4.20)$$

Vector corriente reactivo $\tilde{i}_{\alpha\beta,q}$

$$\tilde{i}_{\alpha\beta,q} = \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\text{sen}(\omega_s t)}{V_f} \{Q_0 + Q_b \text{sen}(\omega_b t + \varphi_q)\} \\ -\frac{\text{cos}(\omega_s t)}{V_f} \{Q_0 + Q_b \text{sen}(\omega_b t + \varphi_q)\} \end{bmatrix} \Rightarrow$$

$$\tilde{i}_{\alpha\beta,q} = I_f \text{sen}(\varphi) \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_s t) \\ -\text{cos}(\omega_s t) \end{bmatrix} + \frac{Q_b \text{sen}(\omega_b t + \varphi_p)}{V_f} \begin{bmatrix} \text{sen}(\omega_s t) \\ -\text{cos}(\omega_s t) \end{bmatrix} \Rightarrow$$

En notación compleja resulta:

$$\tilde{i}_{\alpha\beta,q} = e^{-j\omega t} \underbrace{(R_{q,0} + R_{q,b}(t))}_{R_q} \tag{4.21}$$

Las expresiones (4.20) y (4.21) muestran que además de una componente constante ($R_{p,0}$ y $R_{q,0}$) el módulo de los vectores corriente poseen una parte pulsante en el tiempo.

El módulo de los vectores $\tilde{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\tilde{i}_{\alpha\beta,q}$ puede escribirse de la siguiente manera:

$$R_p = \frac{P_0}{V_f} + \frac{P_b}{V_f} \text{cos}(\omega_b t + \varphi_p), \tag{4.22}$$

$$R_q = \frac{Q_0}{V_f} + \frac{Q_b}{V_f} \text{sen}(\omega_b t + \varphi_q), \tag{4.23}$$

donde P_0 , Q_0 , y P_b , Q_b representan el valor medio y la componente pulsante de las potencias real e imaginaria, presentadas en la sección 4.3 (ecuaciones (4.10) y (4.11)).

De (4.22) y (4.23) se observa claramente que el módulo de ambos vectores, $|\tilde{i}_{\alpha\beta,p}|$ e $|\tilde{i}_{\alpha\beta,q}|$, posee además del valor medio una componente oscilante a la misma frecuencia que la perturbación ω_b . La amplitud de la parte oscilante de R_p y R_q depende de P_b y Q_b respectivamente. Siguiendo un razonamiento análogo al realizado en la sección 4.3 para las corrientes activas y reactivas, es posible concluir que los efectos introducidos por la rotura de barras deberán manifestarse fundamentalmente sobre $\tilde{i}_{\alpha\beta,q}$ mientras que los problemas asociados a la carga lo harán sobre $\tilde{i}_{\alpha\beta,p}$.

De manera análoga a lo observado en el vector de Park convencional, tanto la presencia de barras rotas como de oscilaciones en el par de carga se manifiestan con la aparición

de componentes de baja frecuencia en el espectro del módulo de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$. Sin embargo, la ventaja importante de la utilización de estos últimos es que ambos fenómenos se manifiestan de forma desacoplada en ambos vectores, permitiendo así su correcta discriminación.

Por otra parte, el empleo de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ presenta algunas ventajas sobre las corrientes activas y reactivas presentadas en la sección 4.3. En $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ las componentes introducidas por la falla aparecen en un rango de baja frecuencia, donde no se espera que existan componentes adicionales asociadas a otros problemas o al funcionamiento normal. Esto facilita su identificación y no requiere mayores esfuerzos de filtrado. Por el contrario, las bandas laterales en las corrientes activas y reactivas están próximas a la componente fundamental la cual posee una amplitud varios órdenes de magnitud mayor que éstas. Normalmente esto hace más compleja su identificación y se requiere de procesamientos posteriores para mejorar la resolución del espectro, lo que a su vez puede afectar la amplitud de las componentes de interés.

4.4.1 Implementación de $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ sin medición de tensión

Desde el punto de vista del número de mediciones requeridas, el diagnóstico de fallas tiende a ser minimalista [5]. Esto es, se busca que las estrategias de diagnóstico requieran la menor cantidad posible de mediciones reduciendo de esta manera el costo de la instrumentación necesaria y el procesamiento posterior. Además, en aplicaciones donde no es posible acceder físicamente a la máquina resulta complejo disponer de determinadas variables (p.ej. vibraciones o flujo axial), lo cual restringe la aplicación de aquellas estrategias que emplean este tipo de señales.

Desde esta perspectiva, la estrategia propuesta anteriormente no resulta óptima ya que para la obtención de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ es necesario disponer de al menos dos tensiones y dos corrientes del motor. Sin embargo, debido a que la información sobre la falla en el rotor se encuentra en las señales de corriente, es posible prescindir de la medición de las tensiones sin degradar en gran medida el desempeño de la estrategia. A continuación se presenta un método para construir los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ estimando las tensiones del sistema en lugar de medirlas.

Se asumirá que el sistema eléctrico es suficientemente robusto, esto es, que las variaciones de tensión, tanto en amplitud como en frecuencia, pueden considerarse

despreciables en el lapso de tiempo que dura el registro de las corrientes. Aceptando esta simplificación, la alimentación puede representarse mediante una terna sinusoidal, equilibrada y de frecuencia constante. En ejes $\alpha\beta$ la tensión del sistema puede expresarse directamente como:

$$\begin{aligned} v_\alpha &= \sqrt{2}V_f \cos(\bar{\omega}t + \varphi^* - \theta_i), \\ v_\beta &= \sqrt{2}V_f \text{sen}(\bar{\omega}t + \varphi^* - \theta_i). \end{aligned} \quad (4.24)$$

Por lo tanto para reconstruir el referencial de tensión de acuerdo a (4.24) es necesario conocer el valor eficaz de tensión V_f , la frecuencia $\bar{\omega}$, el ángulo de desfase entre corriente y tensión φ^* y la fase de referencia del vector corriente θ_i .

Resulta interesante destacar que debido a que la estrategia propuesta emplea sólo las corrientes activa y reactiva y no las potencias $p(t)$ y $q(t)$, el valor de V_f no es determinante por lo que puede determinarse directamente a partir del valor nominal del sistema. Este hecho puede verificarse claramente al analizar la parte oscilante del módulo de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ dado en las ecuaciones (4.22) y (4.23). Como puede observarse, en la parte oscilante aparece explícitamente V_f dividiendo a P_b y Q_b que a su vez son directamente proporcionales a V_f (ver ec. (4.11)). Por lo tanto y como se mostrará posteriormente, si se comete cierto error al determinar V_f el mismo no influye significativamente a las componentes empleadas para el diagnóstico. Sin embargo no ocurre lo mismo con el valor medio de las potencias activa y reactiva P_0 y Q_0 , el cual sí portará el error introducido por la estimación de V_f .

Por otro lado, los valores de $\bar{\omega}$, φ^* y θ_i sí deben conocerse con cierto grado de precisión, por lo que deben estimarse a partir de la información disponible.

La frecuencia del sistema $\bar{\omega}$ puede determinarse a partir de la onda de corriente utilizando alguno de los diferentes métodos existentes en la bibliografía que emplean por ejemplo una interpolación de la FFT [141][142] o el método basado en la máxima covarianza [143]. Particularmente en este trabajo se recurrió a un método simple basado en la FFT de la corriente, realizando una búsqueda binaria alrededor de la componente fundamental.

Otro de los parámetros necesarios para generar el referencial de tensión es el desfase entre la corriente y la tensión (φ^*). Al no disponer de las señales de tensión, este ángulo no puede conocerse con exactitud y debe estimarse a partir de información adicional. Un modo de obtener φ^* es determinando el factor de potencia (fp) del motor a través de la

información provista por el fabricante. Normalmente en los catálogos del fabricante se pueden encontrar curvas promedio, que describen el fp del motor en función del estado de carga. Mediante este procedimiento pueden obtenerse resultados aceptables.

Si no se dispone de dicha información es posible utilizar directamente el valor nominal (dato de placa) y corregirlo de acuerdo al estado de carga del motor. De esta manera φ^* puede aproximarse haciendo:

$$\varphi^* = \frac{\arccos(fp_n)}{I / I_n}. \quad (4.25)$$

En (4.25) I e I_n son los valores de corriente real y nominal del motor y fp_n es el factor de potencia nominal.

Como se mostrará en las secciones siguientes, al analizar los casos experimentales la aproximación (4.25) brinda resultados aceptables principalmente cuando el estado de carga de la máquina es próximo al nominal.

Finalmente para poder ubicar el referencial de tensión es necesario conocer la fase inicial del vector corriente θ_i . Este ángulo puede obtenerse proyectando el vector corriente (Vector de Park) sobre un referencial sincrónico y a partir del mismo determinar el ángulo de la componente de frecuencia cero. Estos métodos fueron publicados en [105].

4.4.2 Análisis de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ mediante simulación

A continuación se analiza, por medio de simulación numérica, el desempeño de la estrategia presentada para distintos casos de barras rotas y oscilación de carga. Los resultados se obtuvieron con el modelo de CMA del MI descrito en el Capítulo 2.

Para poder contrastar el desempeño de esta estrategia con la basada en las corrientes activas y reactivas presentada anteriormente en la sección 4.3, se analizan exactamente los mismos casos tratados en el apartado 4.3.1.

Las simulaciones se realizaron empleando una tensión de alimentación senoidal y balanceada, por lo que los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$, $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$, se construyeron directamente utilizando estas señales en lugar de estimar el referencial de tensión. Además, dado que se desea mostrar el desempeño de la estrategia de diagnóstico no se justifica introducir errores adicionales asociados a la estimación de φ^* y θ_i . No obstante, los resultados experimentales que se presentan posteriormente en la sección 4.5 se obtuvieron aplicando el método descrito en el punto 4.4.1.

Motor con barras rotas

En la figura 4.5 se muestran las curvas de Lissajous y los espectros de frecuencias del módulo de los vectores corriente activo (fig. 4.5 (a)) y reactivo (fig. 4.5 (b)) para un caso de barras rotas. El caso presentado corresponde a una simulación con 3 barras rotas y carga nominal. Al observar la curva de Lissajous descrita por ambos vectores se puede concluir que, de acuerdo a lo que se había predicho inicialmente, la presencia de la falla en el rotor altera principalmente la curva del vector corriente reactivo. Este hecho se puede ver aún más claramente analizando el espectro del módulo de los vectores (parte derecha de la figura 4.5). En el espectro del vector corriente reactivo (figura 4.5 (b)) aparece, además del valor medio, una componente importante en 2 Hz, correspondiente al doble de la frecuencia de deslizamiento y múltiplos de la misma. Dichas componentes son introducidas por la asimetría en el rotor. Por otra parte, en el módulo del vector corriente activo (figura 4.5 (a)) se pueden observar componentes a la misma frecuencia aunque la amplitud de estas es considerablemente menor.

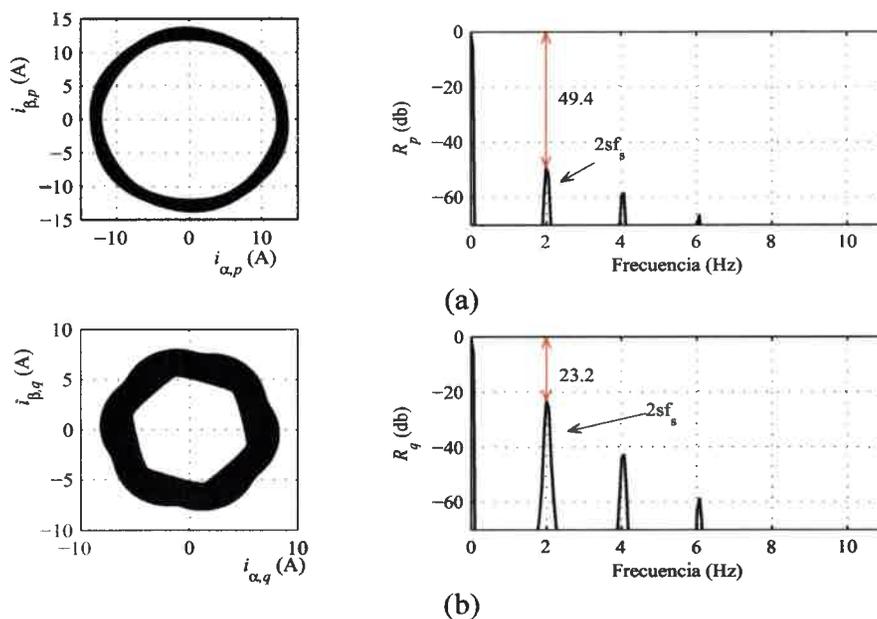


Figura 4-5. (a) Vector corriente activo. (b) Vector corriente reactivo. 3 barras rotas y 100% de carga. (Simulación).

Oscilación en el par de carga

En la figura 4.6 se muestran los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$ obtenidos por simulación considerando el motor sano e impulsando una carga oscilante. Nuevamente en esta figura se presenta, en la parte (a) el vector corriente activo y en la parte (b) el vector

corriente reactiva. El caso presentado en esta figura corresponde al motor operando con una carga del 75% sumada a un 4% oscilante a 2.5 Hz.

Al observar la curva de Lissajous de ambos vectores se puede ver que la pulsación en el par de carga se manifiesta principalmente sobre el vector corriente activo. En el módulo de dicho vector se puede advertir además la aparición de una componente a la frecuencia de la perturbación presente en la carga (2.5 Hz). A diferencia de esto, sobre el vector corriente reactivo no se observa una alteración significativa, aunque la componente en 2.5 Hz está igualmente presente en menor amplitud.

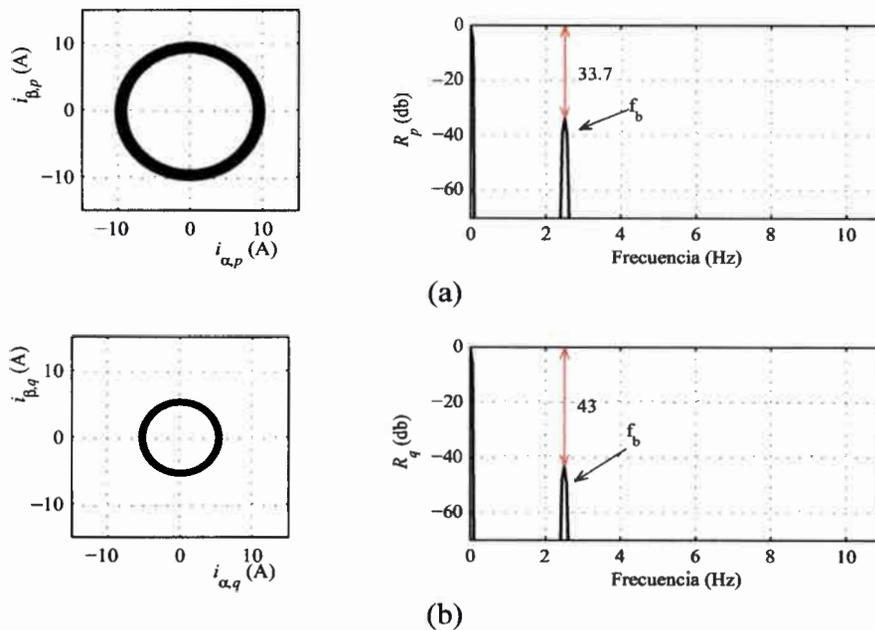


Figura 4-6. (a) Vector corriente activo. (b) Vector corriente reactivo. Motor sano con 75% de carga más 4% a 2.5 Hz. (Simulación).

Barras rotas y oscilación en el par de carga

Los casos de simulación presentados muestran que, semejante a lo observado en las corrientes activa y reactiva, la rotura de barras se manifiesta principalmente sobre el vector corriente reactivo y en mucho menor medida sobre el activo. Por otra parte, los problemas relacionados con la carga se observan fundamentalmente en el vector activo y no en el reactivo. Por lo tanto, si se consideran simultáneamente ambos vectores es posible separar estos efectos. En la figura 4.7 se analiza la estrategia propuesta ante un caso combinado con barras rotas y oscilación de carga a baja frecuencia. Los resultados presentados en esta figura corresponden al motor operando con 3 barras rotas y una carga media del 75% sumada a un 4% a 2.5 Hz.

A los fines de comparación en la parte (a) de la figura 4.7 se incluyó la curva de Lissajous y el espectro del módulo del vector de Park convencional. Los vectores corriente activo y reactivo se presentan en las partes (b) y (c) de la figura 4.7 respectivamente.

Al analizar las curvas de Lissajous de los tres vectores se puede observar que, aunque todas presentan patrones que difieren del de la máquina sana, no es posible extraer alguna conclusión acerca del tipo de falla presente. El análisis del módulo de los vectores sin embargo, permite obtener información adicional para el diagnóstico.

En el módulo del vector de Park se observa, además del valor medio, dos componentes importantes a frecuencias ~ 1.4 Hz y 2.5 Hz. La primera de estas componentes es la introducida por la asimetría del rotor, mientras que la restante es la debida a la perturbación en la carga. Es claro que, sin información adicional a partir del vector de Park solamente, no es posible determinar de qué tipo de falla se trata.

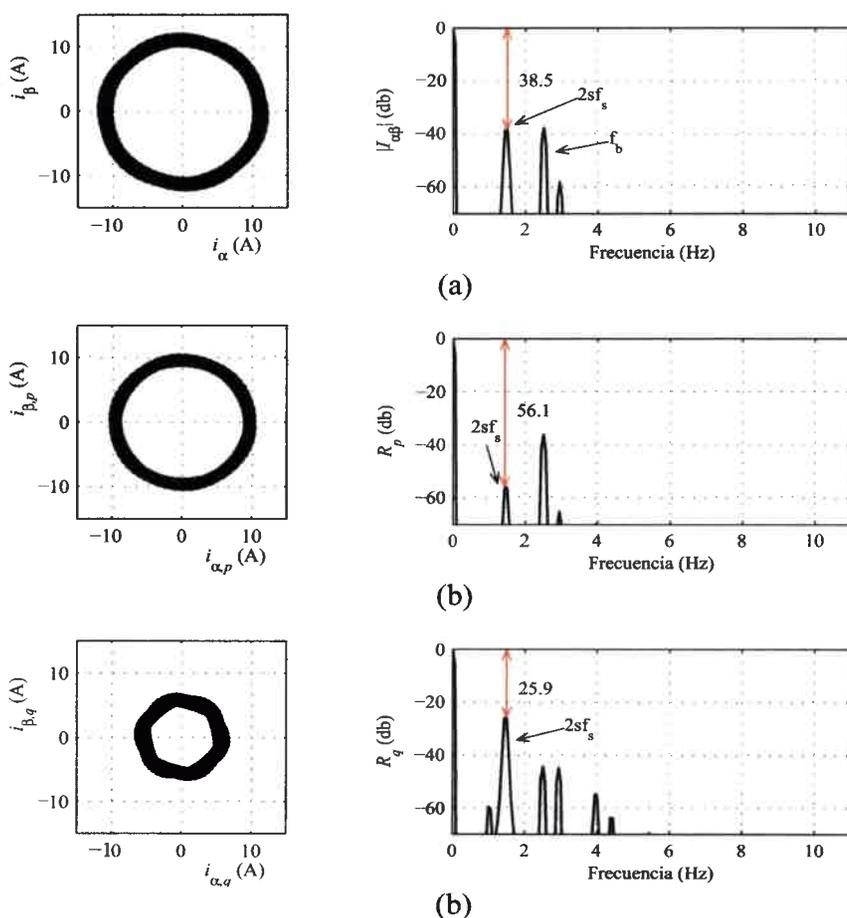


Figura 4-7. Motor con 3 barras rotas 75% de carga más 4% a 2.5 Hz. (a) Vector de Park. (b) VCA. (c) VCR. (Simulación).

Por otra parte, sobre el módulo del vector corriente activo se puede observar que la componente de mayor amplitud corresponde a la perturbación en la carga (2.5 Hz), mientras que sobre el vector corriente reactivo la componente más significativa es la debida a la falla en el rotor (~ 1.4 Hz).

Esto es consistente con lo planteado inicialmente y concuerda con lo observado cuando se trataron separadamente los casos de barras rotas y oscilación de carga.

Los resultados mostrados en las figuras 4.5 a 4.7 evidencian que es posible diagnosticar la rotura de barras e incluso separar su efecto de los provenientes de la carga, analizando simultáneamente el módulo de los vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$. En las secciones 4.5 y 4.6 se analiza la estrategia presentada con resultados experimentales de laboratorio y de planta que validan lo mostrado en simulación.

Factor de severidad

Tal como se observó anteriormente, la presencia de falla en el rotor introduce en el espectro del módulo del vector corriente reactivo componentes al doble de la frecuencia de deslizamiento. Dado que esta componente está presente cuando existe la falla y no se ve significativamente afectada por perturbaciones externas en el par, es posible definir el siguiente factor de severidad de falla:

$$FS^I = \frac{VCR_{2sf}}{|\vec{i}_{\alpha\beta}|} \times 100 \quad (\%), \quad (4.26)$$

donde VCR_{2sf} representa la componente a dos veces la frecuencia de deslizamiento presente en el módulo del vector corriente reactivo e $|\vec{i}_{\alpha\beta}|$ es el módulo del vector corriente.

Resulta interesante destacar que si se cumple que $\varphi_l + \varphi_r \sim \pi$, tal como ocurre para un caso de barra rotas, el factor de severidad propuesto en (4.26) es equivalente al propuesto por Bellini en [64]. Esto es:

$$FS_{pu}^I \approx \frac{Q_b}{V_f |\vec{i}_{\alpha\beta}|} = \frac{\sqrt{I_l^2 + I_r^2 - 2I_l I_r \cos(\varphi_l + \varphi_r)}}{|\vec{i}_{\alpha\beta}|} \Rightarrow$$

si $\varphi_l + \varphi_r \approx \pi \Rightarrow$ (4.27)

$$FS_{pu}^I \approx \frac{\sqrt{(I_l + I_r)^2}}{|\vec{i}_{\alpha\beta}|} \approx \frac{I_l + I_r}{I_f}$$

En la parte (a) de la figura 4.8 se muestra la evolución del factor de severidad (4.26) y de las componentes al doble de la frecuencia de deslizamiento para 1, 2, 3 y 5 barras rotas con carga nominal. Como puede observarse, el factor de severidad crece conforme se incrementa la gravedad de la falla. En la parte (b) de la figura 4.8 se analiza el factor de severidad para 1, 2 y 3 barras rotas bajo distintos estados de carga del motor.

Tal como se puede observar en la parte (a) de la figura, el factor de severidad propuesto es directamente proporcional a la severidad de la falla y muestra una evolución semejante a la componente VCR_{2sf} . Por otro lado se puede apreciar que la componente a frecuencia $2sf$ en el VCA se mantiene en un valor prácticamente nulo. Al analizar la dependencia del FS^I con el estado de carga de la máquina se puede ver que muestra cierta dependencia con el mismo. No obstante, para estados de carga superiores al 50%, la variación que experimenta es relativamente pequeña (menor al 1%), lo que permite distinguir inequívocamente entre los tres niveles de severidad de falla analizados. Este comportamiento permite asociar el valor de FS^I directamente con la asimetría presente en el motor.

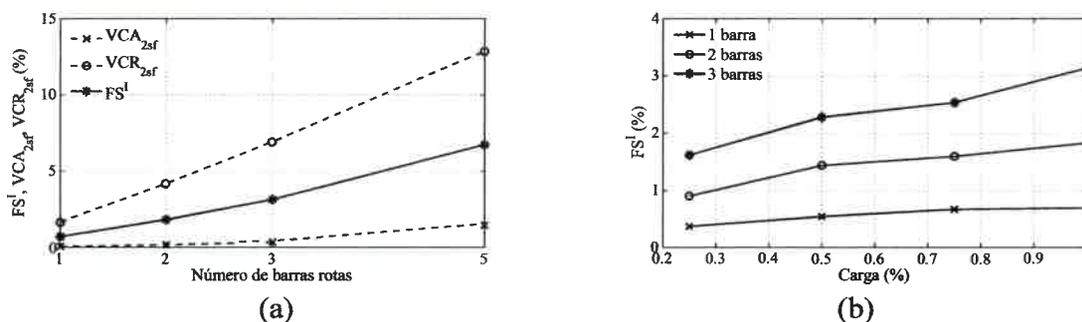


Figura 4-8. (a) Componentes a $2sf$ y FS^I en función del número de barras rotas. (b) FS^I en función del estado de carga. (Simulación).

4.5. Resultados experimentales

Para validar las estrategias de detección presentadas en los apartados anteriores se realizaron diferentes ensayos de laboratorio en los cuáles se registraron las tensiones y las corrientes de un motor de inducción trifásico de 5.5 [kW]. Mediante el banco de ensayo descrito en el Apéndice B se reprodujeron situaciones de operación con barras rotas, oscilaciones en el par de carga y combinaciones de las mismas. Igualmente se realizaron experiencias bajo distintas condiciones de alimentación y estado de carga de la máquina. Los datos característicos del motor ensayado se listan en la tabla D.1 presentada el Apéndice D.

Para obtener las corrientes activas y reactivas se emplearon las tensiones de alimentación registradas durante la experiencia. Por el contrario, para determinar los vectores corriente, activo y reactivo, se utilizó el algoritmo propuesto en la sección 4.4.1 que permite independizarse de la medición de tensión. A partir de las mediciones obtenidas se evaluó el desempeño de las estrategias y los resultados obtenidos se presentan a continuación.

4.5.1 Resultados con barras rotas

a) Corrientes activa y reactiva instantánea

Para obtener los resultados experimentales con barras rotas se colocaron en la máquina a ensayar rotores de las mismas características que el original, pero con 1, 2 y 3 barras rotas tal como se aprecia en la figura B.2 del Apéndice B. Para el motor empleado, las fallas impuestas representan el 2.5, 5 y 7.5 % del total de las barras de rotor. Mediante la disposición mostrada en la figura B.2 del Apéndice B se alimentó el motor a ensayar directamente desde la red y se lo hizo trabajar bajo diferentes estados de carga.

En la figura 4.9 (a) se presenta el espectro de frecuencias de la corriente activa (izquierda) y reactiva (derecha) instantánea para 3 barras rotas y carga nominal. En esta figura se observa que el espectro de ambas corrientes exhibe bandas laterales alrededor de la componente fundamental. Sin embargo, las bandas presentes en la corriente reactiva instantánea poseen una amplitud considerablemente mayor (+23 db) a las observadas en la corriente activa. Las bandas laterales aparecen a una frecuencia aproximada de 2 Hz, lo cual es consistente con lo esperado ya que el deslizamiento durante el ensayo era igual al nominal (2%), por lo tanto $\pm 2sf_s = \pm 2$ Hz. Estos resultados son consistentes con los obtenidos en la sección 4.3.1 mediante simulación. No obstante es interesante destacar que las bandas laterales, observadas en los resultados experimentales, resultan levemente inferiores a las obtenidas en simulación. Tal como se discutió en el Capítulo 3, esta diferencia puede deberse en parte a la presencia de corrientes inter-laminares y los efectos de saturación magnética que no son contemplados en el modelo de CMA.

A los fines de comparación, en la parte (b) de la figura 4.9 se muestra el espectro de la corriente activa (izquierda) y reactiva (derecha) para el caso del motor sano. En este caso ambos espectros contienen solamente la componente fundamental.

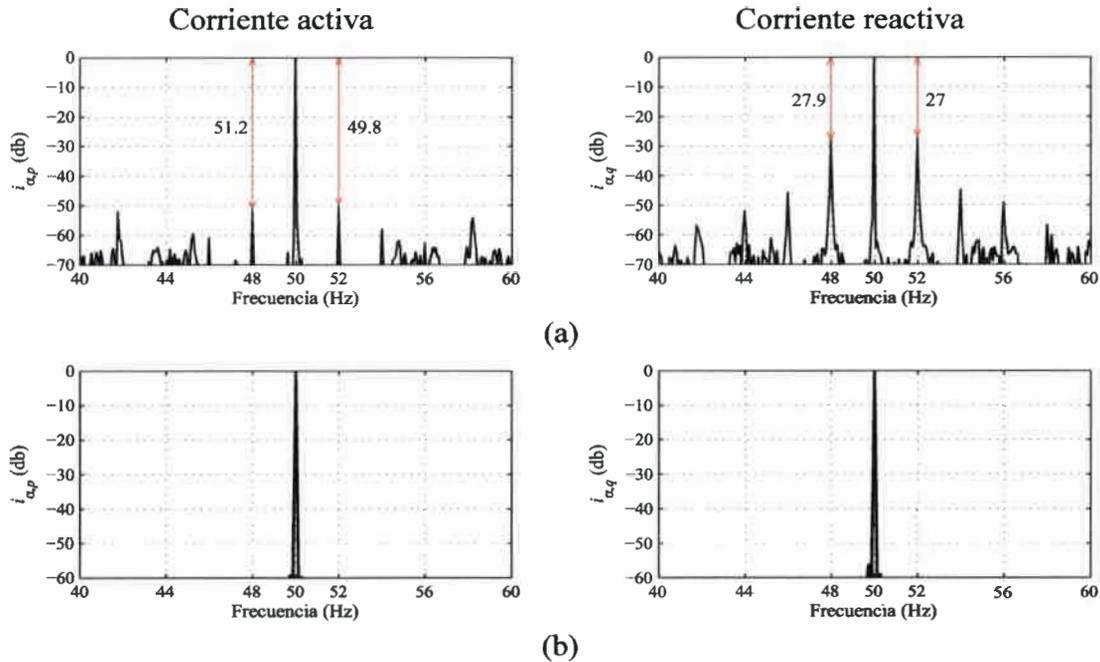


Figura 4-9. Espectro de frecuencias de la corriente activa y reactiva instantánea para: (a) 3 barras rotas y (b) motor sano. 100% de carga. (Experimental).

Factor de severidad

Para evaluar el desempeño de la estrategia se realizaron experiencias con distinto número de barras rotas y bajo diferentes estados de carga. A partir de estos resultados se determinó el factor de severidad (4.14) propuesto en la sección 4.3.1 y los valores obtenidos se presentan en la figura 4.10. En esta figura se observa claramente que para las experiencias realizadas el factor de severidad propuesto crece conforme aumenta la gravedad de la falla. Se puede apreciar también que dicho factor presenta cierto grado de dependencia con el estado de carga del motor, semejante a lo encontrado mediante simulación. Si bien esto limita en parte la utilidad, para estados de carga superiores al 50% es posible separar entre los distintos niveles de falla.

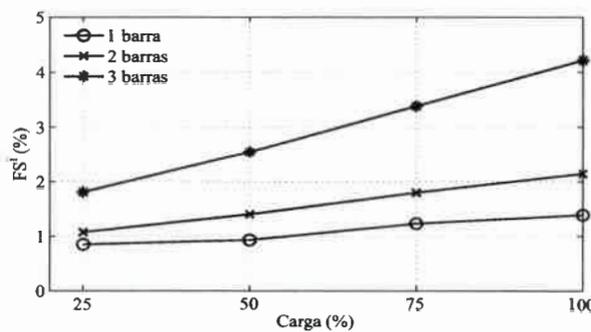


Figura 4-10. Factor de severidad FS^i para distinto número de barras rotas y estados de carga. (Experimental).

b) Vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$

Para los mismos ensayos de laboratorio descritos en el apartado anterior se evaluó el comportamiento de los vectores corriente activo y reactivo. Tal como se mencionó previamente, para la construcción de los vectores no se utilizó la tensión medida, sino que se empleó el algoritmo propuesto en la sección 4.4.1 para la estimación de la tensión. En la figura 4.11 se presenta el vector corriente activo (fig. 4.11 (a)) y el vector corriente reactivo (fig. 4.11 (b)) para el caso de 3 barras rotas y carga nominal. En esta figura se muestra para cada vector la traza en el plano $\alpha\text{-}\beta$ y el espectro de frecuencias del módulo. Como puede observarse, el módulo del vector corriente reactivo presenta una componente importante en 2 Hz y múltiplos de la misma, introducidas por la falla en el rotor. Sobre el espectro del módulo del vector activo se observa igualmente una componente a la misma frecuencia (2 Hz) pero con una amplitud mucho menor.

Estos resultados son coincidentes con lo obtenido previamente en simulación y muestran que es posible diagnosticar un problema de barra rotas analizando el espectro de ambos vectores e identificando las componentes al doble de la frecuencia de deslizamiento.

Es interesante destacar que la curva de Lissajous observada en la figura 4.11 difiere sensiblemente de la obtenida por simulación (figura 4.5). Este efecto *ondulado*, que exhiben las curvas obtenidas experimentalmente, es causado por la presencia de 5^{to} armónico en la tensión y por lo tanto en la corriente de la máquina. La componente fundamental del vector recorre la traza con una frecuencia angular igual a la del sistema (ω_s), mientras que el quinto armónico lo hace con una frecuencia ($-5\omega_s$). La superposición de ambas componentes da lugar a los ciclos de batimiento observados. Estas componentes producidas por los problemas de calidad de energía se encuentran muy separadas, en el espectro de frecuencias, de las componentes utilizadas para la detección de las fallas en el rotor y por consiguiente no representan un problema para el empleo de la estrategia.

A los fines de comparación, en la figura 4.12 se muestra el vector corriente activo (fig. 4.12 (a)) y el vector corriente reactivo (fig. 4.12 (b)) para el motor sano con carga nominal. A la izquierda de la figura se presenta la traza, en el plano $\alpha\text{-}\beta$, de cada vector y a la derecha el espectro de frecuencias del módulo.

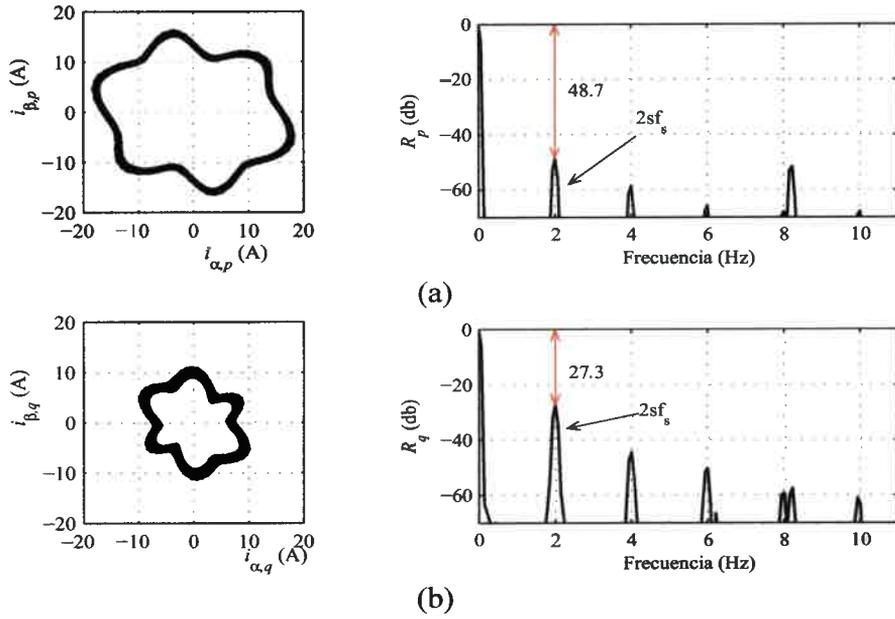


Figura 4-11. (a) Vector corriente activo, (b) Vector corriente reactivo. 3 barras rotas y 100% de carga. (Experimental).

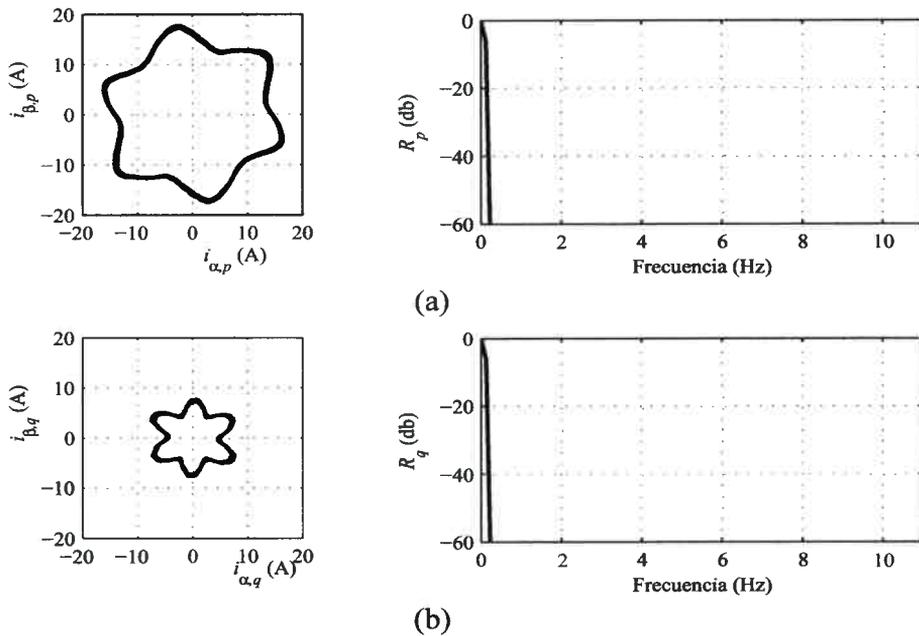


Figura 4-12. (a) Vector corriente activo, (b) Vector corriente reactivo. Motor sano y 100% de carga. (Experimental).

Semejante a lo observado en las corrientes activa y reactiva, para el caso del motor sin falla el espectro de los módulos exhibe únicamente la componente debida a la fundamental. Sobre las trazas de los vectores se puede observar, al igual que en el caso con falla, el efecto *ondulado* introducido por los armónicos en la tensión.

Factor de severidad

Se analizó el comportamiento del VCA y VCR para distintas severidades de falla y estados de carga del motor. En la figura 4.13 (a) se muestra, para distinto número de barras rotas, la evolución de las componentes a frecuencia $2sf_s$ presentes tanto en el vector corriente activo como en el reactivo, denotadas en la figura como VCA_{2sf} y VCR_{2sf} respectivamente. Conjuntamente con estas componentes se muestra el factor de severidad de falla propuesto en (4.26). Claramente en la parte (a) de la figura 4.13 se puede observar que la componente VCR_{2sf} responde casi linealmente con el incremento en la gravedad de la falla, mientras que la componente VCA_{2sf} permanece con un valor bajo y prácticamente constante.

En la parte (b) de la figura 4.13 se analiza el factor de severidad para distintos estados de carga y número de barras rotas. Al igual que lo observado en los resultados de simulación, el factor de severidad propuesto depende de la severidad de la falla y presenta cierta dependencia con el estado de carga del motor. No obstante, por encima del 50% de carga los distintos casos pueden discriminarse inequívocamente, lo que posibilita asociar la severidad de la falla a un determinado rango de valores de FS^I .

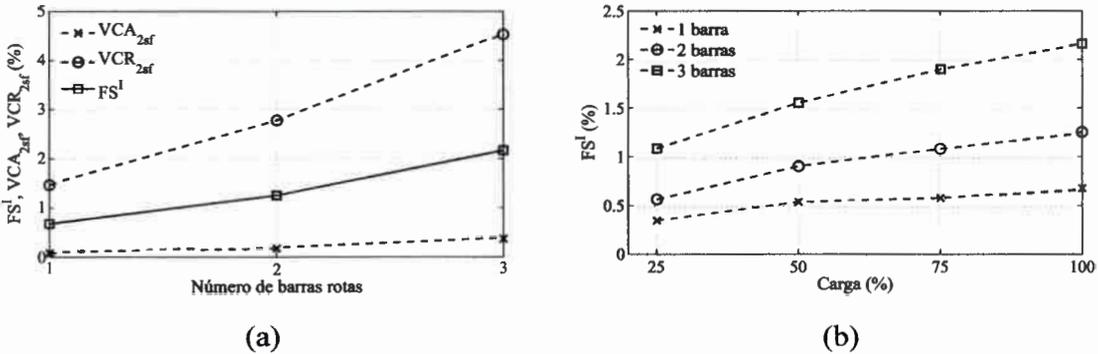


Figura 4-13. Componentes VCA_{2sf} , VCR_{2sf} y factor de severidad en función del número de barras rotas (a) y del estado de carga (b). (Experimental).

Error introducido por la estimación del referencial de tensión

Debido a que el método para reconstruir el referencial de tensión presentado en el apartado 4.4.1 se basa en estimaciones para determinar el valor de tensión y el factor de potencia del motor, resulta de interés cuantificar el error que dichas estimaciones introducen en el factor de severidad.

En la figura 4.14 se muestran las potencias medias activa y reactiva y el factor de severidad FS^I para 3 barras rotas con carga nominal, en función del error cometido tanto en el factor de potencia (a) como en el valor eficaz de la tensión (b). Como puede

observarse de la parte (a) de la figura 4.14, el factor de severidad presenta prácticamente el mismo valor para un rango de variación de $\pm 10\%$ en el factor de potencia del motor. Esto muestra que no se requiere una estimación de mucha precisión para obtener buenos resultados con la estrategia propuesta.

Una situación semejante se puede observar en la parte (b) de la figura donde se varió en $\pm 10\%$ el valor RMS de la tensión empleada para crear el referencial. Tal como se había discutido anteriormente, el valor RMS que se utilice para reconstruir el referencial de tensión no resulta determinante para el desempeño de la estrategia. Por lo tanto puede emplearse directamente el valor nominal del sistema sin riesgo de cometer errores significativos en la determinación de FS^I .

Cabe aclarar que los valores denotados como real/nominal tanto para el $\cos(\varphi)$ como para V_{RMS} en las figuras 4.14, se determinaron directamente a partir de la medición de la tensión. El resto de los puntos de las gráficas 4.14 (a) y 4.14 (b) se obtuvieron generando diferentes referenciales en donde se variaron los valores de $\cos(\varphi)$ y V_{RMS} empleados.

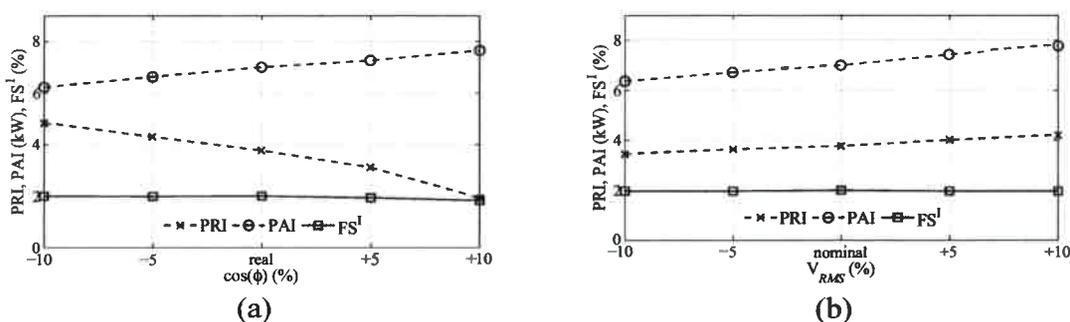


Figura 4-14. Potencias medias activa (PAI) y reactiva (PRI) instantánea y FS^I en función del error en el factor de potencia (a) y en el valor eficaz de la tensión (b).

4.5.2 Oscilación de carga de baja frecuencia

En este apartado se analizan las estrategias presentadas para el caso del motor sin falla e impulsando una carga oscilante de baja frecuencia. Para la obtención de los resultados experimentales se empleó el banco de ensayos descrito en la figura B.1 del Apéndice B.

a) Corrientes activa y reactiva instantáneas

En la figura 4.15 se muestra el espectro de frecuencias de las corrientes activa y reactiva instantáneas para el motor sin falla e impulsando un par oscilante. Estos resultados corresponden al motor operando con un par medio del 75% más una componente

oscilante de 3.5% a 2 Hz. En ambos espectros se pueden observar claramente las bandas laterales introducidas por la oscilación en el par. En este caso, las bandas aparecen a una frecuencia dada directamente por la pulsación en el par, esto es, $f_s \pm f_b$. Aunque ambos espectros se ven afectados, las bandas laterales presentes en la corriente activa poseen una amplitud considerablemente mayor (~20 db) que las observadas en la corriente reactiva. Este comportamiento es consistente con lo encontrado mediante simulación en el apartado 4.3.1 y permite diagnosticar correctamente el problema sin confundirlo con un caso de barras rotas.

b) Vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$

A continuación se analiza mediante los vectores corriente activo y reactivo el caso experimental de carga oscilante descrito en la sección anterior. Al igual que para los resultados con barras rotas, los que se presentan a continuación se obtuvieron sin la medición de tensión. En su lugar se empleó el algoritmo propuesto en la sección 4.4.1 para reconstruir el referencial de tensión.

En la figura 4.16 se muestra la traza y el espectro de frecuencias del módulo de los vectores corriente activo (fig. 4.16 (a)) y reactivo (fig. 4.16 (b)). Esta oscilación en el par de carga provoca la aparición de una componente a la frecuencia de la perturbación sobre el espectro de los vectores corriente. Semejante a lo observado en simulación, este efecto se manifiesta fundamentalmente sobre el vector corriente activo y en mucho menor medida sobre el reactivo. Al igual que lo observado con las corrientes activas y reactivas, analizando ambos vectores es posible discriminar entre un problema de barras rotas y uno proveniente de la carga acoplada al motor.

Tal como se indicó anteriormente, la ondulación observada en la curva de Lissajous de ambos vectores se debe a la presencia de 5^{to} armónico en la corriente.

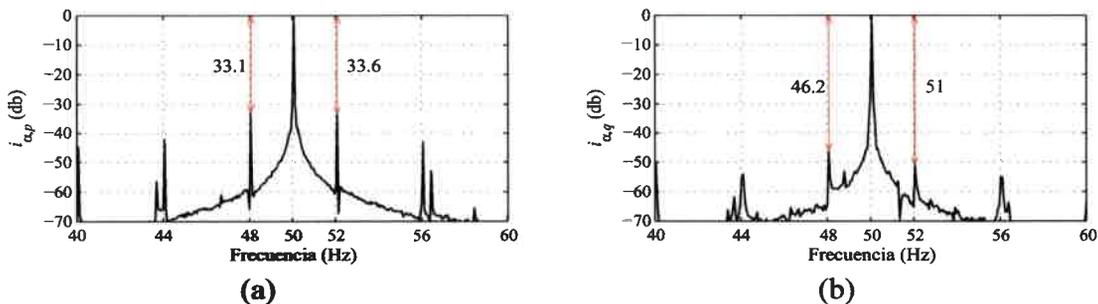


Figura 4-15. Motor sano con 100% de carga y 3.5% a 2 Hz. (a) Corriente activa y (b) reactiva instantánea. (Experimental).

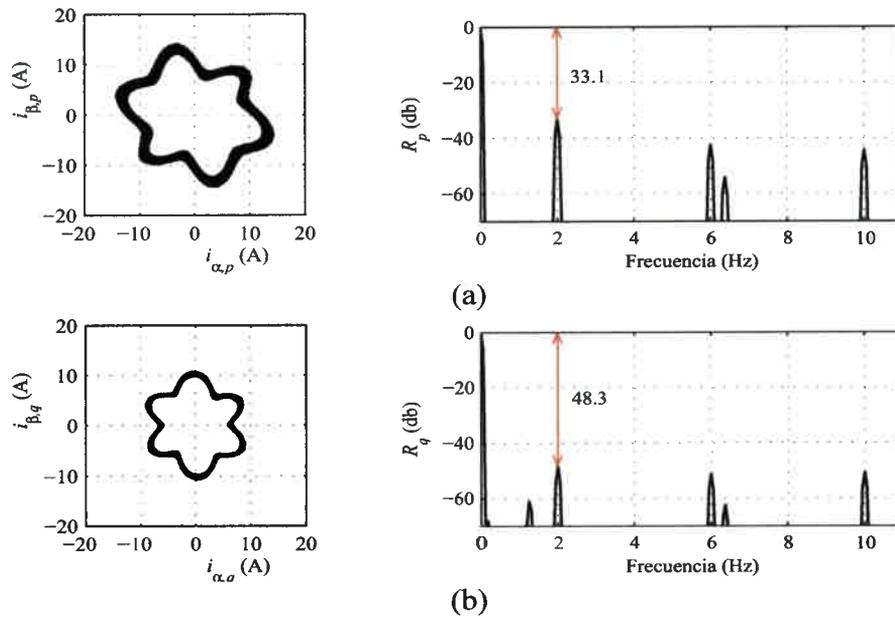


Figura 4-16 Motor sano con 75 % de carga y 3.5 % a 2 Hz. (a) VCA. (b) VCR. (Experimental).

4.5.3 Caso mixto con barras rotas y oscilación de carga

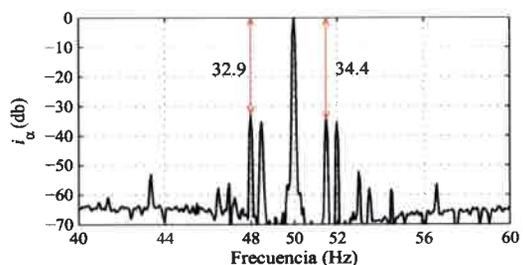
Finalmente para verificar la potencialidad de las estrategias presentadas para discriminar entre un problema de barras rotas y otro de oscilación en la carga, se reprodujo en el laboratorio una condición de operación donde ambos problemas ocurren simultáneamente. A continuación se analizan las dos estrategias presentadas para un caso de un motor con 3 barras y un par medio del 75%, al que se le adicionó una componente oscilante del 4% a 2 Hz. La frecuencia de la perturbación en el par se seleccionó especialmente cercana al doble de la frecuencia de deslizamiento, con el fin de evaluar la habilidad de las estrategias para discriminar ambos problemas. La experiencia se realizó con el motor bajo ensayo conectado directamente a la red y el deslizamiento promedio durante la prueba fue de $\sim 1.4\%$.

a) Corrientes activa y reactiva instantánea

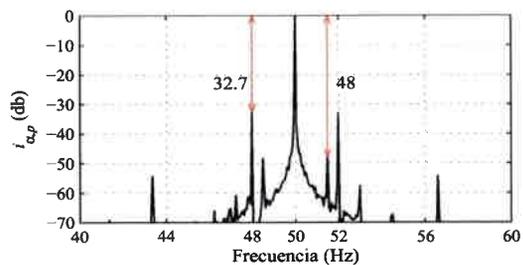
En la figura 4.17 se muestra el espectro de frecuencias tanto de la corriente i_α como de las corrientes activa y reactiva instantáneas para el caso descrito anteriormente. En esta figura se incluyó el espectro de la corriente i_α a los fines de comparar los resultados. Tal como puede observarse en la parte (a) de la figura 4.17, en el espectro de la corriente i_α aparecen dos pares de bandas laterales alrededor de la componente fundamental. Las bandas situadas a 2 Hz corresponden a la oscilación en el par de carga mientras que las

bandas en ~ 1.4 Hz son debidas a la falla en el rotor. Es claro que sin información adicional no es posible discriminar entre ambos problemas.

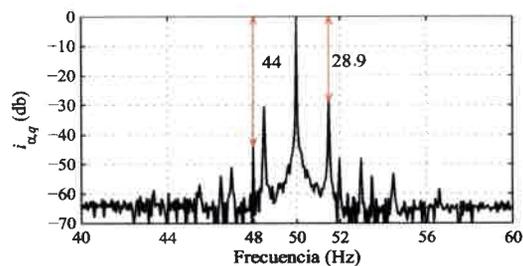
No obstante, las corrientes activas y reactivas presentan una firma claramente diferente. Sobre el espectro de la corriente activa se destacan las bandas laterales a la frecuencia de la oscilación de carga mientras que en el espectro de la corriente reactiva se observan con mayor amplitud las bandas debidas a la asimetría en el rotor en ~ 1.4 Hz. Estos resultados son consistentes con lo presentado en las secciones anteriores tanto para los resultados de simulación como en los experimentales.



(a)



(b)

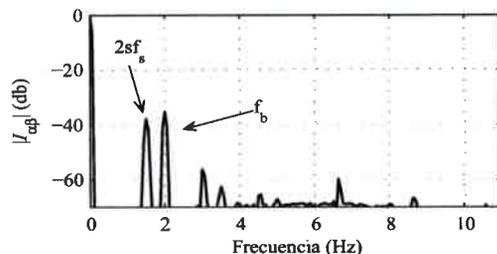


(c)

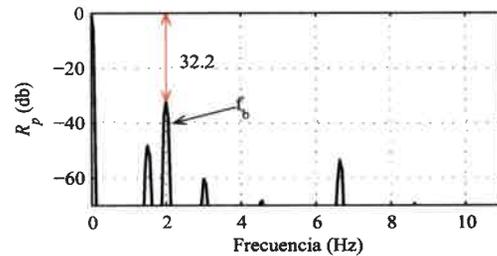
Figura 4-17. Espectro de frecuencias de i_{α} (a), corriente activa (b) y reactiva (c) instantánea. 3 barras rotas 75% de carga más 4% a 2 Hz. (Experimental).

b) Vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$

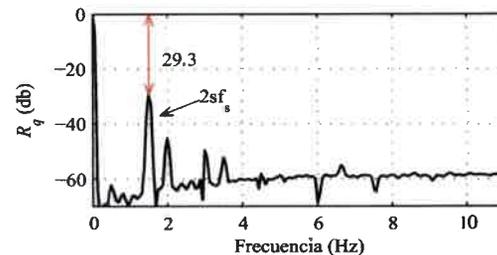
En la figura 4.18 se muestra el espectro de frecuencias del módulo de los vectores de Park, activo y reactivo para el caso de oscilación de carga y barras rotas analizado anteriormente. Al comparar las figuras 4.17 y 4.18 se puede concluir que la información



(a)



(b)



(c)

Figura 4-18. (a) Vector de Park. (b) VCA. (c) VCR. 3 barras rotas 75% de carga más 4% a 2 Hz. (Experimental).

obtenida a partir del análisis de los vectores corriente es semejante a la proporcionada por las corrientes activas y reactivas. Por un lado, el análisis del vector de Park (fig. 4.18 (a)) no proporciona información útil para discriminar correctamente ambos problemas, semejante a lo ocurrido con la corriente $i\alpha$. Por el contrario, el análisis de los vectores corriente activo y reactivo, sí permiten un diagnóstico correcto (figs. 4.18 (b) y (c)). Tal como se observa en estas figuras, la oscilación en el par de carga se manifiesta fundamentalmente sobre el vector activo mientras que la asimetría en el rotor lo hace sobre el reactivo.

4.6. Casos industriales

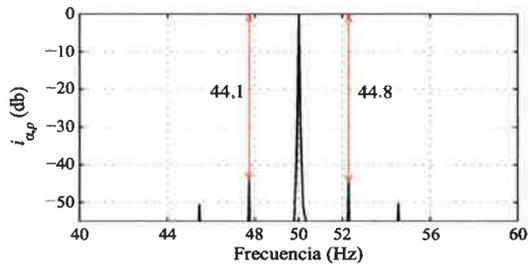
En esta sección se analizan mediante las estrategias propuestas los casos industriales descritos en el capítulo anterior, correspondientes a dos MI con barras rotas, uno de 55 [kW] (*motor A*) y otro de 1656 [kW] (*motor B*). En la tabla D.2 del Apéndice D se detallan los datos característicos de cada uno de los motores.

a) Corrientes activa y reactiva

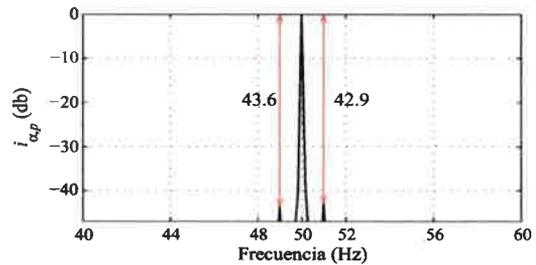
En la página siguiente se muestra el espectro de frecuencias de las corrientes activa y reactiva instantánea para los motores *A* (figura 4.19) y *B* (figura 4.20) operando aproximadamente a plena carga. Como puede apreciarse en ambos casos, sobre el espectro de la corriente reactiva instantánea se observan bandas laterales con una amplitud importante. El estado de carga del *motor A* durante la medición era levemente superior al 100% por lo cual el deslizamiento estaba igualmente por encima del nominal (2%). Es por esto que las bandas laterales aparecen a una frecuencia de ± 2.2 Hz (figura 4.19). Por otra parte, el deslizamiento nominal del *motor B* es de 0.8%, lo cual es consistente con la frecuencia a la que aparecen las bandas laterales $\sim \pm 1$ Hz tal como se observa en la figura 4.20. Aunque en la corriente activa pueden apreciarse bandas a la misma frecuencia, para ambos casos, las mismas poseen una amplitud considerablemente menor a las presentes en la corriente reactiva. Tal como se discutió a lo largo de este capítulo, esta firma descrita por las corrientes es característica de un problema de barras rotas.

Resulta interesante remarcar que aunque en decibelios la amplitud de las bandas laterales es semejante para ambos motores, el rotor del *motor A* posee 40 barras mientras que el del *motor B* 76. Esto implica que si bien porcentualmente la asimetría presente en ambas máquinas es comparable, el número de barras rotas es superior en el

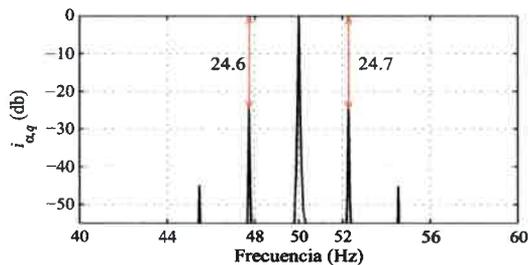
caso del *motor B*. El factor de severidad para el *motor A* resulta $FS_{MA}^i = 6.4\%$ mientras que para el *motor B* es $FS_{MB}^i = 5.5\%$ (determinados a partir de (4.14)).



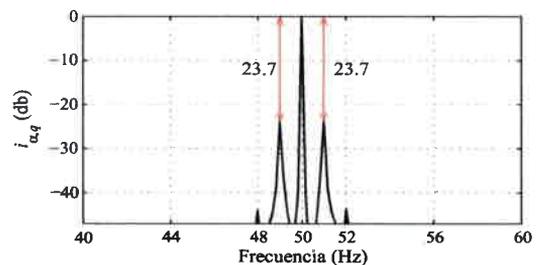
(a)



(a)



(b)



(b)

Figura 4-19. Corrientes activa (a) y reactiva (b) instantáneas. *Motor A*.

Figura 4-20. Corrientes activa (a) y reactiva (b) instantánea. *Motor B*.

b) Vectores $\vec{i}_{\alpha\beta,p}$ e $\vec{i}_{\alpha\beta,q}$

En la figuras 4.21 y 4.22 se muestran los espectros de frecuencias del módulo de los vectores corriente activo y reactivo para los motores *A* y *B* respectivamente. Claramente se puede observar que, para ambos casos, sobre el vector corriente reactivo aparece una componente de amplitud importante (aprox. 25 db) a una frecuencia igual al doble del deslizamiento. Esta es la firma característica de una falla de barras rotas.

Al igual que lo observado con las corrientes activas y reactivas, la amplitud de las componentes para ambos motores es semejante lo que se traduce en factores de severidad igualmente similares $FS_{MA}^d = 3.2\%$ y $FS_{MB}^d = 2.7\%$ (determinados a partir de la expresión (4.26)).

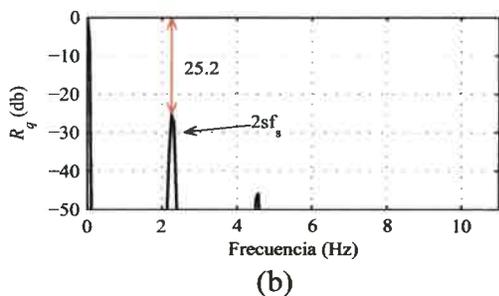
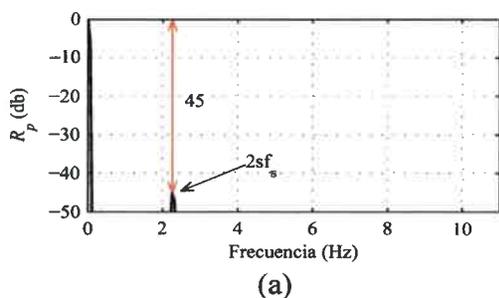


Figura 4-21. VCA (a) y VCR (b). Motor A.

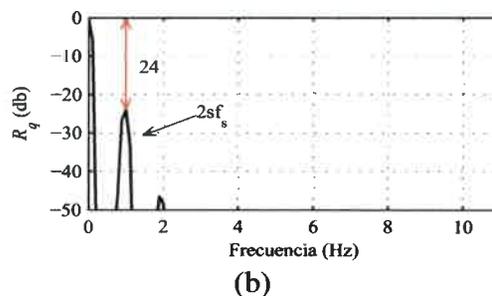
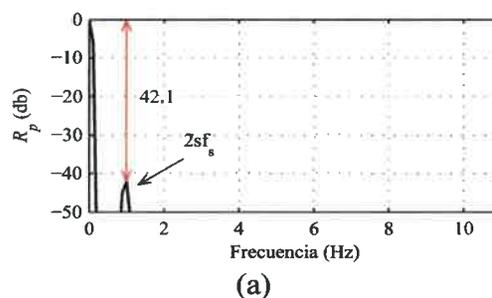


Figura 4-22. VCA (a) y VCR (b). Motor B.

4.7. Discusión y conclusiones

En este capítulo se describieron dos estrategias basadas en la teoría de la potencia real e imaginaria ($p-q$), que permiten diagnosticar problemas de barras rotas en MI y separar su efecto del introducido por oscilaciones presentes en la carga.

Si se dispone de la medición de al menos dos corrientes y dos tensiones del motor, es posible obtener las potencias real e imaginaria y a partir de éstas las corrientes activas y reactivas instantáneas. Se mostró que estas corrientes presentan una firma característica que permite detectar los problemas asociados a asimetrías en el rotor y discriminarlos de aquellos debidos a perturbaciones provenientes del par de carga. Mediante el empleo de un modelo de CMA del MI se analizó la estrategia para distintos grados de severidad de falla y distintos estados de carga, incluyendo oscilaciones de par a baja frecuencia. Los resultados encontrados demostraron que los problemas provenientes de la carga se manifiestan principalmente sobre la corriente activa y en mucho menor medida sobre la reactiva. Particularmente las oscilaciones de baja frecuencia en el par introducen bandas laterales en la corriente activa a la frecuencia de la perturbación. Los resultados mostraron que si bien aparecen bandas laterales también en la corriente reactiva, su magnitud es considerablemente menor. Por otra parte, la presencia de barras rotas se manifiesta como bandas laterales en la corriente reactiva a una frecuencia igual al doble del deslizamiento. Se observó que la amplitud de estas bandas depende directamente del

número de barras rotas, lo que permite definir un factor de severidad de falla. Si bien la presencia de barras rotas introduce bandas laterales también en la corriente activa, la amplitud de las mismas es mucho menor que las presentes en la reactiva. Por lo tanto el análisis del espectro de ambas corrientes, permite detectar ambos problemas y realizar un correcto diagnóstico. Una característica importante de esta estrategia es que el diagnóstico se realiza de un modo análogo al de las estrategias convencionales basadas en MCSA, identificando bandas laterales en torno a la componente fundamental.

A partir de las corrientes activa y reactiva en ejes α y β se propusieron dos nuevos vectores corriente, uno con la parte activa de cada eje y otro con la parte reactiva. Se demostró que el análisis de la firma del módulo de estos vectores permite igualmente separar los efectos debidos a la rotura de barras y oscilaciones en el par de carga. Ambos problemas introducen en el espectro del módulo componentes a baja frecuencia, semejante a lo observado sobre el vector de Park tradicional. Sin embargo, con la estrategia presentada los problemas asociados a oscilaciones de par se manifiestan principalmente sobre el vector corriente activo sin alterar prácticamente el reactivo.

Por otra parte, la rotura de barras modifica el vector corriente reactivo y no el activo. Los resultados obtenidos indicaron que es posible diagnosticar correctamente barras rotas y oscilaciones en la carga, incluso cuando ambos problemas se manifiestan simultáneamente. Debido a que la estrategia propuesta emplea la información presente en las corrientes y no en las potencias, se propuso un método para estimar el referencial de tensión y así evitar registrar las mismas. De esta manera, la implementación de la estrategia requiere sólo la medición de dos corrientes, lo que representa una ventaja con respecto a la estrategia basada en las corrientes activa y reactiva instantáneas. Los resultados mostraron que es posible lograr diagnósticos correctos, aún sin disponer de una estimación muy precisa tanto del factor de potencia como de la tensión del sistema. Una ventaja adicional que presenta el empleo de los vectores corriente es que las componentes que indican la falla aparecen a baja frecuencia, lo que facilita su identificación y el filtrado de la señal. Esto posibilita además adquirir las señales con una menor frecuencia de muestreo, disminuyendo de esta manera los requerimientos de memoria para su implementación.

Es necesario remarcar ciertas consideraciones bajo las cuáles las estrategias propuestas permiten separar los efectos de barras rotas de los provenientes de la oscilación en el par. Por un lado, las oscilaciones de carga contempladas son a baja frecuencia, donde se cumpla que $\omega_b \ll \omega_s$. Si la frecuencia de oscilación en la carga es comparable con la de

alimentación del sistema, el efecto sobre la potencia reactiva es mayor y la separación mencionada no es tal. Por otro lado, si el conjunto motor carga presenta una inercia muy elevada, la amplitud de la banda lateral superior en la corriente (I_s) para un caso de barras rotas se aproxima a cero mientras que el ángulo $\varphi_i + \varphi_s$ tiende a $\pi/2$. Bajo estas condiciones la parte oscilante tanto de las potencias $p(t)$ y $q(t)$ como de las corrientes $i_{\alpha\beta,p}$ e $i_{\alpha\beta,q}$ resultan similares, lo que no permitiría diagnosticar correctamente el problema. En la parte final del capítulo se presentaron resultados obtenidos en el laboratorio que validaron las estrategias y los factores de severidad propuestos. Además se aplicaron las estrategias analizadas a dos casos industriales con barras rotas. Estos resultados mostraron que el diagnóstico logrado con las estrategias sigue siendo correcto incluso con motores de diferentes potencias y tensiones de alimentación.

5. DETECCIÓN AUTOMÁTICA DE FALLAS

5.1. Introducción

Las propuestas discutidas en los dos capítulos anteriores, permiten generar síntomas que evidencian la presencia de una falla, posibilitando de esta manera la detección. En la etapa de diagnóstico, a partir de los síntomas disponibles, se debe establecer el tipo de falla, su ubicación y la severidad de la misma. Este proceso implica invertir las causalidades que relacionan los síntomas con las fallas. Esto es, a partir de los síntomas observados debe inferirse la falla o condiciones de operación que les dieron origen. Normalmente, en este proceso intervienen tanto síntomas analíticos como heurísticos. Los primeros son aquellos que contienen información cuantitativa tales como los generados por las estrategias, mientras que los síntomas heurísticos surgen de información cualitativa aportada por lo operarios o encargados de mantenimiento [31].

Una de las principales dificultades que plantea el proceso de diagnóstico radica en el hecho de que en general no se conoce con exactitud la relación existente entre los síntomas y las causas. Además, puede ocurrir que determinados síntomas sean comunes a diferentes causas, lo cual dificulta el correcto diagnóstico. Es por esto que para abordar estos inconvenientes, en los capítulos anteriores se hizo énfasis en el desarrollo de estrategias que proporcionan un diagnóstico adecuado aún frente a fallas que producen síntomas semejantes.

Dado que el proceso de diagnóstico implica la evaluación y ponderación de diferentes síntomas para poder arribar a una conclusión, normalmente debe ser efectuado por un especialista en el tema. Con el objetivo de independizarse de esta necesidad y poder automatizar este proceso, se han empleado diferentes herramientas de inteligencia artificial (IA) tales como redes neuronales artificiales (RNA) o lógica difusa (LD) que permiten emular el razonamiento humano. Mediante este tipo de herramientas es posible construir clasificadores o sistemas de inferencia que permiten capturar y estructurar el conocimiento experto. En particular los sistemas basados en LD incorporan el conocimiento de un modo simple mediante reglas de tipo IF THEN. Una de las ventajas principales que presentan los sistemas basados en LD es que permiten representar de un modo unificado el conocimiento, mediante funciones de membresía [31]. Esto brinda la posibilidad de tratar con síntomas de distinta naturaleza ya sean analíticos, heurísticos o de tipo empíricos.

En este capítulo se propone la implementación de un sistema de diagnóstico de fallas en MI basado en un sistema de inferencia de LD. El sistema que se presenta permite automatizar el proceso de diagnóstico de barras rotas en MI separando correctamente este tipo de falla de problemas provenientes de la carga. En particular se propone un sistema de inferencia de tipo Mamdani que emplea como síntomas de entrada la información contenida en los vectores corriente activo y reactivo (VCA y VCR) presentados en el Capítulo 4. De las estrategias tratadas en los capítulos anteriores se escogió la utilización de los vectores VCA y VCR ya que es la técnica que requiere menor esfuerzo para identificar las componentes debidas a la falla. En este trabajo de tesis, el conocimiento previo acerca de las relaciones entre los síntomas y las fallas, requerido para la construcción del sistema, se obtiene mediante simulación numérica con un modelo en variables $q-d$ que posee un bajo costo computacional. Finalmente el sistema de diagnóstico automático propuesto se valida mediante resultados de simulación usando un modelo de CMA y resultados experimentales de laboratorio.

5.2. Proceso de diagnóstico de fallas en MI

En forma general, el proceso de diagnóstico de fallas aplicado a MI puede pensarse compuesto por las tres etapas indicadas en la figura 5.1, *Adquisición de datos*, *Cálculo y selección de síntomas* y *Diagnóstico*. Las etapas indicadas en la figura 5.1, al igual que las funciones incluidas en cada una, se seleccionaron con el objetivo de estructurar la presentación del proceso de diagnóstico.

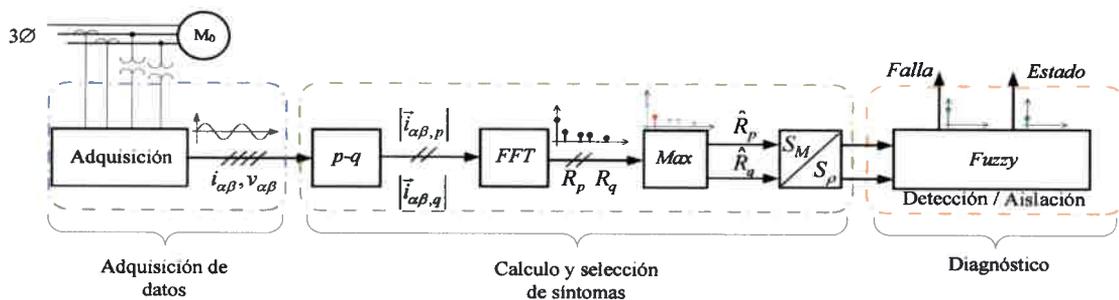


Figura 5-1. Proceso de diagnóstico.

Adquisición de datos

En primera instancia, la etapa de adquisición de datos consiste en la medición y registro de las distintas variables del sistema. Para el caso de MI, estas variables pueden ser eléctricas (corrientes o tensiones), mecánicas (vibraciones o par), entre otras. Esta etapa contempla igualmente operaciones de filtrado y de acondicionamiento de las señales

adquiridas, con el objetivo de adecuarlas para su utilización en las estrategias de detección. En particular, para la propuesta que se presenta en este capítulo se requiere la adquisición de las tensiones y corrientes del MI. Sin embargo, resulta de interés remarcar que la medición de las tensiones no sería necesaria si se emplea el método para reconstruir el referencial de tensión presentado en el apartado 4.4.1 del capítulo anterior.

Cálculo y selección de síntomas

La etapa de cálculo y selección de síntomas comprende el procesamiento de las señales adquiridas, con el objetivo de generar síntomas que permitan la detección de fallas. Algunas de las tareas comprendidas en esta etapa son la construcción de señales adicionales (potencia, vector corriente o par electromagnético), la evaluación de residuos, el cálculo del espectro de frecuencias y la selección de líneas espectrales entre otras. En este capítulo se propone emplear el conocimiento disponible en relación a la firma del módulo de los vectores VCA y VCR para efectuar el diagnóstico. Por lo tanto, la etapa de cálculo y selección de síntomas está comprendida por: la construcción de los vectores VCA y VCR (bloque pq de la fig. 5.1), el cálculo del espectro de frecuencias del módulo (bloque FFT de la fig. 5.1) y el cálculo de los síntomas de interés (bloques Max y S_M/S_ρ de la fig. 5.1). A continuación se discute la obtención de los síntomas propuestos para el diagnóstico (S_M y S_ρ), a partir de los vectores VCA y VCR.

En el capítulo anterior se mostró que es posible diagnosticar correctamente un problema de barras rotas e incluso diferenciarlo de un caso de carga oscilante, analizando simultáneamente el espectro de frecuencias de los vectores corriente activo y reactivo R_p y R_q . Dado que los problemas de barras rotas introducen componentes de baja frecuencia en R_q y los problemas provenientes de la carga introducen componentes sobre R_p , resulta adecuado emplear estas componentes para el diagnóstico. Se propone por lo tanto emplear como indicadores de falla las variables S_{real} y S_{imag} , definidas como se indica en (5.1) y (5.2).

$$S_{real} = -20 \log \left(\frac{VCA_{2sf}}{|\tilde{I}_{\alpha\beta}|} \right), \quad (5.1)$$

$$S_{imag} = -20 \log \left(\frac{VCR_{2sf}}{|\tilde{I}_{\alpha\beta}|} \right). \quad (5.2)$$

Donde VCA_{2sf} representa la componente del espectro del vector activo en torno a la frecuencia $2sf$, VCR_{2sf} es la componente del espectro reactivo a la misma frecuencia e $|\vec{I}_{\alpha\beta}|$ es el módulo del vector corriente. El signo menos en (5.1) y (5.2) se emplea para trabajar con valores positivos.

Resulta interesante remarcar que para calcular las variables S_{real} y S_{imag} , es necesario identificar las componentes características en el espectro de frecuencias de los vectores corriente activo y reactivo. Este proceso de selección puede realizarse directamente por inspección o mediante la implementación de algún algoritmo de búsqueda de máximos locales [149]. Existen igualmente propuestas que emplean otro tipo de herramientas tales como algoritmos genéticos para realizar esta selección [126].

Para construir un sistema de inferencia es necesario disponer de conocimiento previo, tanto para definir las funciones de membresía como para establecer el conjunto de reglas IF-THEN. Aplicado al diagnóstico de fallas en MI, esto implica conocer el comportamiento del motor bajo los diferentes estados de falla que se pretenden identificar y en distintas condiciones de operación. Esto se traduce en disponer de información acerca de las relaciones existentes entre las fallas y los indicadores (5.1) y (5.2). Esta información acerca del comportamiento de los indicadores puede obtenerse a partir del conocimiento experto que se disponga, mediante resultados experimentales o a partir de simulación numérica. En este trabajo de tesis se propone utilizar simulación numérica para caracterizar los valores que adoptan los indicadores S_{real} y S_{imag} . En particular se propone emplear el modelo en variables $q-d$ discutido en el Capítulo 2 que posee bajo costo computacional y requiere del conocimiento de un conjunto reducido de parámetros, lo que facilita la extrapolación de los resultados a diferentes tamaños de motores.

Mediante simulación se contemplaron diferentes estados de funcionamiento del motor incluyendo, operación normal, asimetría rotórica y oscilaciones de baja frecuencia en el par de carga. En tabla 5.1 se indican los distintos casos simulados y en la figura 5.2 se presentan los valores adoptados por los indicadores S_{real} y S_{imag} en cada caso. Para facilitar la visualización, en la figura 5.2 los indicadores S_{real} y S_{imag} se presentan como pares ordenados en el plano $x-y$, ubicando el indicador S_{imag} sobre el eje de ordenadas y el S_{real} en el eje de abscisas.

Tabla 5.1. Casos contemplados en simulación.

Condición	% Carga			
	25	50	75	100
Asimetría de rotor				
$\Delta r_r = [30;20;10;5;2.5]$ %, para $J = J_{nom}$	*	*	*	*
$\Delta r_r = [30;20;10;5;2.5]$ %, para $J = 30 \cdot J_{nom}$	*	*	*	*
$\Delta r_r = 1\%$, para $J = J_{nom}$		*		*
Oscilación de carga				
$\Delta Tl = [0.5;1;2;3;5;7]$ %, a 2 Hz	*	*	*	*
$\Delta Tl = [1;2;3;5;7]$ %, a 5 Hz	*	*	*	*
$\Delta Tl = [1;2;3;5;7]$ %, a 1.4 Hz		*	*	

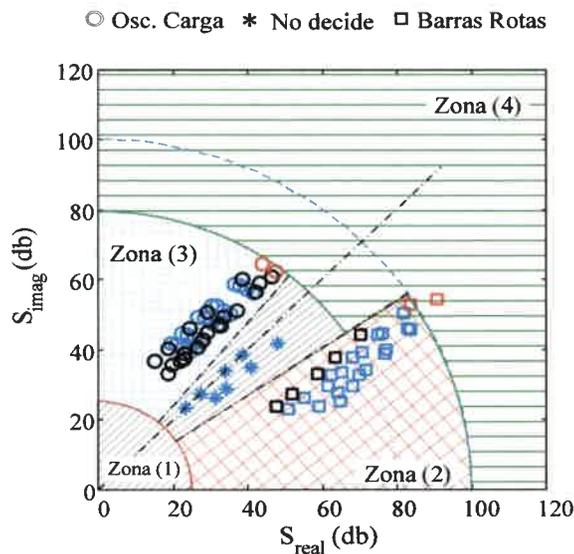


Figura 5-2. Zonas de decisión.

Analizando la figura 5.2 se puede apreciar claramente que los valores adoptados por S_{real} S_{imag} para las diferentes condiciones contempladas, se agrupan en zonas relativamente bien definidas del plano (S_{real} S_{imag}). Por lo tanto, en función del patrón observado, es posible subdividir el plano en cuatro zonas tal como se indica en la figura 5.2.

Por un lado, la zona (1) contempla aquellos casos donde las componentes de baja frecuencia en los vectores corriente presentan valores elevados, esto es, cuando ambos indicadores S_{real} e S_{imag} exhiben valores muy pequeños. Además la zona (1) está compuesta por aquellos casos donde los indicadores presentan aproximadamente el mismo valor. En cualquiera de estas dos condiciones no es posible, analizando solamente los indicadores propuestos, decidir con respecto al estado de la máquina. Por lo tanto a esta zona se la denomina *zona de no decisión*.

La zona (2) contempla los casos donde se cumple que S_{imag} presenta valores más pequeños que S_{real} . Este comportamiento corresponde a los casos donde la componente que aparece en el VCR es de mayor amplitud que la observada en el VCA, lo cual es indicativo de un caso de barras rotas tal como se discutió en el Capítulo 4. Por lo tanto a la zona (2) se la denominará *barras rotas*.

La zona (3) contempla los casos donde el indicador S_{real} exhibe valores más pequeños que S_{imag} . Esta zona se denomina *oscilación de carga* y corresponde a los casos donde la componente de baja frecuencia en el VCA presenta mayor amplitud que la componente en el VCR.

Finalmente la zona (4) corresponde al funcionamiento normal del MI y la misma está definida en función de la relación señal-ruido, a partir de la cual no es posible diferenciar entre el nivel de ruido y la amplitud de los indicadores S_{imag} y S_{real} . A esta zona se la denomina *normal*.

Del análisis anterior se encuentra que es posible clasificar la condición de la máquina, determinando en qué zona del plano aparecen los indicadores S_{imag} y S_{real} . Sin embargo, la definición de las distintas zonas de decisión puede realizarse de un modo más simple si se pasa la información a un sistema de coordenadas polares. Esto es, en lugar de caracterizar las zonas de decisión directamente sobre los indicadores S_{imag} y S_{real} , resulta más útil especificar una distancia medida desde el origen (módulo) y un ángulo medido desde el eje de abscisas, esto es:

$$S_M = \sqrt{S_{real}^2 + S_{imag}^2}, \quad (5.3)$$

$$S_\rho = \arctan(S_{imag}/S_{real}), \quad (5.4)$$

donde S_M representa el módulo y S_ρ el ángulo.

Las expresiones (5.3) y (5.4) representan síntomas analíticos provenientes del procesamiento de las señales adquiridas. Estos indicadores al obtenerse analíticamente están expresados a partir de valores perfectamente definidos o “*crisp*”. Sin embargo, la información que contienen en realidad posee cierto grado de vaguedad. Por un lado, al emplearse mediciones experimentales o de campo, las mismas tienen asociada la incertidumbre debida a los equipos de medición empleados y al propio proceso de medición. Además la obtención de los indicadores S_M y S_ρ requiere del procesamiento de las variables adquiridas mediante una computadora, lo que introduce errores numéricos y propaga la incertidumbre de los datos originales.

Por otra parte, dado que los síntomas S_M y S_ρ se determinan a partir de las componentes presentes en los vectores VCA y VCR, los mismos presentarán cierta dependencia frente a factores ajenos a la falla tales como el estado de carga del MI o el momento de inercia. Por lo tanto, para una condición dada en el MI, los valores adoptados por S_M y S_ρ pueden presentar pequeñas variaciones. Si los valores de S_M y S_ρ están cerca del límite entre zonas adyacentes, estas pequeñas variaciones en los indicadores, pueden hacer que el caso considerado aparezca indistintamente dentro de una u otra zona. Esta incertidumbre presente en S_M y S_ρ provoca que la delimitación entre las distintas zonas indicadas en la figura 5.2 no pueda realizarse de una manera perfectamente definida y que no resulte una tarea trivial.

Un modo de abordar este problema es identificar a las variables S_M y S_ρ como variables difusas y emplear el concepto de conjunto difuso para definir dichas zonas. A diferencia de la lógica clásica, en lógica difusa un elemento $x_i \in U$ puede pertenecer a más de un conjunto definido en el universo de discurso U , e incluso presentar distintos grados de pertenencia en cada uno. Normalmente, el grado de pertenencia de un elemento x_i a un conjunto difuso dado \underline{A} se especifica mediante una función de membresía. Esta función representa un mapeo que asocia un grado de pertenencia entre 0 y 1 a cada uno de los elementos del universo de discurso. A modo de ejemplo en la figura 5.3 se muestran dos funciones de membresía diferentes.

El conjunto definido por la función de membresía mostrada en la parte (a) de la figura 5.3 es equivalente a la definición de un conjunto en lógica clásica. En este caso, todos los elementos x_i menores a x_1 pertenecen a \underline{C} , mientras que los restantes no. Sin embargo, para el caso mostrado en la parte (b) de la figura 5.3 existen algunos elementos que pertenezcan plenamente a \underline{C} (membresía = 1), otros elementos que no pertenecen (membresía = 0) y una porción de elementos que pertenecen parcialmente a \underline{C} , esto es, presentan un grado de membresía entre 0 y 1.

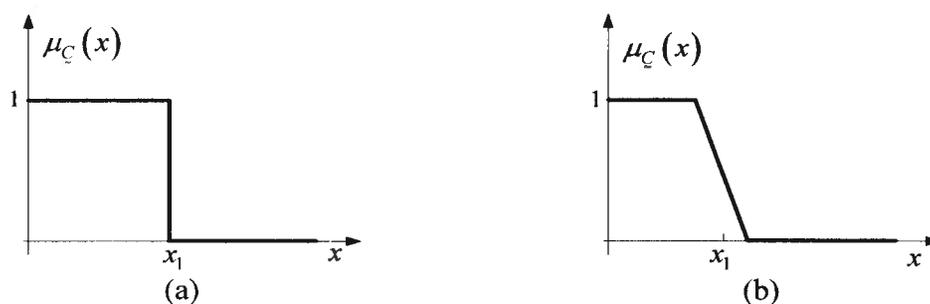


Figura 5-3. Funciones de Membresía.

Esta posibilidad de representar un mapeo gradual entre valores con membresía completa y valores con membresía nula permiten tratar la vaguedad existente en la definición de las diferentes zonas de decisión mostradas en la figura 5.2. A modo de ejemplo, la primera parte de la zona de no decisión podría definirse, empleando conjuntos difusos, de la siguiente manera:

$$Z_{1a} = \left\{ \int \frac{\mu_{Z_{1a}}(S_M)}{S_M}, (\forall S_M \in U_M) \right\}. \quad (5.5)$$

Donde $\mu_{Z_{1a}}$ denota la función de membresía que caracteriza la zona (1) y U_M representa el universo de discurso de la variable S_M . Es interesante remarcar que el símbolo \int en este caso no denota una integral algebraica sino que implica la acumulación de todos los valores mientras que la barra horizontal implica la delimitación [148].

Las funciones de membresía pueden adoptar diferentes formas dependiendo del mapeo que se desee, no obstante para aplicaciones de diagnóstico de falla las funciones más comúnmente empleadas son las de tipo singleton (equivalente a un valor *crisp*), triangulares, trapezoidales y gaussianas [148]. Particularmente para aplicaciones que emplean algoritmos de aprendizaje o de optimización se emplean normalmente funciones continuas tales como las gaussianas que presentan la particularidad de ser continuas en todo el universo y además son suaves [31].

Etapa de diagnóstico

La etapa de diagnóstico contempla la evaluación e interpretación de los síntomas disponibles con el objetivo de identificar si existe una condición de falla o funcionamiento normal (detección). Además de la detección, en la etapa de diagnóstico se debe caracterizar el tipo de falla, determinar su ubicación en el sistema y cuantificar la gravedad de la misma (aislación) [31].

En la propuesta presentada en este capítulo, la etapa de diagnóstico comprende la evaluación y ponderación de los síntomas S_M y S_ρ para determinar la condición del motor. Para implementar de manera automática esta etapa, se propone emplear un sistema de inferencia basado en LD (bloque *Fuzzy* de la fig. 5.1). En las secciones siguientes se describe el sistema de inferencia propuesto y su implementación.

5.3. Sistema de inferencia difuso propuesto

Para efectuar el proceso de diagnóstico se propone un sistema de inferencia basado en lógica difusa de tipo Mamdani con dos entradas y dos salidas. Como entradas del sistema se emplean los síntomas S_M y S_p definidos en (5.3) y (5.4) respectivamente. Como salidas del sistema se adoptan dos variables difusas a las que se denominan ‘Estado’ y ‘Falla’. La salida “Estado” indica la condición de la máquina en cuanto a sí la misma se encuentra en condiciones normales o no, mientras que la salida “Falla” brinda información acerca del tipo de falla que está presente.

El sistema de inferencia propuesto puede esquematizarse de la forma mostrada en la figura 5.4, donde pueden distinguirse las etapas de, Fuzzificación, Evaluación y ponderación de reglas, Agregación y Defuzzificación [31][147].

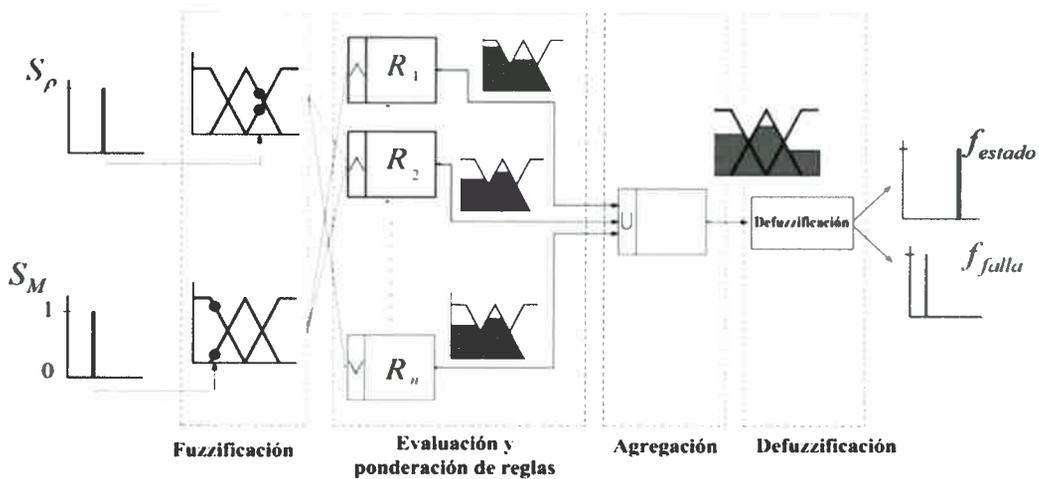


Figura 5-4. Sistema de inferencia difuso.

Durante la etapa de Fuzzificación las entradas del sistema, que originalmente provienen en forma *crisp*, se expresan en forma difusa. Esta etapa es necesaria para poder implementar posteriormente el método de inferencia y evaluar las reglas. Básicamente, durante la Fuzzificación se determina el grado de membresía correspondiente a cada una de las particiones realizadas al universo de entrada. Es decir, dado un valor $S_p = k$ en forma *crisp*, la Fuzzificación produce:

$$\underline{S}_p = \{ \mu_1(k) // \mu_1 + \mu_2(k) // \mu_2 + \dots + \mu_n(k) // \mu_n \}. \quad (5.6)$$

Donde μ_i con $i = 1, 2, 3, 4$ denota a las distintas funciones de membresía que definen las zonas de decisión mostradas en la figura 5.2. En esta expresión el símbolo // representa delimitación mientras que el símbolo + indica inclusión.

Una vez que se disponen las entradas en forma difusa, durante la etapa de evaluación y ponderación de reglas se determina la conclusión o el resultado de cada una de las reglas. Esto implica en primera instancia obtener el grado en que se satisfacen las premisas y luego, en función de esto, el resultado de cada regla. En general las premisas están expresadas de la forma IF A_1 AND/OR A_2 AND/OR NOT A_3 ... THEN... por lo que se deben resolver las operaciones lógicas AND (intersección), OR (unión) y NOT (complemento).

Para el sistema de diagnóstico propuesto en este trabajo estas operaciones básicas se implementan empleando las definiciones estándar dadas en (5.7) [148]. Siempre que el grado de membresía se restrinja al intervalo [0-1], las operaciones de intersección, unión y negación definidas como en (5.7) resultan análogas a las empleadas en la lógica clásica.

$$\begin{aligned}
 \text{Unión} & \quad \mu_{A \cup B}(x) = \mu_A(x) \vee \mu_B(x), \\
 \text{Intersección} & \quad \mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \wedge \mu_B(x), \\
 \text{Complemento} & \quad \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x).
 \end{aligned} \tag{5.7}$$

Los operadores \wedge y \vee denotan el mínimo y el máximo respectivamente.

Dado que la salida del sistema se conforma con el resultado de todas las reglas, es necesario acumular las conclusiones de cada regla para obtener el resultado final. Este proceso se denomina agregación y en este trabajo se implementó tomando el valor máximo [147].

Debido a que las salidas de un sistema de inferencia Mamdani son también variables difusas, comúnmente resulta útil condensar esta información en un único valor definido (*crisp*). A este proceso se lo conoce como Defuzzificación y existen diversos métodos que pueden emplearse para convertir la información difusa en un valor *crisp*. Los métodos más comunes son los basados en el máximo, el método del centro de gravedad o los que emplean promedios ponderados [148]. En la propuesta presentada en este trabajo se emplea el método del centro de gravedad que establece:

$$z^* = \frac{\int \mu_C(z) z dz}{\int \mu_C(z) dz}. \tag{5.8}$$

Donde $\mu_C(z)$ denota la salida del sistema de inferencia y z^* es el valor *crisp* obtenido de la defuzzificación. En este caso el símbolo \int denota una integral algebraica.

5.3.1 Entradas y salidas del sistema

Entradas

Como entradas para el sistema de inferencia se plantea emplear los síntomas S_M y S_ρ definidos en las expresiones (5.3) y (5.4). A partir de la información obtenida mediante simulación numérica, para los casos de oscilación de carga y barras rotas presentados en la sección 5.2.1, es posible establecer los siguientes universos de discurso para cada una de las entradas:

$$0 \leq S_M \leq 120 \quad (\text{db}); \quad (5.9)$$

$$0 \leq S_\rho \leq \frac{\pi}{2} \quad (\text{rad}); \quad (5.10)$$

El universo de discurso de la variable S_M se dividió en 6 regiones y a cada una se le asoció una función de membresía de tipo “*gbellmf*” (“*Generalized bell-shaped*”) tal como se presenta en la figura 5.5 (a). Este tipo de función de membresía es continua y está dada por la expresión:

$$\mu_{gbell}(x, a, b, c) = \frac{1}{1 + \left| \frac{x-c}{a} \right|^{2b}}, \quad (5.11)$$

donde los parámetros a , b y c caracterizan la forma de la curva. Ajustando adecuadamente estos parámetros es posible definir las zonas de la función de membresía donde $\mu_{gbell} > 0$ (soporte), $\mu_{gbell} = 1$ (núcleo) y $0 < \mu_{gbell} < 1$ (bordes) [147].

En la tabla 5.2 se indican los parámetros de cada una de las funciones de membresía empleadas para la entrada S_M .

Tal como se puede observar en la figura 5.5 (a), a cada una de las funciones de membresía empleadas para la variable S_M se las denominó como ‘ND’, ‘L1’, ‘L2’, ‘L3’, ‘L4’, y ‘OK’ asociado con las variables lingüísticas *no decide*, *límite 1*, *límite 2*, *límite 3*, *límite 4* y *sano*.

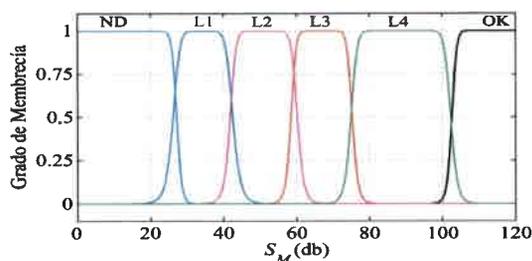
Por otra parte, el universo de discurso de la variable de entrada S_ρ se partió en cinco regiones denotadas por ‘Z1’, ‘Z2’, ‘ND’, ‘Z3’ y ‘Z4’ asociadas con las variables lingüísticas *límite 1*, *límite 2*, *no decide*, *límite 3* y *límite 4*, tal como se muestra en la figura 5.5 (b). Para esta entrada se emplearon igualmente funciones de membresía de tipo “*gbellmf*” cuyos parámetros característicos se detallan en la tabla 5.3.

Tabla 5.2. Particiones para S_M .

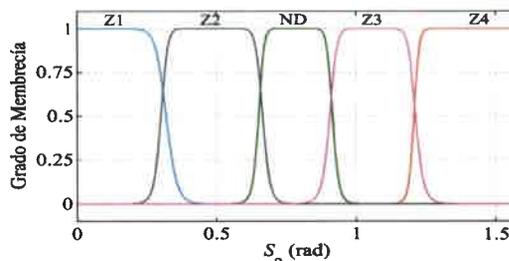
S_M			
Partición \ Parámetro	a	b	c
ND	17	13.5	10.2
L1	8.1	4.13	4.4
L2	50.9	5.5	9.2
L3	8.4	5.8	66.8
L4	13.7	7.9	88.6
OK	12.4	9.4	115

Tabla 5.3. Particiones para S_ρ .

S_ρ			
Partición \ Parámetro	a	b	c
Z1	0.58	15.7	-0.3
Z2	0.18	7.5	0.5
ND	0.13	6.5	0.8
Z3	0.15	5.7	1
Z4	0.23	12.1	1.4



(a)



(b)

Figura 5-5. Funciones de membresía para las entradas, S_M (a) y S_ρ (b).

Salidas

Tal como se indicó anteriormente, para el sistema de diagnóstico se proponen dos salidas las cuales se denominan “Estado” y “Falla”. Para estas salidas se plantean los siguientes universos de discurso:

$$0 \leq \text{Estado} \leq 1 \tag{5.12}$$

$$-1 \leq \text{Falla} \leq 1 \tag{5.13}$$

Esta selección de los universos de discurso de las variables de salida se realizó arbitrariamente, pudiendo haberse escogido algún otro. En particular en este trabajo se asumirá que un valor cercano a 0 para la variable “Estado” representa que el motor se encuentra sano o que no presenta ninguna de las condiciones de falla contempladas. Por el contrario, un valor cercano a 1 indicará la presencia de una falla.

Por otra parte, para la variable “Falla” se establece lo siguiente: esta variable adoptará un valor cercano a (-1) cuando se presente una condición de oscilación de carga mientras que adoptará un valor cercano a +1 cuando el motor presente un problema de barras rotas. Un valor de la variable “Falla” cercano a 0 representará una condición de no decisión.

En función de la información extraída mediante simulación, el universo de discurso de la salida “Estado” se dividió en tres regiones denominadas ‘Anormal’, ‘Regular’ y ‘OK’, asociadas a las variables lingüísticas *anormal*, *regular* y *sano* que describen el estado del motor. En la figura 5.6 (a) se observan las particiones y las funciones de membresía para la salida “Estado” mientras que en la tabla 5.4 se detallan los parámetros de cada una.

Para la variable *Falla* el espacio de entrada se dividió en seis regiones a cuyas funciones de membresía se las denominó ‘ocG’, ‘ocM’, ‘ND’, ‘bbC’, ‘bbM’ y ‘bbG’ asociado a las variables lingüísticas *oscilación de carga grande y medio*, *no decide*, *barras rotas chico, medio y grande* respectivamente. Cada una de las regiones correspondientes a barras rotas representa un grado de severidad diferente. En caso de conocer el porcentaje de barras afectadas, se podrían redefinir estas regiones para expresarlas en función de dicho porcentaje. En la figura 5.6 (b) se muestran las particiones realizadas para la salida “Falla” y en la tabla 5.5 se detallan los parámetros de las mismas.

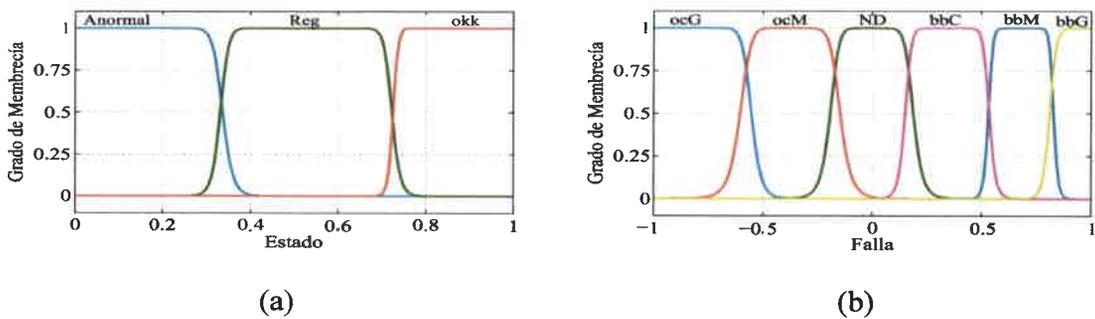


Figura 5-6. Funciones de membresía de salida. (a) *Estado*. (b) *Falla*.

Tabla 5.4. Particiones para la variable de salida *Estado*.

<i>Estado</i>			
Partición \ Parámetro	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>
Anormal	0.24	10.4	0.1
Regular	0.2	10.5	0.5
OK	0.17	15.2	0.9

Tabla 5.5. Particiones para la variable de salida *Falla*.

<i>Falla</i>			
Partición \ Parámetro	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>
ocG	0.3	6.7	-0.85
ocM	0.2	4.5	-0.37
ND	0.19	4.5	-0.003
bbC	0.19	6.5	0.34
bbM	0.15	7.4	0.68
bbG	0.33	11	1.15

Como se mencionó anteriormente, tanto para las variables de entrada como para las de salida se optó por funciones membresía de tipo “*gbellmf*”. Esta elección se realizó en función del desempeño logrado por el sistema de diagnóstico, siendo éste tipo de función el que proporcionó los mejores resultados. No obstante, la forma o tipo de función de membresía seleccionada no es determinante para el desempeño del sistema, como sí lo es el número de particiones y la ubicación de las mismas [31]. Por otro lado, el ajuste de los parámetros de las funciones de membresía en este trabajo se realizó atendiendo al comportamiento observado en simulación y empleando el conocimiento previo del que se disponía. Sin embargo, tanto la partición del universo de discurso como el ajuste de las funciones de membresía podrían realizarse mediante mecanismos más estructurados dependiendo de la información que se disponga. Por ejemplo, si se disponen de suficientes datos de entrada-salida es posible el empleo de métodos basados en algoritmos genéticos o redes neuronales [148].

5.3.2 Conocimiento estructurado. Reglas Difusas

Una de las ventajas de los sistemas de inferencia es que permiten capturar el conocimiento experto. Por un lado, el conocimiento experto es necesario para decidir que síntomas son los más representativos para identificar correctamente las fallas de interés y para ajustar las funciones de membresía. Por otra parte, este conocimiento es necesario al establecer las relaciones esperadas entre los síntomas y las fallas, lo cual permite el diagnóstico. El sistema de inferencia propuesto en este trabajo está basado en reglas, esto es, el conocimiento acerca de la relación ente los síntomas y las fallas se captura mediante un conjunto de reglas o sentencias condicionales del tipo *IF A THEN B*.

En general, el conocimiento acerca de causalidades que ligan a los síntomas con las fallas puede expresarse mediante reglas compuestas de la forma:

$$\begin{aligned}
 &\text{IF } A \\
 &\text{THEN } B \\
 &\text{ELSE} \\
 &\quad \text{IF } C \\
 &\quad \text{THEN } D\dots
 \end{aligned}
 \tag{5.14}$$

Tanto para la evaluación de las reglas en el sistema de inferencia como a los fines de claridad en la interpretación de las mismas, es preferible que estén expresadas en forma canónica (IF *A* THEN *B*). Particularmente todas las reglas del sistema de inferencia propuesto se expresaron directamente en forma canónica, aunque reglas compuestas del tipo (5.14) pueden ser reducidas a la forma canónica [147].

En este trabajo, la información requerida para construir las reglas se obtuvo mediante simulación numérica. A partir del comportamiento observado en simulación se establecieron las distintas combinaciones entre antecedentes y consecuentes que caracterizan cada condición de falla. A modo de ejemplo, empleando la información presentada en la figura 5.2 y teniendo en cuenta las particiones realizadas a las variables de entrada es posible establecer la siguiente regla para un caso de barras rotas:

$$\text{IF } S_M \text{ is } L_3 \text{ AND } S_\rho \text{ is } Z_2 \text{ THEN } \begin{array}{l} \textit{Estado} \text{ is } \textit{Anormal} \\ \textit{Falla} \text{ is } \textit{bbM} \end{array}$$

Procediendo de un modo análogo se construyeron las 30 reglas detalladas en la tabla 5.6 que conforman el sistema de diagnóstico propuesto. Para la construcción de este conjunto de reglas se consideraron todas las combinaciones posibles entre ambas entradas y se asignó para cada combinación el valor de salida adecuado.

Tabla 5.6. Reglas del sistema difuso.

Antecedentes			Consecuentes		
S_M		S_ρ		Falla	Estado
'ND'	AND	'Z1'	THEN	'ND'	'Anormal'
'ND'		'Z2'		'ND'	'Anormal'
'ND'		'ND'		'ND'	'Anormal'
'ND'		'Z3'		'ND'	'Anormal'
'ND'		'Z4'		'ND'	'Anormal'
'L1'		'Z1'		'BBG'	'Anormal'
'L1'		'Z2'		'BBG'	'Anormal'
'L1'		'ND'		'ND'	'Anormal'
'L1'		'Z3'		'OCG'	'Anormal'
'L1'		'Z4'		'OCG'	'Anormal'

Tabla 5.6. Reglas del sistema difuso (Continuación).

Antecedentes		Consecuentes				
S_M			S_ρ			
'L2'	AND	'Z1'	THEN	Falla	&	Estado
'L2'		'Z2'		'BBG'		'Anormal'
'L2'		'ND'		'BBM'		'Anormal'
'L2'		'Z3'		'ND'		'Anormal'
'L2'		'Z4'		'OCM'		'Anormal'
'L3'		'Z1'		'ND'		'Reg'
'L3'		'Z2'		'BBM'		'Anormal'
'L3'		'ND'		'ND'		'Reg'
'L3'		'Z3'		'OCM'		'Anormal'
'L3'		'Z4'		'ND'		'Reg'
'L4'		'Z1'		'ND'		'Reg'
'L4'		'Z2'		'BBC'		'Anormal'
'L4'		'ND'		'ND'		'Reg'
'L4'		'Z3'		'ND'		'Reg'
'L4'		'Z4'		'ND'		'Ok'
'Ok'		'Z1'		'ND'		'Ok'
'Ok'		'Z2'		'ND'		'Ok'
'Ok'		'ND'		'ND'		'Ok'
'Ok'		'Z3'		'ND'		'Ok'
'Ok'		'Z4'		'ND'		'Ok'

5.3.3 Implementación

La implementación del sistema de diagnóstico propuesto se realizó mediante la herramienta “Fuzzy” de Matlab, aunque dada la transparencia y sencillez de la estructura es posible programarlo empleando cualquier lenguaje que permita estructuras repetitivas.

En la figura 5.7 se presentan las superficies de salida para el sistema planteado, que representan el mapeo logrado por el sistema de inferencia entre los síntomas y las fallas. En la parte (a) de la figura se muestra la salida “Falla” en el eje z mientras que el plano x-y corresponde a los síntomas S_M y S_ρ . En la parte (b) de la figura se presenta una gráfica análoga para la salida “Estado”. Comparando la parte (a) de la figura 5.7 con la 5.2, correspondiente a las zonas de decisión, se puede observar que el sistema logra reproducir correctamente el mapeo elegido entre los síntomas y la condición del motor.

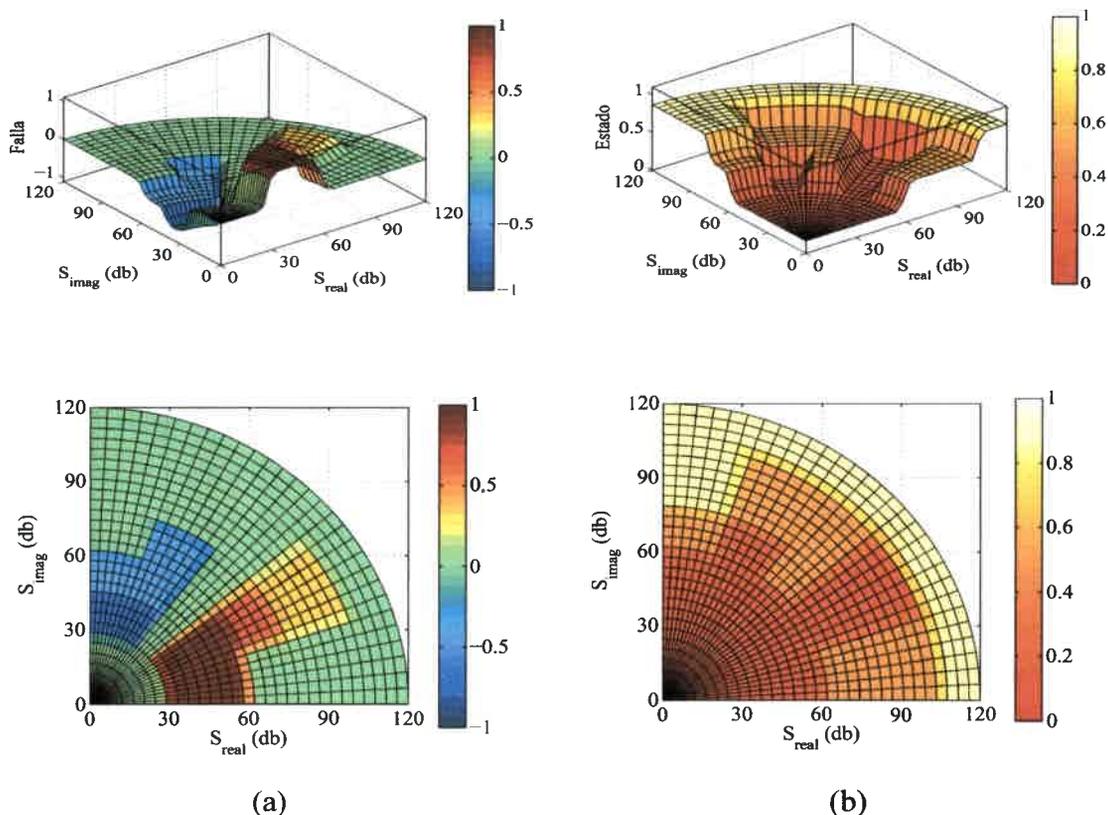


Figura 5-7. Superficies de salida. (a) Falla (b) Estado.

5.4. Resultados

En esta sección se analiza el desempeño del sistema de diagnóstico propuesto mediante resultados de simulación y experimentales de laboratorio. Para la obtención de los resultados de simulación se empleó el modelo de CMA presentado en el Capítulo 2 mientras que los resultados experimentales se obtuvieron a partir del esquema mostrado en el Apéndice B.

5.4.1 Resultados de simulación con el modelo de CMA

Empleando el modelo de CMA presentado en el Capítulo 2 se realizaron simulaciones para el motor sano, con barras rotas y con carga oscilante y se evaluó la respuesta del sistema de diagnóstico en cada caso. En la tabla 5.7 se indican los valores obtenidos tanto para los indicadores S_M y S_ρ como para las salidas del sistema de diagnóstico.

Como puede observarse en la tabla 5.7, para el caso del motor sin falla la salida “Falla” presenta un valor nulo, equivalente a un caso sin decisión, mientras que la salida “Estado” adopta un valor cercano a 1, correspondiente al caso sano.

Para las simulaciones con barras rotas la salida “Falla” del sistema adopta valores entre 0.48 y 0.9 mientras que la salida “Estado” adopta valores cercanos a 0.17. Si se contrastan estos valores con las funciones de membresía de salida (figura 5.6), se puede observar que la respuesta del sistema es consistente con los casos contemplados. En todos estos casos, el diagnóstico indica que existe una condición anormal (caracterizado por un valor cercano a 0 para la salida “Estado”) y que la misma corresponde a un caso de barras rotas (valores positivos para la salida “Falla”). Es interesante remarcar además que la salida “Falla” presenta un valor mayor conforme la severidad de la falla se incrementa. Un análisis semejante puede hacerse con los casos correspondientes a oscilación de carga, donde nuevamente la salida “Estado” indica la presencia de una condición anormal y los valores adoptados por la salida “Falla” corresponden a casos de oscilación de carga.

Para el último caso, donde se simuló la presencia de oscilación de carga y barras rotas simultáneamente, el sistema propuesto no decide acerca del tipo de falla que se presenta, sin embargo la salida “Estado” indica la presencia de una condición anormal. Este comportamiento del sistema de diagnóstico es consistente, ya que en la construcción del mismo no se contempló la identificación de ambos problemas simultáneos. Aunque en este caso el sistema no es capaz de indicar el tipo de falla, sí brinda una señal de alerta que indica que algo está ocurriendo y puede realizarse en ese caso otro análisis más detallado.

Tabla 5.7. Resultados de simulación con el modelo de CMA.

Motor sano (Simulación)					
Carga (%)	--	S_M (db)	S_p (rad)	Falla	Estado
100	--	110	0.52	0.00	0.87
Barras rotas (BR) (Simulación)					
Carga (%)	BR (%)	S_M (db)	S_p (rad)	Falla	Estado
100	7.5	50.4	0.49	0.91	0.167
	5	58.2	0.51	0.81	0.168
	2.5	70.3	0.55	0.67	0.167
75	7.5(*)	57.5	0.46	0.84	0.168
	5	64.2	0.48	0.68	0.167
	2.5	75.1	0.52	0.48	0.173
Oscilación de carga (OC) a 2.5 Hz. (Simulación)					
Carga (%)	OC (%)	S_M (db)	S_p (rad)	Falla	Estado
75	3(*)	55.6	0.97	-0.37	0.171
	4	52.2	0.98	-0.37	0.167
Osc. Carga a 2.5 Hz y 3 barras rotas (Simulación)					
Carga (%)	OC/BR (%)	S_M (db)	S_p (rad)	Falla	Estado
75	3 / 7.5	40.7	0.69	0.07	0.168

Dado que las salidas que proporciona el sistema de diagnóstico son numéricas, es posible codificar las mismas con el objetivo de facilitar la comprensión de los resultados. A modo de ejemplo, en la figura 5.8 se empleó un código de colores para representar las salidas del sistema “Falla” y “Estado” en donde la intensidad del color representa la severidad de la falla en el rotor y de la oscilación en el par de carga. Los casos presentados en la figura 5.8 corresponden a los indicados con (*) en la tabla 5.7.

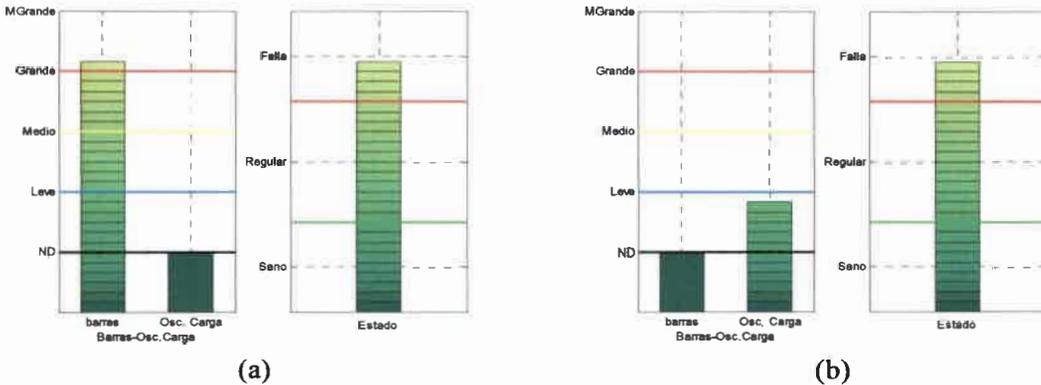


Figura 5-8. Salida del sistema de diagnóstico. (a) 3 Barras rotas y 75% de carga. (b) 75% de carga más 3 % a 2.5 Hz. Simulación (CMA)

5.4.2 Resultados experimentales

Para validar experimentalmente el sistema de diagnóstico propuesto, se realizaron ensayos de laboratorio en los cuales se reprodujeron diferentes situaciones de barras rotas y oscilaciones en el par de carga. Los resultados se obtuvieron a partir de un MI trifásico de 5.5 [kW], cuyos datos de placa se listan en el Apéndice D, empleando el banco de ensayos descrito en el Apéndice B. Se consideraron casos con 1, 2 y 3 barras rotas (2.5, 5 y 7.5%) y dos estados de carga diferentes, 75 y 100% de la nominal. Luego, con la máquina sin falla en el rotor se realizaron dos ensayos para una carga media del 75% de la nominal más 3% y 6% de carga oscilante. A los fines de comparación se analizó además un caso con el motor sano y trabajando con un par de carga constante e igual al nominal. En la tabla 5.8 se indican los casos contemplados, los valores adoptados por los indicadores S_M y S_D y las salidas del sistema de diagnóstico.

Analizando conjuntamente los resultados presentados en la tabla 5.8 con las funciones de membresía de la figura 5.6 se puede observar que el sistema de diagnóstico entrega resultados correctos en todos los casos contemplados. Semejante a lo obtenido en simulación, para el caso sano la salida “Falla” resulta nula mientras que la salida “Estado” adopta un valor cercano a 1, lo cual es indicativo de que el motor no presenta falla.

Para los casos de barras rotas la salida “Falla” adopta valores positivos y mayores a 0.5, correspondientes a asimetrías medias a grandes. Por otro lado, la respuesta del sistema para los casos de oscilación en el par de carga es igualmente correcta. Para estas condiciones, la salida *Falla* adoptó valores negativos y dentro del rango correspondiente a oscilaciones medias mientras que la salida “Estado” indica la presencia de una condición anormal.

A modo de ejemplo, en la figura 5.9 se muestran los casos de la tabla 5.8 marcados con (*) empleando la misma codificación de colores utilizada para los resultados de simulación.

Tabla 5.8. Resultados experimentales. MI 5.5 [kW].

Motor sano (Experimental)					
Carga (%)	--	S_M (db)	S_p (rad)	Falla	Estado
100	--	98	0.7	0.00	0.86
Barras rotas (BR). (Experimental)					
Carga (%)	BR (%)	S_M (db)	S_p (rad)	Falla	Estado
100	7.5	52.2	0.56	0.91	0.167
	5	60.6	0.57	0.72	0.168
	2.5	67.2	0.59	0.67	0.171
75	7.5(*)	52.5	0.57	0.90	0.168
	5	60.8	0.59	0.71	0.170
	2.5	67.6	0.61	0.64	0.181
Oscilación de carga (OC) a 2 Hz. (Experimental)					
Carga (%)	OC. (%)	S_M (db)	S_p (rad)	Falla	Estado
75	6	41.9	1.06	-0.58	0.172
	3(*)	54.7	0.95	-0.36	0.173

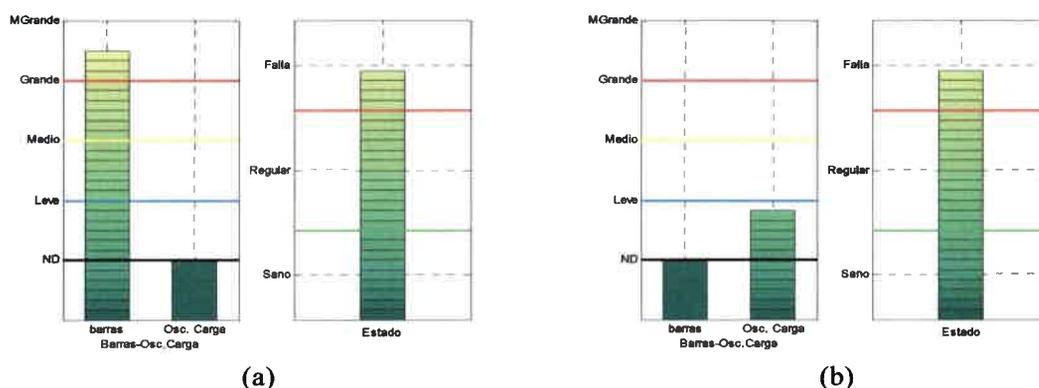


Figura 5-9. Salida del sistema de diagnóstico. (a) 3 Barras rotas y 75% de carga. (b) 75% de carga más 3 % a 2 Hz. Resultados experimentales.

5.5. Discusión y conclusiones

En este capítulo se presentó una estrategia que permite automatizar el diagnóstico de fallas en MI. Para esto se propuso un sistema de inferencia basado en lógica difusa de tipo Mamdani, que discrimina entre problemas de barras rotas y oscilaciones en el par de carga a baja frecuencia. Se optó por un sistema de inferencia de este tipo ya que permite capturar el conocimiento experto disponible acerca de las fallas de un modo simple mediante reglas. Además este tipo de sistemas permite tratar con información incompleta o que presenta cierto grado de vaguedad, condiciones que normalmente están presentes en los síntomas empleados para el diagnóstico.

El sistema de diagnóstico propuesto consta de dos entradas y dos salidas. Para las entradas se escogieron dos síntomas generados a partir de las componentes de baja frecuencia presentes en el espectro de frecuencias de los vectores corriente activo y reactivo. Por otro lado, para indicar la condición de la máquina se propusieron dos salidas, una de las cuáles indica el estado de la misma en cuanto a si existe o no una condición anormal de funcionamiento y la otra que indica el tipo de falla que se encuentra presente.

La información necesaria para sintonizar las funciones de membresía y construir el conjunto de reglas se obtuvo mediante simulación numérica. Para esto se utilizó un modelo del MI en variables $q-d$ mediante el cual se reprodujeron diferentes condiciones de falla y de operación. Se optó por este tipo de modelo debido a su bajo costo computacional y que requiere conocer un mínimo número de parámetros para su implementación. A partir de la información extraída de los resultados de simulación se confeccionó un conjunto de 30 reglas de tipo IF-THEN.

El sistema de inferencia propuesto se implementó utilizando la herramienta “Fuzzy” de Matlab y se validó mediante resultados de simulación y experimentales de laboratorio. Para la validación en simulación se emplearon resultados obtenidos con el modelo de CMA presentado en el Capítulo 2, mediante el cual se simularon situaciones con barras rotas y oscilación en el par de carga. Los resultados experimentales se obtuvieron a partir de un MI de 5.5 kW con rotores intercambiables con distintas severidades de falla. Para todos los casos contemplados, tanto en simulación como experimentales, el diagnóstico proporcionado por el sistema resultó correcto. Debido a que las entradas utilizadas sólo contienen información acerca de las amplitudes de las componentes de los vectores corriente, el sistema de diagnóstico no es capaz de identificar el tipo de

falla cuando ambos problemas se dan simultáneamente. Sin embargo, bajo esta situación la salida que indica la condición de la máquina presenta un valor indicativo de que existe una condición anormal, permitiendo de esta manera la detección del problema. Un análisis posterior es necesario en este caso para poder identificar el tipo de falla. A los fines de facilitar la interpretación de los resultados entregados por el sistema de diagnóstico se codificó la salida del mismo mediante un código de colores.

Los resultados obtenidos muestran que es posible construir y ajustar un sistema de inferencia difuso para el diagnóstico de fallas en MI a partir del conocimiento obtenido por simulación. Este tipo de herramientas permite automatizar el diagnóstico disminuyendo o eliminando la necesidad de disponer de un experto para que realice dicha tarea. Esto posibilita además la implementación del diagnóstico en dispositivos que poseen la capacidad de cálculo tales como protecciones micro-procesadas o accionamientos.

Como aspectos negativos asociados a este tipo de sistemas se debe destacar, por un lado la necesidad de disponer de conocimiento experto para construir el sistema y por otro el hecho de que el número de reglas crece drásticamente cuando aumenta la cantidad de entradas contempladas y/o el número de particiones en las mismas. Este incremento en la complejidad del sistema puede resultar impráctico o condicionante al momento de ajustar e implementar el mismo.

6. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

6.1. Conclusiones

En este trabajo de tesis se abordó el estudio y el desarrollo de estrategias para la detección y el diagnóstico de fallas en el rotor de los motores de inducción (MI). El estudio se enfocó específicamente en las fallas asociadas a la rotura de barras y/o anillos de cortocircuito en rotores de tipo jaula de ardilla. En particular se buscaron soluciones que permitieran el diagnóstico en línea y fuesen robustas ante perturbaciones provenientes de la carga. A continuación se discuten los resultados y las conclusiones más importantes a las que se arribó en este trabajo de tesis.

Para reproducir el comportamiento del motor en condiciones de falla, en el capítulo 2 se presentó un modelo dinámico del MI basado en circuitos múltiplemente acoplados (CMA). Se escogió este tipo de enfoque ya que permite considerar la distribución real de las barras del rotor y de los bobinados de estátor. Esta flexibilidad permitió analizar el efecto de las fallas en el rotor sobre las variables eléctricas del motor. Para describir las distribuciones de bobinado, tanto de rotor como de estátor, se emplearon aproximaciones en serie de Fourier. Esta formulación, a diferencia de propuestas anteriores, permitió caracterizar el contenido armónico de la distribución de fmm de estátor para cualquier configuración de bobinados. De este análisis se encontró que, para las configuraciones utilizadas más frecuentemente en motores, el 5^{to} armónico de la distribución de bobinados presenta prácticamente el mismo valor.

Por otro lado, en el capítulo 2 se discutió brevemente el empleo del modelo senoidal en variables $q-d$ para emular la rotura de barras, desequilibrando la resistencia de una fase del rotor. A diferencia del modelo de CMA, este enfoque permite reproducir solamente los efectos de la componente fundamental del campo, aunque presenta como ventaja un menor costo computacional. Además los parámetros del modelo senoidal pueden obtenerse mediante ensayos relativamente simples.

Específicamente en lo referente al desarrollo de estrategias para la detección de barras rotas se presentaron dos propuestas diferentes. Por un lado, en el capítulo 3 se planteó extender el análisis de la firma de la corriente considerando el espectro en torno a los armónicos de orden superior. La interacción entre la asimetría debida a la falla en el rotor y los armónicos de la distribución de bobinados introduce componentes en el espectro de la corriente que resultan de utilidad para el diagnóstico. En particular se

propuso utilizar las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ en torno a los armónicos 5^{to} y 7^{mo} como síntomas para la detección. Empleando el modelo de CMA del MI, se analizó el comportamiento de las componentes propuestas para diferentes condiciones, tanto de falla como de operación del motor. Los resultados obtenidos permitieron mostrar las ventajas que presenta el empleo de las componentes $(5-4s)f_s$ y $(7-6s)f_s$ para el diagnóstico. Como aspectos salientes se encontró que estas componentes son más robustas que las bandas laterales en torno a la fundamental, principalmente ante perturbaciones en la carga y variaciones en el momento de inercia. Además, estas componentes no se ven afectadas por la presencia de armónicos o desbalance en la tensión. Por otro lado, la flexibilidad del modelo de CMA propuesto, permitió mostrar que estas componentes dependen directamente del 5^{to} armónico de la distribución. Debido a que el porcentaje de este armónico prácticamente no cambia para las distribuciones más comunes, se concluyó que estas componentes deben estar presentes en la mayoría de los motores con barras rotas. Este es un aspecto que no había sido demostrado aún en la literatura. Finalmente se presentaron resultados experimentales de laboratorio y dos casos industriales que confirmaron las conclusiones arribadas mediante el análisis de simulación, demostrando el buen desempeño de la estrategia propuesta. Como conclusión general se puede establecer que la componente $(5-4s)f_s$ presenta una relación señal ruido aceptable y que representa un síntoma útil para el diagnóstico de barras rotas.

De acuerdo con la teoría de la potencia activa instantánea o teoría $p-q$, las corrientes en $\alpha-\beta$ de un sistema trifásico pueden separarse en dos partes, una activa y otra reactiva. Con base en esta teoría, en el capítulo 4 se describieron dos estrategias que permiten diagnosticar correctamente los problemas de barras rotas e incluso discriminarlos de aquellos asociados a oscilaciones en el par de carga.

En primera instancia se presentó el análisis de la firma de las corrientes activa y reactiva instantánea en torno a la componente fundamental. Se mostró que la presencia de barras rotas introduce bandas laterales en la corriente reactiva instantánea mientras que no altera significativamente el espectro de la corriente activa. Por el contrario, las oscilaciones de par de carga de baja frecuencia introducen bandas laterales en la corriente activa de una amplitud significativamente mayor que las producidas en la corriente reactiva.

Partiendo del hecho de que los problemas de barras rotas y de oscilación en el par se manifiestan de manera desacoplada en ambas corrientes, se propuso una estrategia de

detección basada en la definición de dos vectores corriente. Con las partes activa y reactiva de las corrientes en ejes α - β , se propuso la construcción de dos vectores corriente, uno activo y otro reactivo. Semejante al análisis del vector de Park, el síntoma que permite el diagnóstico es la aparición de componentes de baja frecuencia en el módulo de dichos vectores. Los problemas de rotura de barras introducen componentes en el módulo del vector reactivo a una frecuencia igual al doble del deslizamiento, mientras que las oscilaciones en el par de carga introducen componentes a la frecuencia de la perturbación en el vector activo. Mediante resultados de simulación se mostraron las ventajas del análisis de estos vectores y se propuso un factor de severidad para la falla en el rotor basado en la componente de baja frecuencia del vector reactivo.

Debido a que la información de la falla se encuentra en las corrientes del motor, se propuso además un método para construir los vectores corrientes sin la necesidad de disponer de la medición de tensión.

Ambas estrategias se validaron mediante ensayos experimentales de laboratorio en los que se contemplaron casos con 1, 2 y 3 barras rotas y diferentes situaciones de oscilación en el par de carga. Se analizaron además las estrategias mediante dos casos industriales. Los resultados obtenidos mostraron el buen desempeño de ambas estrategias propuestas.

En este punto es posible establecer algunas de las ventajas y limitaciones que comparten los enfoques presentados. La primera de las propuestas presentadas, basada en el análisis de la firma de la corriente en torno a los armónicos superiores, requiere sólo de la medición de una corriente. Esto presenta ventajas desde el punto de vista del número de sensores necesarios. En este aspecto, las estrategias basadas en la teoría p - q son menos eficientes, ya que para su implementación es necesario disponer al menos de dos corrientes y dos tensiones.

Por otro lado, si bien las componentes en torno a los armónicos superiores permiten el diagnóstico de las fallas en el rotor, para poder identificarlas correctamente es necesario conocer con cierta precisión el deslizamiento del motor. Además, las señales son de baja amplitud y por lo tanto la medición debe tener una relación señal ruido aceptable. Desde este punto de vista, el análisis de los vectores corriente es menos restrictivo, ya que las componentes empleadas para el diagnóstico aparecen en un rango de frecuencias bajo y resultan fácilmente identificables. Además, esta característica permite adquirir las señales con una frecuencia de muestreo menor, lo cual es ventajoso desde el punto de vista de la capacidad de registro y almacenamiento de los datos.

Otra particularidad importante que exhibe la estrategia basada en la teoría $p-q$, está asociada con el hecho de que los síntomas empleados para el diagnóstico son análogos a los utilizados por el vector de Park.

Por otro lado, una limitación que comparten las estrategias tratadas es que resultan sensibles al estado de carga del motor y su aplicación por debajo del 50% de carga puede producir diagnósticos poco precisos.

Finalmente en el capítulo 5 se presentó una alternativa para automatizar el diagnóstico de fallas y prescindir de la necesidad de un especialista para evaluar los síntomas generados por las estrategias. Para esto se propuso un sistema de inferencia, basado en lógica difusa, de tipo Mamdani que permite diagnosticar problemas de barras rotas y de oscilación de carga. El sistema de diagnóstico propuesto emplea como entradas dos síntomas contruidos a partir de las componentes de baja frecuencia que aparecen en los vectores corriente activo y reactivo. Para indicar la condición del motor se plantearon dos salidas, una que indica el estado en cuanto a si existe una falla o no y otra que determina el tipo de la misma. En la propuesta presentada, el conocimiento previo necesario para construir el sistema se obtuvo mediante simulación numérica empleando un modelo senoidal del MI en variables $q-d$ con rotor asimétrico. El sistema se implementó en Simulink y se evaluó el desempeño a través de resultados de simulación y experimentales de laboratorio. En todos los casos contemplados el comportamiento del sistema fue correcto mostrando el buen desempeño del sistema propuesto.

6.2. Propuestas de trabajos futuros

El estudio realizado en esta tesis sobre el desarrollo de estrategias de detección y diagnóstico de fallas en el rotor del MI deja abierto una serie aspectos sobre los cuáles resulta interesante seguir avanzando.

Si bien para el análisis mediante simulación se empleó un modelo matemático complejo que permite considerar aspectos tales como la distribución geométrica de barras y bobinados, la inclusión de algunos efectos como la saturación o las corrientes inter-laminares no ha sido aún resuelto. Extender los modelos disponibles para incluir estos efectos permitiría desarrollar estrategias más sensibles y además validar las propuestas existentes frente a estos factores. Si bien recientemente se han presentado algunas propuestas para abordar esta problemática que plantean modelos híbridos entre CMA y circuitos magnéticos equivalentes [137], su desempeño aún no ha sido completamente validado.

En lo que refiere a las estrategias de detección de fallas, aún existen aristas sobre las cuáles se debe continuar trabajando. Pese a que se dispone de un abanico amplio de estrategias para la detección de barras rotas, la problemática todavía no tiene una solución cerrada. El desarrollo de estrategias que requieran un número mínimo de mediciones y que brinden un diagnóstico inequívoco bajo cualquier condición de funcionamiento aún es un desafío.

Por otro lado, las estrategias basadas en la teoría $p-q$ tratadas en esta tesis han sido empleadas y validadas únicamente para la detección de fallas en el rotor y problemas asociados a la carga. Por lo tanto, resulta de interés analizar y cuantificar su aplicación para la detección de otros tipos de falla, tales como las asociadas al estátor o excentricidad. Este tipo de problemas alteran la simetría de la distribución de fmm por lo que sus efectos deben manifestarse igualmente sobre las corrientes y vectores activos y reactivos.

En la industria, una gran parte de los MI se alimentan mediante accionamientos de velocidad variable o arrancadores suave, por lo que resulta necesario evaluar el efecto que dichos equipos producen sobre las estrategias planteadas. Además el hecho de disponer un accionamiento aguas arriba del motor brinda la posibilidad de implementar otro tipo de estrategias tales como las basadas en inyección de señales, que para la detección de barras rotas aún no han sido completamente evaluadas.

Otro tipo de estrategias que ha tomado auge recientemente, son aquellas que se basan en el análisis de variables eléctricas de la máquina durante los transitorios. Particularmente se han presentado algunas propuestas que analizan las corrientes durante el arranque o el apagado de la máquina [108]-[110]. Este tipo de enfoque exhibe ventajas atractivas tales como la inmunidad ante efectos introducidos por la carga o provenientes de la red de alimentación, además de que pueden aplicarse en motores sin carga. No obstante, las propuestas actuales requieren de técnicas de procesamiento de señales más complejas que las estrategias tradicionales y los síntomas entregados resultan más difíciles de evaluar.

Finalmente, la posibilidad de integrar los síntomas generados por las estrategias, mediante la utilización de herramientas de inteligencia artificial es una de las áreas con mayor perspectiva. El empleo de sistemas de inferencia o la utilización de redes neuronales, combinado con las estrategias de detección, permite desarrollar sistemas de diagnóstico integrales que no requieren de un especialista para evaluar la condición de la máquina. Si bien existen propuestas que hacen uso de este tipo de herramientas con

este fin, tal como se mencionó en los antecedentes, existen muchos aspectos que no han sido tratados. La **integración** de diferentes tipos de fallas, la evaluación acerca de qué herramienta (RNA, LD, ANFIS) o combinaciones de las mismas resulta más adecuada, son algunos ejemplos.

7. REFERENCIAS

- [1] R. Keith Mobley, "An Introduction to Predictive Maintenance" Second Edition. Butterworth-Heinemann, 2002.
- [2] M. Cabanas Fernandez, Melero García, M. Alonzo Orcajo, G. Cano Rodríguez, J. Solares Sargio, J. "Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas rotativas" ABB service S.A. Marcombo, Barcelona, 1998.
- [3] Toliyat, H.; Kliman, G.; "Handbook of Electric Motors". Marcel Dekker, Inc. New York, 2003.
- [4] P. J. Tavner, B. G. Gaydon and D. M. Ward, "Monitoring generators and large motors", IEE Proceedings B, Electric Power Applications, vol. 133, pp. 169-180, 1986.
- [5] P. J. Tavner, L. Ran, J. Penman and H. Sedding, "Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines", The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom, 2008.
- [6] S. Nandi, H. A. Toliyat, and L. Xiaodong, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review," IEEE transactions on Energy conversion, vol. 20, pp. 719-729, 2005.
- [7] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni and G. A. Capolino, "Advances in Diagnostic Techniques for Induction Machines", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 4109-4126, 2008.
- [8] P. J. Tavner, "Review of condition monitoring of rotating electrical machines", IET Electric Power Applications, vol. 2, pp. 215-247, 2008.
- [9] A. Gandhi, T. Corrigan and L. Parsa, "Recent Advances in Modeling and Online Detection of Stator Interturn Faults in Electrical Motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 1564-1575, 2011.
- [10] J. Penman, H.G. Sedding, B.A. Lloyd and W.T. Fink; "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 9 No. 4 , pp. 652 –658, 1994.
- [11] M. El Hachemi Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 47, pp. 984-993, 2000.

- [12] C. J. Verucchi and G. G. Acosta, "Fault Detection and Diagnosis Techniques in Induction Electrical Machines", *IEEE Latin America Transactions*, vol. 5, pp. 41-49, 2007.
- [13] W. T. Thomson and M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 7, pp. 26-34, 2001.
- [14] H. Bonnett and C. Yung, "Increased Efficiency Versus Increased Reliability", *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 14, pp. 29-36, 2008.
- [15] O. V. Thorsen and M. Dalva, "A survey of faults on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 1186-1196, 1995.
- [16] O. V. Thorsen and M. Dalva, "Failure identification and analysis for high-voltage induction motors in the petrochemical industry", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, pp. 810-818, 1999.
- [17] "Report of Large Motor Reliability Survey of Industrial and Commercial Installations, Part I", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-21, pp. 853-864, 1985.
- [18] Boldea and S. A. Nasar, "The Induction Machine Handbook". CRC Press, 2002. (Cap. 2)
- [19] A. H. Bonnett and T. Albers, "Squirrel-cage rotor options for AC induction motors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1197-1209, 2001.
- [20] A. H. Bonnett and G. C. Soukup, "Analysis of rotor failures in squirrel-cage induction motors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 24, pp. 1124-1130, 1988.
- [21] G. B. Kliman, R. A. Koegl, J. Stein, R. D. Endicott, and M. W. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 3, pp. 873-879, 1988.
- [22] R. R. Schoen and T. G. Habetler, "Effects of time-varying loads on rotor fault detection in induction machines," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 900-906, 1995.
- [23] H. De Angelo, G. R. Bossio, J. M. Bossio, and G. O. Garcia, "Broken bar detection in single-phase reciprocating compressors," in 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON 2008), pp. 1125-1130, 2008.

- [24] W. Long, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "A Review of Separating Mechanical Load Effects from Rotor Faults Detection in Induction Motors," in IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED 2007), pp. 221-225, 2007.
- [25] J. Arrillaga, N.R. Watson and S. Chen "Power System Quality Assessment", John Wiley, Madras 2001.
- [26] C. Pezzani, P. Donolo, G. Bossio, y C. de Angelo, "Influencia de las oscilaciones de tensión en la detección de barras rotas en motores de inducción", Anales de la XIV Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2011), Oro Verde, Entre Ríos, Argentina. Del 16 al 18 de noviembre de 2011.
- [27] I. Kerszenbaum and C. F. Landy, "The Existence of Large Inter-Bar Currents in Three Phase Squirrel Cage Motors with Rotor-Bar And/Or End-Ring Faults", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-103, pp. 1854-1862, 1984.
- [28] R. F. Walliser and C. F. Landy, "Determination of interbar current effects in the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 9, pp. 152-158, 1994.
- [29] J. Sprooten and J. C. Maun, "Influence of Saturation Level on the Effect of Broken Bars in Induction Motors Using Fundamental Electromagnetic Laws and Finite Element Simulations", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 24, pp. 557-564, 2009.
- [30] <http://www.safeprocess.es.aau.dk/index.php?id=9033>.
- [31] R. Isermann, "Fault-Diagnosis System. An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance". Germany: Springer, 2006.
- [32] C. M. Ong, *Dynamic simulation of electric machinery: using MATLAB/SIMULINK*: Prentice Hall PTR, 1998.
- [33] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley and S. D. Umans, *Máquinas eléctricas*: McGraw-Hill, 2004.
- [34] A. S. Langsdorf, *Theory of alternating-current machinery*: McGraw-Hill, 1955.
- [35] L. Weili, Y. Xie, J. Shen and Y. Luo, "Finite-Element Analysis of Field Distribution and Characteristic Performance of Squirrel-Cage Induction Motor With Broken Bars", IEEE Trans. on Magnetics, vol. 43, pp. 1537-1540, 2007.

- [36] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin and H. A. Toliyat, "Finite-Element Transient Analysis of Induction Motors Under Mixed Eccentricity Fault", *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 44, pp. 66-74, 2008.
- [37] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery". New York, USA: IEEE Press, 1994.
- [38] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of Ac Drives*: Clarendon Press, 1996.
- [39] Stavrou and J. Penman, "Modelling dynamic eccentricity in smooth air-gap induction machines," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC 2001*. 2001, pp. 864-871.
- [40] R. M. Tallam, T. G. Habetler and R. G. Harley, "Transient model for induction machines with stator winding turn faults", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, pp. 632-637, 2002.
- [41] P. C. Krause, "Simulation of Unsymmetrical 2-Phase Induction Machines", *IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems*, vol. 84, pp. 1025-1037, 1965.
- [42] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini and C. Tassoni, "Closed-loop control impact on the diagnosis of induction motors faults", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 36, pp. 1318-1329, 2000.
- [43] A. Bellini, G. Franceschini, C. Tassoni and A. Toscani, "Assessment of induction machines rotor fault severity by different approaches," *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, (IECON 2005)*. 2005.
- [44] A. Bellini, F. Filippetti, F. Franceschini, T. J. Sobczyk, and C. Tassoni, "Diagnosis of induction machines by $d-q$ and i.s.c. rotor models", in *proceedings of 5th IEEE International Symposium on "Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2005. SDEMPED 2005."*, 2005, pp. 1-6.
- [45] F. Filippetti, G. Franceschini and C. Tassoni, "Neural networks aided on-line diagnostics of induction motor rotor faults", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 892-899, 1995.
- [46] F. Filippetti, M. Martelli, G. Franceschini and C. Tassoni, "Development of expert system knowledge base to on-line diagnosis of rotor electrical faults of induction motors", in *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1992.*, pp. 92-99 vol.1.

- [47] H. R. Fudeh and C. M. Ong, "Modeling and Analysis of Induction Machines Containing Space Harmonics Part I: Modeling and Transformation", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, vol. PAS-102, pp. 2608-2615, 1983.
- [48] H. A. Toliyat, et al., "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. I. Motor analysis," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 6, pp. 679-683, 1991.
- [49] L. Xiaogang, et al., "Multiple coupled circuit modeling of induction machines", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 31, pp. 311-318, 1995.
- [50] M. G. Joksimovic, D. M. Durovic and A. B. Obradovic, "Skew and Linear Rise of MMF Across Slot Modeling-Winding Function Approach", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, no. 3, pp. 315-320, Sept. 1999.
- [51] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen and A. G. Parlos, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines", Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 32, pp. 910-918, 1996.
- [52] ST.J. Manolas, J.A. Tegopolus, "Analysis of Squirrel Cage Induction Motors with Broken Bars and Rings", IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, N° 4, pp. 1300-1305, 1999.
- [53] H. A. Toliyat and T. A. Lipo, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 10, pp. 241-247, 1995.
- [54] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, A. D. Minassians and H. A. Toliyat, "A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 35, pp. 1000-1006, 1999.
- [55] H. Razik, H. Henao and R. Carlson, "An induction machine model including interbar currents for studying performances during transients and steady state", Electric Power Systems Research, vol. 79, pp. 181-189, 2009.
- [56] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, and H. A. Toliyat, "Performance Analysis of a Three-Phase Induction Motor under Incipient Mixed Eccentricity Condition", IEEE Trans. on Energy Convers., vol. 17, no. 3, pp. 392-399, Sep. 2002.
- [57] G. M. Joksimovic and J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, pp. 1078-1084, 2000.

- [58] N. A. Al-Nuaim and H. Toliyat, "A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity in synchronous machines based on modified winding function theory", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 13, pp. 156-162, 1998.
- [59] H. A. Toliyat and N. A. Al-Nuaim, "Simulation and detection of dynamic air-gap eccentricity in salient-pole synchronous machines", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, pp. 86-93, 1999.
- [60] S. Nandi, S. Ahmed and H. A. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 16, pp. 253-260, 2001.
- [61] J. Faiz and M. Ojaghi, "Unified winding function approach for dynamic simulation of different kinds of eccentricity faults in cage induction machines", *Electric Power Applications, IET*, vol. 3, pp. 461-470, 2009.
- [62] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. Garcia and M. I. Valla, "A 2-D model of the induction machine: an extension of the modified winding function approach", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 144-150, 2004.
- [63] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, pp. 98-108, 1998.
- [64] Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and G. B. Kliman, "Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1248-1255, 2001.
- [65] C. J. Verucchi, G. G. Acosta and E. Carusso, "Influencia de la inercia y el par de carga en el diagnóstico de fallas en rotores de máquinas de inducción", *IEEE Latin America Transactions*, (Revista IEEE América Latina), vol. 3, pp. 350-355, 2005.
- [66] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, R. Passaglia, M. Saottini, G. Tontini, M. Giovannini and A. Rossi, "On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using MCSA", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1045-1053, 2002.
- [67] C. Bruzzese and E. Santini, "On the Frequency Dependence of Harmonic Current Side-Band (HCSB) based Rotor Fault Indicators for Three-Phase Cage Machines", *IEEE International Symposium on "Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives. SDEMPED 2007"*, 2007, pp. 231-235.

- [68] C. Bruzzese and E. Santini, "Experimental Performances of Harmonic Current Sideband Based Broken Bar Indicators", IEEE International Symposium on "Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives. SDEMPED 2007", 2007, pp. 226-230.
- [69] C. Bruzzese, "Analysis and Application of Particular Current Signatures (Symptoms) for Cage Monitoring in Nonsinusoidally Fed Motors With High Rejection to Drive Load, Inertia, and Frequency Variations", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, pp. 4137-4155, 2008.
- [70] Akin, U. Orguner, H. A. Toliyat, and M. Rayner, "Low Order PWM Inverter Harmonics Contributions to the Inverter-Fed Induction Machine Fault Diagnosis," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 610-619, 2008.
- [71] S. Nandi, "Modeling of induction machines including stator and rotor slot effects", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 40, pp. 1058-1065, 2004.
- [72] A. Khezzar, M. Y. Kaikaa, M. El Kamel Oumaamar, M. Boucherma, and H. Razik, "On the Use of Slot Harmonics as a Potential Indicator of Rotor Bar Breakage in the Induction Machine", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 56, pp. 4592-4605, 2009.
- [73] H. Henao, H. Razik, and G. A. Capolino, "Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 41, pp. 801-807, 2005.
- [74] T. J. Sobczyk and W. Maciolek, "Diagnostics of Rotor-Cage Faults Supported by Effects due to Higher MMF Harmonics", in "IEEE Bologna Power Tech Conference", Bologna, Italy, June 23th-26th, 2003.
- [75] T. J. Sobczyk and W. Maciolek, "Does the component $(1-2s)f_0$ in stator currents is sufficient for detection of rotor cage faults?", 5th IEEE International Symposium on "Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives. SDEMPED 2005", Vienna, Sep. 2005. pp. 1-5.
- [76] M. Riera-Guasp, J. Pons-Llinares, F. Vedreno-Santos, J. A. Antonino-Daviu, and M. Fernandez Cabanas, "Evaluation of the amplitudes of high-order fault related components in double bar faults", IEEE International Symposium on "Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives. SDEMPED 2011", 2011, pp. 307-315.

- [77] G. Bossio, C. De Angelo, **C. Pezzani**, and G. Garcia, "Evaluation of Harmonic Current Sidebands for Broken Bar Diagnosis in Induction Motors", in IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED 2009), 2009.
- [78] G. Bossio, C. De Angelo y **C. Pezzani**, "Efecto de la distribución de los bobinados en el diagnóstico de fallas en el rotor del motor de inducción", XXII° Congreso Argentino de Control Automático. AADECA 2010, Trabajo AF003743, Buenos Aires, Argentina, 2010.
- [79] **C. Pezzani**, G. Bossio, y C. De Angelo, "Effects of winding distribution on induction motor rotor fault diagnosis", 8 SAFEPROCESS 2012. Mexico, Ag. de 2012.
- [80] W. T. Thomson and A. Barbour, "On-line Current Monitoring and Application of a Finite Element Method to Predict the Level of Static Airgap Eccentricity in Three-Phase Induction Motors," IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 13, No. 4, pp. 347-357, Dec. 1998.
- [81] J. Faiz, B. M. Ebrahimi, B. Akin, and H. A. Toliyat, "Dynamic analysis of mixed eccentricity signatures at various operating points and scrutiny of related indices for induction motors", IET Electric Power Applications, vol. 4, pp. 1-16, 2010.
- [82] L. Xiaodong, W. Qing, and S. Nandi, "Performance Analysis of a Three-Phase Induction Machine With Inclined Static Eccentricity", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 43, pp. 531-541, 2007.
- [83] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, and R. G. Bartfield, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, pp. 1274-1279, 1995.
- [84] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing, "Models for Bearing Damage Detection in Induction Motors Using Stator Current Monitoring," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 1813-1822, 2008.
- [85] J. M. Cardoso and E. S. Saraiva, "Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by Park's vector approach", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 29, pp. 897-901, 1993.
- [86] J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz, J. F. S. Carvalho, and E. S. Saraiva, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector

- approach," *IEEE Industry Applications Conference. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95.*, 1995, pp. 642-646 vol.1.
- [87] A. J. Marques Cardoso, S. M. A. Cruz, and D. S. B. Fonseca, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by Park's vector approach", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, Vol. 14, pp. 595-598, 1999.
- [88] C. J. Verucchi, E. Gelso, M. Peñalva, G. Acosta, "Detección de fallas en motores de inducción por medio del vector de Park", XVIIIº Congreso Argentino de Control Automático (AADECA 2002), 2002.
- [89] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park's vector approach," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1227-1233, 2001.
- [90] N. Benouzza, A. Benyettou, and A. Bendiabdellah, "An advanced Park's vectors approach for rotor cage diagnosis", *First International Symposium on Control, Communications and Signal Processing*, 2004. pp. 461-464.
- [91] C. De Angelo, G. Bossio, C. Pezzani, J. Bossio, and G. García, "Separación de los efectos de barras rotas y carga oscilante a partir de la medición de corrientes en motores de inducción", *Anales de la XIII Reunión de Trabajo en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2009)*, pp. 744-750, Rosario, Argentina, 16 al 18 de Sep. 2009. ISBN: 950-665-340-2.
- [92] S. F. Legowski, A. H. M. Sadrul Ula and A. M. Trzynadlowski, "Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 32, pp. 904-909, 1996.
- [93] L. Zhenxing, et al., "Online rotor mixed fault diagnosis way based on spectrum analysis of instantaneous power in squirrel cage induction motors," *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 485-490, 2004.
- [94] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by the total instantaneous power spectral analysis," in *Industry Applications Conference, 1999. IEEE Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999*, vol.3, pp. 1929-1934, 1999.
- [95] J. S. Hsu, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, pp. 1016-1021, 1995.

- [96] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three-Phase Circuits", in Proc. of the International Power Electronics Conference (IPEC'1983), pp. 1375-1381, Tokyo Apr. 1983.
- [97] H. Akagi, E. H. Watanabe and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", Wiley-IEEE Press: 2007.
- [98] P. Fang Zheng and L. Jih-Sheng, "Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, vol. 45, pp. 293-297, 1996.
- [99] M. Drif and A. J. Marques Cardoso, "The instantaneous power factor approach for rotor cage faults diagnosis in three-phase induction motors," in International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2008), pp. 173-178, 2008.
- [100] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "The Use of the Instantaneous-Reactive-Power Signature Analysis for Rotor-Cage-Fault Diagnostics in Three-Phase Induction Motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, pp. 4606-4614, 2009.
- [101] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Airgap-Eccentricity Fault Diagnosis, in Three-Phase Induction Motors, by the Complex Apparent Power Signature Analysis", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, pp. 1404-1410, 2008.
- [102] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "On-line fault diagnostics in operating three-phase induction motors by the active and reactive power media", in 18th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2008), pp. 1-6 2008.
- [103] G. Bossio, C. de Angelo, J. M. Bossio, **C.M. Pezzani**, and G. O. García, "Separating Broken Rotor Bars and Load Oscillations on IM Fault Diagnosis through the Instantaneous Active and Reactive Currents", IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2009.
- [104] **C.M. Pezzani**, P. Donolo, A. Castellino, G. Bossio and C. De Angelo, "Nuevo enfoque del vector corriente para el diagnóstico de barras rotas y oscilaciones de carga en motores de inducción", Anales de la XIII Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2009), Rosario, Argentina, 16 al 18 de Setiembre de 2009. ISBN: 950-665-340-2.
- [105] **Pezzani C.M**, P. Donolo, A. Castellino, G. Bossio, and C. De Angelo, "A new approach to the Park's vector for broken bars and load oscillation diagnosis on

- IM", in IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT 2010), Viña del Mar, Chile 2010, pp. 1221-1226.
- [106] C. H. De Angelo, G. R. Bossio, and G. O. Garcia, "Discriminating broken rotor bar from oscillating load effects using the instantaneous active and reactive powers", IET Electric Power Applications, vol. 4, pp. 281-290, 2010.
- [107] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Discriminating the Simultaneous Occurrence of Three-Phase Induction Motor Rotor Faults and Mechanical Load Oscillations by the Instantaneous Active and Reactive Power Media Signature Analyses", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 59, pp. 1630-1639, 2012.
- [108] S. Nandi, T. C. Ilamparithi, L. Sang Bin, and H. Doosoo, "Detection of Eccentricity Faults in Induction Machines Based on Nameplate Parameters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 1673-1683, 2011.
- [109] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Instantaneous Frequency of the Left Sideband Harmonic During the Start-Up Transient: A New Method for Diagnosis of Broken Bars", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, pp. 4557-4570, 2009.
- [110] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, J. A. Antonino-Daviu, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of Induction Motor Faults in Time-Varying Conditions Using the Polynomial-Phase Transform of the Current", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 1428-1439, 2011.
- [111] K. Byunghwan, L. Kwanghwan, Y. Jinkyu, L. Sang Bin, E. J. Wiedenbrug, and M. R. Shah, "Automated Detection of Rotor Faults for Inverter-Fed Induction Machines Under Standstill Conditions", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 47, pp. 55-64, 2011.
- [112] F. Briz, M. W. Degner, J. M. Guerrero, and P. Garcia, "Stator Windings Fault Diagnostics of Induction Machines Operated From Inverters and Soft-Starters Using High-Frequency Negative-Sequence Currents", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 45, pp. 1637-1646, 2009.
- [113] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyd, and W. T. Fink, "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 9, pp. 652-658, 1994.
- [114] C. J. Verucchi, "Detección de fallas en máquinas de inducción mediante análisis del flujo axial" Anales de la XI Reunión en Procesamiento de la Información y

- Control (RPIC'05), Río Cuarto, Córdoba, Argentina, 21 al 23 de septiembre de 2005.
- [115] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of Rotor Faults in Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 59, pp. 2082-2093, 2012.
- [116] K. Bacha, H. Henao, M. Gossa, and G.-A. Capolino, "Induction machine fault detection using stray flux EMF measurement and neural network-based decision", *Electric Power Systems Research*, Vol. 78, pp. 1247-1255, 2008.
- [117] G. H. Muller and C. F. Landy, "A novel method to detect broken rotor bars in squirrel cage induction motors when interbar currents are present", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 71-79, 2003.
- [118] A. O. Di Tommaso, R. Miceli and G. R. Galluzzo, "Monitoring and diagnosis of failures in squirrel-cage induction motors due to cracked or broken bars", *IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives (SDEMPED 2011)*, pp. 39-44, 2011.
- [119] L. M. C. Medina, R. de Jesus Romero-Troncoso, E. Cabal-Yepez, J. de Jesus Rangel-Magdaleno and J. R. Millan-Almaraz, "FPGA-Based Multiple-Channel Vibration Analyzer for Industrial Applications in Induction Motor Failure Detection", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, pp. 63-72, 2010.
- [120] M. F. Cabanas, F. Pedrayes, M. G. Melero, C. H. R. Garcia, J. M. Cano, G. A. Orcajo and J. G. Normiella, "Unambiguous Detection of Broken Bars in Asynchronous Motors by Means of a Flux Measurement-Based Procedure", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 60, pp. 891-899, 2011.
- [121] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "Recent developments of induction motor drives fault diagnosis using AI techniques", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, , Vol. 47, pp. 994-1004, 2000.
- [122] P.V. Jover Rodríguez and A. Arkkio, "Detection of stator winding fault in induction motor using fuzzy logic," *Applied Soft Computing*, vol. 8, pp. 1112-1120, 2008.
- [123] F. Zidani, M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, and M. S. Nait-Said, "Induction motor stator faults diagnosis by a current Concordia pattern-based fuzzy decision system", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 469-475, 2003.

- [124] S. E. Zouzou, W. Laala, S. Guedidi, and M. Sahraoui, "A Fuzzy Logic Approach for the Diagnosis of Rotor Faults in Squirrel Cage Induction Motors", in Second International Conference on Computer and Electrical Engineering (ICCEE '09), pp. 173-177, 2009.
- [125] **C.M. Pezzani**, G. Bossio, y C. de Angelo, "Diagnóstico automático de barras rotas en motores de inducción" Anales del XXIIº Congreso Argentino de Control Automático (AADECA 2010), Buenos Aires, Argentina, 31 de Agosto y 1 de Septiembre, 2010.
- [126] H. Razik, M. B. de Rossiter Correa, and E. R. C. da Silva, "A Novel Monitoring of Load Level and Broken Bar Fault Severity Applied to Squirrel-Cage Induction Motors Using a Genetic Algorithm", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, pp. 4615-4626, 2009.
- [127] S. B. Makarand, J. K. Zafar, M. S. Hiralal, and L. S. Ram, "Adaptive Neural Fuzzy Inference System for the Detection of Inter-Turn Insulation and Bearing Wear Faults in Induction Motor", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, pp. 250-258, 2007.
- [128] T. Woei Wan and H. Hong, "A generic neurofuzzy model-based approach for detecting faults in induction motors", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 52, pp. 1420-1427, 2005.
- [129] M. Sulowicz and T. J. Sobczyk, "Application of Fuzzy Inference System for Cage Induction Motors Rotor Eccentricity Diagnostic", in IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED 2007), pp. 101-105, 2007.
- [130] V. T. Tran, B.-S. Yang, M.-S. Oh, and A. C. C. Tan, "Fault diagnosis of induction motor based on decision trees and adaptive neuro-fuzzy inference", Expert Systems with Applications, vol. 36, pp. 1840-1849, 2009.
- [131] **C. Pezzani**, G. Bossio, P. Donolo, y C. de Angelo, "Evaluación de los efectos del cruzamiento de barras en el motor de inducción", Anales de la XIV Reunión en Procesamiento de la Información y Control (RPIC 2011), Oro Verde, Entre Ríos, Argentina. Del 16 al 18 de noviembre de 2011.
- [132] Bossio, G., "Modelado de las irregularidades del motor de inducción: aplicaciones en la estimación y el diagnóstico de fallas", Tesis presentada para obtener el grado de Doctor en Ingeniería, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de la Plata. La Plata, Bs.As., Marzo de 2004, 217p.

- [133] T. Lipo, "Introduction to AC Machine Design", Wisconsin Power Electronics Research Center, University of Wisconsin, Vol. 1, 1996.
- [134] A. Khezzar, M. Hadjami, N. Bessous, M. E. K. Oumaamar and H. Razik, "Accurate modelling of cage induction machine with analytical evaluation of inductances", in 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON 2008), 2008, pp. 1112-1117.
- [135] P. L. Alger, *Induction Machines: Their Behavior and Uses*: Gordon and Breach, 1995
- [136] R. Muñoz and T. A. Lipo, "Complex vector model of the squirrel-cage induction machine including instantaneous rotor bar currents," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, pp. 1332-1340, 1999.
- [137] G. Y. Sizov, A. Sayed-Ahmed, Y. Chia-Chou, and N. A. O. Demerdash, "Analysis and Diagnostics of Adjacent and Nonadjacent Broken-Rotor-Bar Faults in Squirrel-Cage Induction Machines", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 4627-4641, 2009.
- [138] C. Kral, H. Kapeller, J. V. Gragger, A. Haumer, and B. Kubicek, "Phenomenon Rotor Fault-Multiple Electrical Rotor Asymmetries in Induction Machines", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1124-1134, 2010.
- [139] M. Riera-Guasp, M. F. Cabanas, J. A. Antonino-Daviu, M. Pineda-Sanchez, and C. H. R. Garcia, "Influence of Nonconsecutive Bar Breakages in Motor Current Signature Analysis for the Diagnosis of Rotor Faults in Induction Motors", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 25, pp. 80-89, 2010.
- [140] M. Eltabach, J. Antoni, and M. Najjar, "Quantitative analysis of noninvasive diagnostic procedures for induction motor drives", *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, pp. 2838-2856, 2007.
- [141] L. Qianxiang and H. Jingtao, "A high accuracy FFT algorithm for induction motor sensor-less speed estimation", in "Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on", 2008, pp. 851-854.
- [142] C. Offelli and D. Petri, "Interpolation techniques for real-time multifrequency waveform analysis", *IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement*, vol. 39, pp. 106-111, 1990.
- [143] A. Bellini, G. Franceschini, and C. Tassoni, "Monitoring of induction Machines by maximum covariance method for frequency tracking", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 42, pp. 69-78, 2006.

- [144] R. R. Schoen and T. G. Habetler, "Evaluation and implementation of a system to eliminate arbitrary load effects in current-based monitoring of induction machines", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 33, pp. 1571-1577, 1997.
- [145] M. Eltabach, A. Charara, and I. Zein, "A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 107-121, 2004.
- [146] C. Kral, F. Pirker, and G. Pascoli, "The Impact of Inertia on Rotor Fault Effects"; *Theoretical Aspects of the Vienna Monitoring Method*", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2136-2142, 2008.
- [147] S. N. Sivanandam, S. Sumathi and S. N. Deepa, "Introduction to Fuzzy Logic using MATLAB", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2007.
- [148] T. J. Ross, "Fuzzy Logic with Engineering Applications", Wiley: 2009.
- [149] C. Pezzani, P. Donolo, G. Bossio, M. Donolo, A. Guzman, and S. E. Zocholl, "Detecting broken rotor bars with zero-setting protection", in *IEEE/IAS 48th Industrial & Commercial Power Systems Technical Conference (I&CPS 2012)*, 2012, pp. 1-12.
- [150] C. H. Edwards and D. E. Penney, "Ecuaciones Diferenciales Elementales", 3 ed. Pearson Educación, 1994.

APÉNDICES

Apéndice A: Inductancias Mutuas de Rotor

En este apéndice se presenta detalladamente el cálculo de las inductancias mutuas entre los lazos de rotor empleando series de Fourier. Solamente se discute el cálculo de estas inductancias debido a que, a diferencia del cálculo de las inductancias mutuas de estátor y mutuas entre estátor y rotor, el desarrollo necesario presenta ciertas particularidades que merecen ser tratadas.

Distribución de bobinados de rotor

En la Fig. A1.1 se muestra en línea punteada la distribución de bobinados para un lazo del rotor. Tomando un marco de referencia fijo al rotor la distribución del i -ésimo lazo puede expresarse como:

$$n_{r,i}(\phi_r) = \begin{cases} 1 & \gamma_r \left(\frac{1}{2} - i\right) < \phi_r < \gamma_r \left(\frac{3}{2} - i\right) \\ 0 & -\pi < \phi_r < \gamma_r \left(\frac{1}{2} - i\right) \text{ y } \gamma_r \left(\frac{3}{2} - i\right) < \phi_r < \pi \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$i = 1, 2, \dots, n$,

donde $\gamma_r = 2\pi/n$ es el paso de ranuras de rotor, n es el número de barras de rotor e i identifica el lazo correspondiente.

Considerando uniformidad en el entrehierro, la función de bobinados puede expresarse directamente a partir de (A.1) restando el valor medio, esto es:

$$N_{r,i}(\phi_r) = \begin{cases} 1 - \frac{\gamma_r}{2\pi} & \gamma_r \left(\frac{1}{2} - i\right) < \phi_r < \gamma_r \left(\frac{3}{2} - i\right) \\ -\frac{\gamma_r}{2\pi} & -\pi < \phi_r < \gamma_r \left(\frac{1}{2} - i\right) \text{ y } \gamma_r \left(\frac{3}{2} - i\right) < \phi_r < \pi \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

En la figura A1.1 se muestra en línea llena esta función de bobinados.

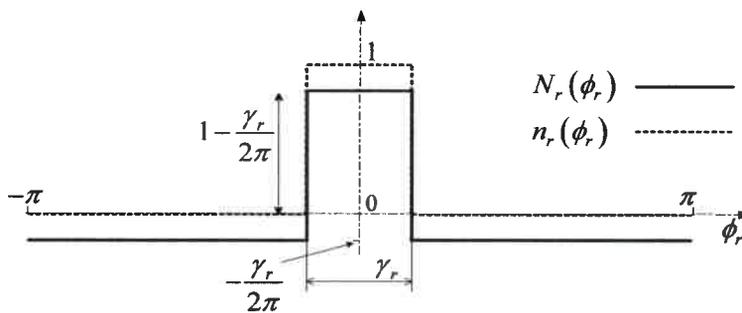


Figura A1.1. Distribución y función de bobinados de un lazo del rotor.

Expandiendo en serie de Fourier la distribución (A.1) se obtiene:

$$n_{r,i}(\phi_r) = a_0 + \sum_{u=1}^{\infty} a_u \cos(u(\phi_r - \nu_i)), \quad (\text{A.3})$$

donde $\nu_i = (i-1)\gamma_r$ y los coeficientes de la serie (A.3) vienen dados por:

$$a_0 = \frac{\gamma_r}{\pi},$$

$$a_u = \frac{2}{u\pi} \text{sen}\left(\frac{u\gamma_r}{2}\right). \quad (\text{A.4})$$

La función de bobinados para los lazos de rotor es directamente (A.3) sin considerar el término a_0 , esto es:

$$N_{r,i}(\phi_r) = \sum_{u=1}^{\infty} a_u \cos(u(\phi_r - \nu_i)). \quad (\text{A.5})$$

Cálculo de las inductancias mutuas $L_{rr,xy}$

Para el cálculo de la inductancia mutua entre dos lazos cualesquiera x e y , se emplea la expresión (A.6), la cual fue oportunamente presentada y discutida en el Capítulo 2.

$$L_{xy}(\theta_r) = \mu_0 r \int_0^{2\pi} \int_0^l n_x(\phi, \theta_r, z) N_y(\phi, \theta_r, z) g^{-1}(\phi, \theta_r, z) dz d\phi. \quad (\text{A.6})$$

Si se considera uniformidad en el entrehierro, tanto axial como radial, y uniformidad axial de los lazos del rotor, la integración a lo largo del eje z (axial) resulta simplemente la integral del diferencial y da como resultado l . Igualmente, g al ser una constante puede sacarse fuera de la integral. Con estas consideraciones y empleando las expresiones (A.1) y (A.2) que definen a la distribución y función de bobinados respectivamente, el cálculo de la inductancia mutua entre el lazo 1 de rotor y el i^{mo} no presenta mayor dificultad, esto es:

$$L_{rr,1i} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} n_1(\phi_r) N_i(\phi_r) d\phi_r \Rightarrow$$

$$L_{rr,1i} = \frac{\mu_0 r l}{g} (1) (-\gamma_r / 2\pi) \int_{\gamma_r(\frac{1}{2}-i)}^{\gamma_r(\frac{3}{2}-i)} d\phi_r \Rightarrow \quad (\text{A.7})$$

$$L_{rr,1i} = -\frac{\mu_0 r l}{g} \frac{\gamma_r^2}{2\pi}.$$

Realizar este mismo cálculo empleando las expansiones en serie de Fourier (A.3) y (A.5) es algo más laborioso y los pasos necesarios se presentan a continuación. Reemplazando (A.3) y (A.5) en (A.6) resulta:

$$L_{rr,li} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} n_1(\phi_r) N_i(\phi_r) d\phi_r \Rightarrow$$

$$L_{rr,li} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{u=1}^{\infty} a_u^2 \cos(u\phi_r) \cos(u\phi_r - u(i-1)\gamma_r) \right) d\phi_r \quad (\text{A.8})$$

En la expresión anterior no aparecen los términos cruzados $n_x * N_y$ con $x \neq y$, debido a que la integral de un producto de cosenos de diferente frecuencia a través de un período es nula.

Empleando la identidad trigonométrica $\cos(A \pm B) = \cos(A)\cos(B) \mp \sin(A)\sin(B)$ el tercer término dentro de la sumatoria en (A.8) puede expresarse como:

$$\cos(u\phi_r - u(i-1)\gamma_r) = \cos(u\phi_r)\cos(u(i-1)\gamma_r) + \sin(u\phi_r)\sin(u(i-1)\gamma_r).$$

Luego al multiplicar por el segundo término de esta sumatoria se tiene:

$$\cos(u\phi_r)\cos(u\phi_r - u(i-1)\gamma_r) =$$

$$\cos^2(u\phi_r)\cos(u(i-1)\gamma_r) + \underbrace{\cos(u\phi_r)\sin(u\phi_r)\sin(u(i-1)\gamma_r)}_{\xi}$$

Dado que la integral en el intervalo $0-2\pi$ del término ξ es cero, (A.8) puede reescribirse de la siguiente manera:

$$L_{rr,li} = \frac{\mu_0 r l}{g} \int_0^{2\pi} \left(\sum_{u=1}^{\infty} a_u^2 \cos(u(i-1)\gamma_r) \cos^2(u\phi_r) \right) d\phi_r. \quad (\text{A.9})$$

Como los dos primeros términos de la sumatoria dentro de la integral (A.9) no dependen de ϕ_r , pueden sacarse fuera de la integral, por lo que la inductancia resulta:

$$L_{rr,li} = \frac{\mu_0 r l}{g} \sum_{u=1}^{\infty} \left(a_u^2 \cos(u(i-1)\gamma_r) \int_0^{2\pi} \cos^2(u\phi_r) d\phi_r \right) \Rightarrow$$

$$L_{rr,li} = \frac{\mu_0 r l \pi}{g} \sum_{u=1}^{\infty} a_u^2 \cos(u(i-1)\gamma_r). \quad (\text{A.10})$$

Como puede observarse la expresión encontrada para $L_{rr,li}$ (A.10) empleando series de Fourier no es fácil de comparar con la determinada inicialmente en (A.7). Sin embargo es posible operar con el argumento de la sumatoria para expresarla de un modo más conveniente.

Reemplazando a_u por la expresión (A.4) en el argumento de la sumatoria (A.10) se obtiene:

$$a_u^2 = \frac{4}{u^2 \pi^2} \text{sen}(u\gamma_r/2) = \frac{4}{u^2 \pi^2} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(u\gamma_r) \right), \quad (\text{A.11})$$

luego,

$$L_{rr,li} = \frac{\mu_0 r l \pi}{g} \sum_{u=1}^{\infty} \underbrace{\frac{4}{u^2 \pi^2} \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos(u\gamma_r) \right) \cos(uj\gamma_r)}_{\Delta_u}. \quad (\text{A.12})$$

Donde se ha definido un nuevo índice j dado por $j = (i-1)$

Operando con el argumento Δ_u de la sumatoria (A.12) se tiene lo siguiente:

$$\Delta_u = \frac{4}{u^2 \pi^2} \frac{1}{2} (1 - \cos(u\gamma_r)) \cos(uj\gamma_r) = \frac{2}{u^2 \pi^2} \cos(uj\gamma_r) - \frac{2}{u^2 \pi^2} \cos(u\gamma_r) \cos(uj\gamma_r).$$

Empleando la identidad trigonométrica $\cos(A)\cos(B) = \frac{1}{2}(\cos(A+B) + \cos(A-B))$:

$$\begin{aligned} \Delta_u &= \frac{2}{u^2 \pi^2} \cos(uj\gamma_r) - \frac{1}{u^2 \pi^2} (\cos(u\gamma_r + uj\gamma_r) + \cos(u\gamma_r - uj\gamma_r)) \Rightarrow \\ \Delta_u &= \frac{1}{u^2 \pi^2} (2 \cos(uj\gamma_r) - \cos(u\gamma_r(j+1)) - \cos(u\gamma_r(j-1))). \end{aligned} \quad (\text{A.13})$$

Reemplazando (A.13) en la expresión de la inductancia (A.12) resulta:

$$\begin{aligned} L_{rr,li} &= \frac{\mu_0 r l}{g \pi} \sum_{u=1}^{\infty} \frac{1}{u^2} (2 \cos(uj\gamma_r) - \cos(u\gamma_r(j+1)) - \cos(u\gamma_r(j-1))) \Rightarrow \\ L_{rr,li} &= \frac{\mu_0 r l}{g \pi} \left[2 \underbrace{\sum_{u=1}^{\infty} \frac{\cos(uj\gamma_r)}{u^2}}_a - \underbrace{\sum_{u=1}^{\infty} \frac{\cos(u\gamma_r(j+1))}{u^2}}_b - \underbrace{\sum_{u=1}^{\infty} \frac{\cos(u\gamma_r(j-1))}{u^2}}_c \right]. \end{aligned} \quad (\text{A.14})$$

Las sumatorias denotadas por a , b y c en la expresión (A.14) pueden pensarse como tres series de Fourier diferentes, las cuáles son función de $j\gamma_r$, $\gamma_r(j+1)$ y $\gamma_r(j-1)$ respectivamente. Teniendo en cuenta que $j\gamma_r$, $\gamma_r(j+1)$ y $\gamma_r(j-1)$ están definidas sólo en el intervalo $0-2\pi$ es posible reemplazar cada una de las series anteriores por la siguiente igualdad¹:

$$\sum_{\sigma=1}^{\infty} \frac{\cos(\sigma t)}{\sigma^2} = \frac{3t^2 - 6\pi t + 2\pi^2}{12} \quad 0 < t < 2\pi \quad (\text{A.15})$$

¹ [150] Pag. 600.

Empleando (A.15) los términos a , b y c pueden escribirse como:

$$\sum_{u=1}^{\infty} \frac{\cos(uj\gamma_r)}{u^2} = \frac{3(j\gamma_r)^2 - 6\pi j\gamma_r + 2\pi^2}{12};$$

$$\sum_{u=1}^{\infty} \frac{\cos(u\gamma_r(j+1))}{u^2} = \frac{3((j+1)\gamma_r)^2 - 6\pi(j+1)\gamma_r + 2\pi^2}{12};$$

$$\sum_{u=1}^{\infty} \frac{\cos(u\gamma_r(j-1))}{u^2} = \frac{3((j-1)\gamma_r)^2 - 6\pi(j-1)\gamma_r + 2\pi^2}{12}.$$

Finalmente reemplazando estas igualdades en la expresión de la inductancia (A.14) se obtiene:

$$L_{rr,li} = \frac{\mu_0 r l}{g \pi} \left[2 \frac{3(j\gamma_r)^2 - 6\pi j\gamma_r + 2\pi^2}{12} - \frac{3((j+1)\gamma_r)^2 - 6\pi(j+1)\gamma_r + 2\pi^2}{12} - \frac{3((j-1)\gamma_r)^2 - 6\pi(j-1)\gamma_r + 2\pi^2}{12} \right]. \quad (\text{A.16})$$

Simplificando, se obtiene la expresión (A.17) para la inductancia mutua entre los lazos de rotor, la cual es igual a la encontrada inicialmente describiendo a N_r y n_r como funciones por partes (A.7).

$$L_{rr,li} = -\frac{\mu_0 r l}{g} \frac{\gamma_r^2}{2\pi}. \quad (\text{A.17})$$

Apéndice B: Prototipo de laboratorio*Bancos de ensayo*

En la figura B.1 se esquematiza el banco de ensayos utilizado para la obtención de los resultados experimentales de laboratorio con barras rotas y oscilación de carga. En la mayoría de los casos el motor bajo ensayo (M) se alimentó mediante un autotransformador conectado directamente a la red de distribución. El autotransformador se incluyó con el objetivo de reducir las corrientes durante el arranque del motor y además para regular la tensión de alimentación a su valor nominal. Como carga se empleó un segundo motor trifásico de inducción (G) acoplado directamente al motor bajo ensayo, el cual se utilizó como generador. Para alimentar este segundo motor se recurrió a un accionamiento comercial, el cual permitió controlar de manera precisa el par de carga exigido al motor ensayado. Para realizar los ensayos con oscilación en el par de carga, se empleó como referencia de par una señal sinusoidal de frecuencia controlada, superpuesta a un valor de continua.

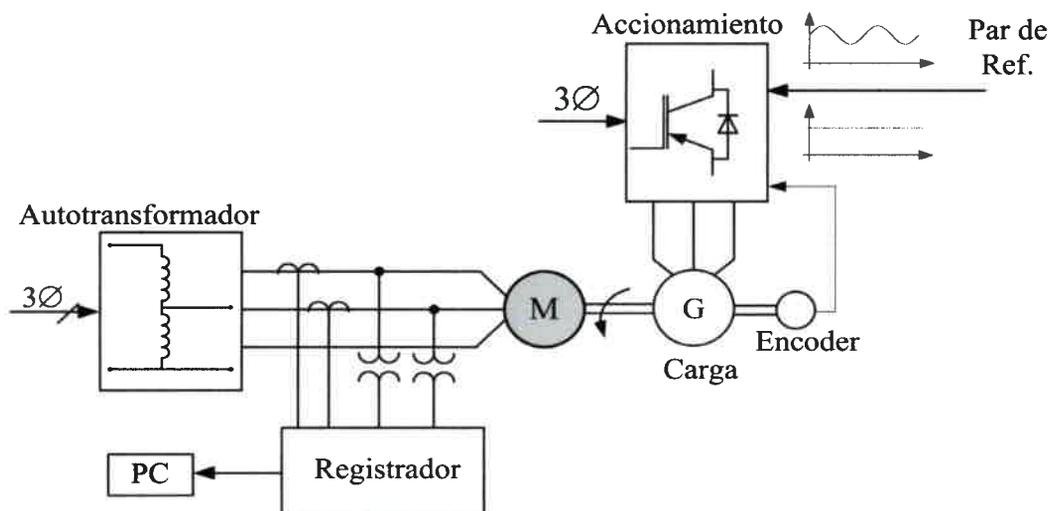


Figura B-1. Banco de ensayo empleado para obtener resultados con barras rotas y oscilación de carga.

En la figura B.2 se muestra una variante del banco de ensayos mostrado en la figura B.1. En este esquema se alimentó el MI a ensayar mediante un accionamiento comercial y se empleó un filtro para atenuar las componentes de alta frecuencia en la tensión. Este esquema se utilizó para obtener los resultados con barras rotas y tensión de alimentación senoidal presentados en el Capítulo 3.

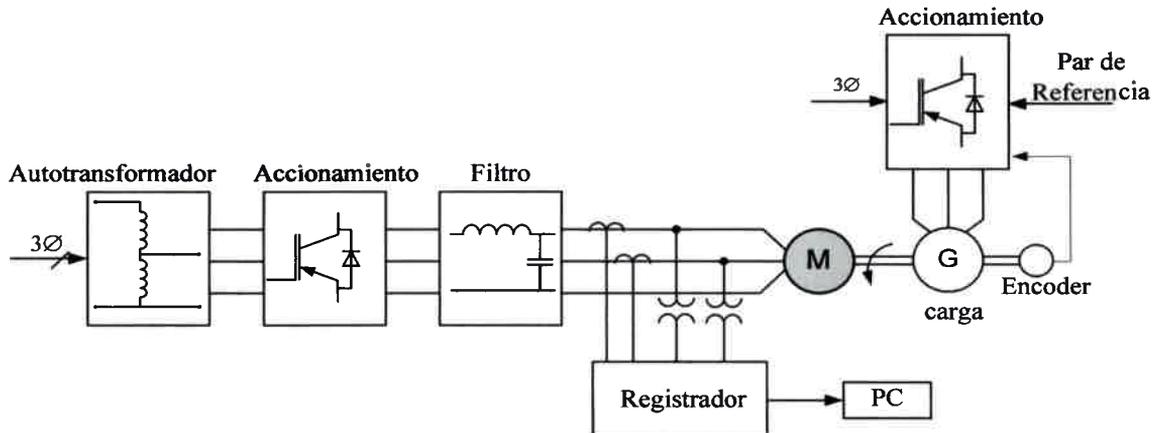


Figura B-2. Banco de ensayo para los resultados con tensión senoidal.

En todos los casos las variables eléctricas se adquirieron mediante un registrador oscilográfico marca Yokogawa modelo OR300E de cuatro canales aislados. Se midieron dos corrientes de fase y dos tensiones de línea. La corriente y tensión restantes se obtuvieron a partir de las medidas debido a que en los MI ensayados no existe conexión de neutro. Para la medición de las tensiones de línea se utilizaron puntas atenuadoras y para la de corrientes pinzas amperimétricas de CA con un ancho de banda de 10 kHz. En la mayoría de los ensayos los registros de corrientes y tensiones se tomaron a 4 kilo-muestras por segundo durante 8 segundos.

Los datos registrados se analizaron posteriormente en una computadora personal, donde se implementaron las estrategias discutidas en este trabajo de tesis.

Rotores empleados para los resultados con barras rotas

En la figura B.3 se muestran los diferentes rotores empleados para los ensayos de laboratorio con barras rotas. La falla en el rotor se introdujo realizando una perforación sobre la barra hasta interrumpirla por completo.



Figura B-3. Rotores con barras rotas empleados para los ensayos de laboratorio.

Apéndice C: Obtención del modelo $q-d$ complejo del MI

A continuación se presenta una metodología para obtener el modelo tradicional $q-d$ del MI partiendo de un modelo de circuitos múltiplemente acoplados y considerando cruzamiento en las barras [131]. Esto permite relacionar los parámetros de ambos modelos, con lo cual es posible su comparación, como así también evaluar la influencia de ciertas características geométricas de la distribución de barras y bobinados sobre los parámetros concentrados del modelo $q-d$.

Las ecuaciones de las tensiones y los flujos para el MI, tal como se presentó en el Capítulo 2, pueden escribirse como:

$$\begin{cases} \vec{v}_s = \underline{R}_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \\ \vec{v}_r = \underline{R}_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} \end{cases}, \quad \begin{cases} \vec{\lambda}_s = \underline{L}_{ss} \vec{i}_s + \underline{L}_{sr} \vec{i}_r \\ \vec{\lambda}_r = \underline{L}_{rs} \vec{i}_s + \underline{L}_{rr} \vec{i}_r \end{cases} \quad (C.1)$$

Donde las matrices \underline{L}_{ss} , \underline{L}_{rs} y \underline{L}_{rr} describen el acoplamiento magnético entre los circuitos de estátor y de rotor.

C.1 Cálculo de \underline{L}_{ss} , \underline{L}_{sr} y \underline{L}_{rr} incluyendo el cruzamiento

Para el desarrollo del modelo se considerará un motor con n barras en el rotor y un devanado de estátor trifásico distribuido senoidalmente. En el cálculo se asumirá uniformidad en el entrehierro tanto a lo largo del eje longitudinal como radial y se despreciarán los efectos debidos a las ranuras del estátor. En la formulación se asumirá que el rotor presenta cruzamiento en las barras.

Matriz de inductancias de estátor \underline{L}_{ss}

Considerando distribución senoidal de bobinados en el estátor y uniformidad en el entrehierro, los elementos de \underline{L}_{ss} no dependen de la posición del rotor y por lo tanto las inductancias propias y mutuas para las fases de estátor resultan [37]:

$$\begin{aligned} L_{s,ii} &= L_{ls} + L_{ms}, \\ L_{s,ij} &= L_{ms}/2. \end{aligned} \quad (C.2)$$

L_{ls} representa la inductancia de dispersión, los índices ij indican la fase correspondiente y L_{ms} viene dada por:

$$L_{ms} = \frac{\mu_0 l r_0}{g} N_s^2 \frac{\pi}{4}, \quad (C.3)$$

N_s es el número equivalente de espiras definido en el Capítulo 2.

Matriz de inductancias mutuas estátor-rotor \underline{L}_{sr}

La matriz \underline{L}_{sr} contiene las inductancias mutuas entre los lazos de estátor y de rotor. Considerando el rotor formado por n lazos, la matriz \underline{L}_{sr} resulta de dimensión $3 \times n$ y los elementos $L_{sr,ij}$ se pueden determinar empleando la expresión (C.4), que fue presentada en el Capítulo 2.

$$L_{ij}(\theta_r) = \mu_0 r_0 \int_0^{2\pi} \int_0^l n_i(\phi, \theta_r, z) N_j(\phi, \theta_r, z) g^{-1}(\phi, \theta_r, z) dz d\phi. \quad (C.4)$$

En este caso, la función de bobinados de estátor para una distribución senoidal puede expresarse como:

$$N_a(\phi) = \frac{N_s}{2} \cos(\phi). \quad (C.5)$$

A los fines del cálculo de las inductancias mutuas entre los lazos de estátor y rotor, la distribución de bobinados de rotor, incluyendo el cruzamiento, puede modelarse tal como se muestra en la figura C.1 (a). Para el i -ésimo lazo la función que define a esta distribución viene dada por:

$$n_{ri}(\phi, \theta_i) = \begin{cases} 0 & 0 < \phi \leq \theta_i \\ \frac{(\phi - \theta_i)}{\beta_r} & \theta_i < \phi \leq \theta_i + \beta_r \\ 1 & \theta_i + \beta_r < \phi \leq \theta_i + \gamma_r \\ \frac{(\theta_i + \gamma_r + \beta_r - \phi)}{\beta_r} & \theta_i + \gamma_r < \phi \leq \theta_i + \gamma_r + \beta_r \\ 0 & \theta_i + \gamma_r + \beta_r < \phi \leq 2\pi \end{cases} \quad (C.6)$$

Donde β_r es el factor de cruzamiento de las barras del rotor.

Para un lazo arbitrario, la posición angular donde comienza mismo (θ_i) puede expresarse como:

$$\theta_i = \theta_r + (i-1)\gamma_r. \quad (C.7)$$

Donde θ_r es la posición del rotor medida desde algún referencial fijo al estátor.

A partir de (C.6) la función de bobinados puede escribirse de la forma:

$$N_{ri}(\phi, \theta_i) = \begin{cases} -\frac{\gamma_r}{2\pi} & 0 < \phi \leq \theta_i \\ \frac{(\phi - \theta_i)}{\beta_r} - \frac{\gamma_r}{2\pi} & \theta_i < \phi \leq \theta_i + \beta_r \\ 1 - \frac{\gamma_r}{2\pi} & \theta_i + \beta_r < \phi \leq \theta_{i+1} \\ \frac{(\theta_{i+1} + \gamma_r + \beta_r - \phi)}{\beta_r} - \frac{\gamma_r}{2\pi} & \theta_{i+1} < \phi \leq \theta_{i+1} + \beta_r \\ -\frac{\gamma_r}{2\pi} & \theta_{i+1} + \beta_r < \phi \leq 2\pi \end{cases} \quad (C.8)$$

En la figura C.1 (b) se muestra la función de bobinados descrita por la ecuación anterior para un lazo arbitrario.

A partir de (C.5) y (C.8) la inductancia mutua entre la fase *a* del estátor y el lazo *i* del rotor puede determinarse haciendo:

$$L_{sr,ai}(\theta_r) = \frac{\mu_0 r_0 l}{g} \int_0^{2\pi} n_{ri}(\phi, \theta_r) N_a(\phi) d\phi. \quad (C.9)$$

En la ecuación anterior se ha sacado fuera de la integral el término g^{-l} ya que se supuso entrehierro uniforme.

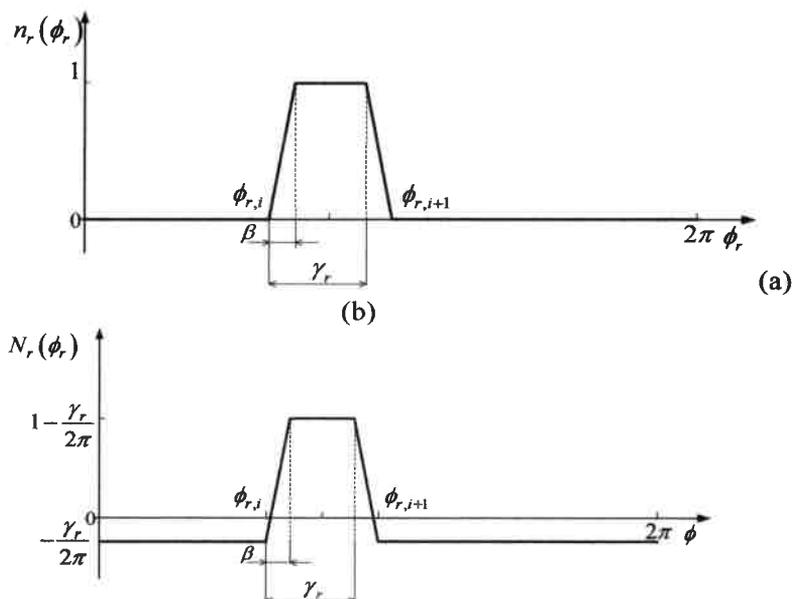


Figura C-1. Distribución de bobinados (a) y función de bobinados (b) para los lazos del rotor con cruzamiento.

Reemplazando n_{ri} y N_a y resolviendo la integral se obtiene:

$$L_{sr,ai}(\theta_r) = \frac{\mu_0 r_0 l N_s}{g} \frac{1}{2 \beta_r} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r + \gamma_r(i-1) + \beta_r) - \dots \\ \cos(\theta_r + \gamma_r(i-1)) - \dots \\ -\cos(\theta_r + \gamma_r i + \beta_r) + \dots \\ \cos(\theta_r + \gamma_r i) \end{bmatrix}. \quad (C.10)$$

Reordenando y simplificando la expresión anterior se obtiene:

$$L_{sr,ai}(\theta_r) = \frac{\mu_0 r_0 l}{g} N_s k_\beta \cos\left(\theta_r + \gamma_r(i-1) + \frac{\beta_r}{2} + \delta\right). \quad (C.11)$$

Donde k_β representa el factor de cruzamiento [133] y viene dado por:

$$k_\beta = \text{sen}\left(\frac{\beta_r}{2}\right) / \frac{\beta_r}{2}, \quad (C.12)$$

$$\delta = \frac{\gamma_r}{2}. \quad (C.13)$$

Empleando (C.12) se puede reescribir la inductancia mutua entre la fase a del estátor y el lazo i del rotor, como:

$$L_{sr,ai}(\theta_r) = L_m k_\beta \cos\left(\theta_r + \gamma_r(i-1) + \frac{\beta_r}{2} + \delta\right), \quad (C.14)$$

donde,

$$L_m = \frac{4 \text{ sen} \delta}{\pi N_s} L_{ms}. \quad (C.15)$$

Las inductancias mutuas estátor-rotor para las fases b y c y el lazo i pueden obtenerse desfasando $\pm 2\pi/3$ la expresión (C.14).

Matriz de inductancias de rotor \underline{L}_{rr}

La matriz \underline{L}_{rr} contiene las inductancias mutuas y propias de los lazos del rotor. Al considerar n barras en el rotor, esta matriz resulta de dimensión $n \times n$ y los elementos de la misma pueden determinarse a partir de (C.4) reemplazando las funciones y distribuciones de bobinados correspondientes. En las ecuaciones (C.16) y (C.17) se presentan las inductancias propia y mutua entre cada lazo. Como se puede observar, al

considerar uniformidad en el entrehierro, las inductancias para los lazos de rotor resultan constantes.

$$L_{rr,ii} = \frac{\mu_0 l r_0}{g} \left(\gamma_r - \frac{\gamma_r^2}{2\pi} \right). \quad (\text{C.16})$$

$$L_{rr,ij} = -\frac{\mu_0 l r_0}{g} \frac{\gamma_r^2}{2\pi}. \quad (\text{C.17})$$

C.2 Modelo $q-d$ complejo

En la sección anterior se presentó un modelo basado en CMA para un MI con n barras en el rotor y un estátor con distribución senoidal de bobinados. En la deducción de las inductancias del modelo se incluyó el efecto del cruzamiento de las barras del rotor. Con el objetivo de analizar el efecto del cruzamiento, en los apartados siguientes se derivan los parámetros del modelo $q-d$ siguiendo un procedimiento semejante al presentado en [136] partiendo del modelo de CMA.

Flujo de estátor

El flujo total enlazado por el estátor puede expresarse como la suma del aporte debido a la circulación de corrientes en el estátor ($\vec{\lambda}_{ss}$) y en el rotor ($\vec{\lambda}_{sr}$):

$$\begin{aligned} \vec{\lambda}_s &= \underline{L}_{ss} \vec{i}_s + \underline{L}_{sr} \vec{i}_r \Rightarrow \\ \vec{\lambda}_s &= \vec{\lambda}_{ss} + \vec{\lambda}_{sr}. \end{aligned} \quad (\text{C.18})$$

Aplicando la definición de vector espacial al flujo producido por las corrientes de estátor se obtiene:

$$\begin{aligned} \vec{\lambda}_{ss} &= \underline{L}_{ss} \vec{i}_s \\ \vec{\lambda}_{ss} &= 2/3 \left(\lambda_{ass} + \underline{a} \lambda_{bss} + \underline{a}^2 \lambda_{css} \right) \Rightarrow \\ \vec{\lambda}_{ss} &= \left(L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ms} \right) \vec{i}_s. \end{aligned} \quad (\text{C.19})$$

Donde \underline{a} es el operador complejo dado por $\underline{a} = e^{j2\pi/3}$ y el símbolo ' \sim ' denota un valor complejo.

El flujo de estátor debido a la circulación de corrientes en el rotor viene dado por:

$$\tilde{\lambda}_{sr} = \underline{L}_{sr} \tilde{i}_r \Rightarrow$$

$$\tilde{\lambda}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sr,a1} & L_{sr,a2} & \cdots & L_{sr,an} \\ L_{sr,b1} & L_{sr,b2} & \cdots & L_{sr,bn} \\ L_{sr,c1} & L_{sr,c2} & \cdots & L_{sr,cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix}. \quad (C.20)$$

Empleando la identidad de Euler, la inductancia mutua dada en (C.14) puede reescribirse como:

$$L_{sr,ai}(\theta_r) = \frac{L_m}{2} k_\beta \left(\begin{array}{c} e^{j(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2})} e^{j((i-1)\gamma_r)} + \dots \\ e^{-j(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2})} e^{-j((i-1)\gamma_r)} \end{array} \right). \quad (C.21)$$

Reemplazando (C.21) en (C.20) y empleando el operador \underline{a} para obtener las inductancias de las fases b y c se obtiene:

$$\begin{bmatrix} \tilde{\lambda}_{asr} \\ \tilde{\lambda}_{bsr} \\ \tilde{\lambda}_{csr} \end{bmatrix} = \frac{L_m k_\beta}{2} \left\{ e^{-j(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2})} \begin{bmatrix} 1 & \underline{b}^{-1} & \cdots & \underline{b}^{1-n} \\ \underline{a} & \underline{a}\underline{b}^{-1} & \cdots & \underline{a}\underline{b}^{1-n} \\ \underline{a}^2 & \underline{a}^2 \underline{b}^{-1} & \cdots & \underline{a}^2 \underline{b}^{1-n} \end{bmatrix} + \right.$$

$$\left. e^{j(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2})} \begin{bmatrix} 1 & \underline{b}^1 & \cdots & \underline{b}^{n-1} \\ \underline{a}^{-1} & \underline{a}^{-1} \underline{b}^1 & \cdots & \underline{a}^{-1} \underline{b}^{n-1} \\ \underline{a}^{-2} & \underline{a}^{-2} \underline{b}^1 & \cdots & \underline{a}^{-2} \underline{b}^{n-1} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix}, \quad (C.22)$$

Donde:

$$\underline{b} = e^{j\gamma_r}. \quad (C.23)$$

Aplicando la definición de vector espacial y simplificando se obtiene:

$$\tilde{\lambda}_{sr} = L_m k_\beta \left\{ e^{j(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2})} \begin{bmatrix} 1 & \underline{b} & \cdots & \underline{b}^{n-1} \end{bmatrix} \right\} \begin{bmatrix} i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rn} \end{bmatrix}. \quad (C.24)$$

Empleando la transformación propuesta en [136] dada por (C.25) el flujo de estátor debido a las corrientes de rotor, expresado como vector espacial, puede escribirse como se muestra en (C.26).

$$\tilde{f}_r = 2/n (f_{r,1} + \underline{b} f_{r,2} + \underline{b}^2 f_{r,3} + \cdots + \underline{b}^{n-1} f_{r,n}). \quad (C.25)$$

$$\tilde{\lambda}_{sr} = \frac{n}{2} L_m k_\beta e^{j\left(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2}\right)} \tilde{i}_r. \quad (\text{C.26})$$

Finalmente el flujo enlazado por el estátor expresado como vector espacial resulta:

$$\tilde{\lambda}_s = \tilde{\lambda}_{ss} + \tilde{\lambda}_{sr} = L_s \tilde{i}_s + \frac{n}{2} k_\beta L_m e^{j\left(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2}\right)} \tilde{i}_r. \quad (\text{C.27})$$

Flujo de rotor

El flujo total enlazado por el rotor puede expresarse como la suma del aporte debido a la circulación de corrientes en el estátor y en el rotor, esto es:

$$\begin{aligned} \tilde{\lambda}_r &= \underline{L}_{rs} \tilde{i}_s + \underline{L}_{rr} \tilde{i}_r \Rightarrow \\ \tilde{\lambda}_r &= \tilde{\lambda}_{rs} + \tilde{\lambda}_{rr}. \end{aligned} \quad (\text{C.28})$$

Procediendo de manera semejante a lo presentado para los flujos de estátor en el apartado anterior se puede expresar $\tilde{\lambda}_{rs}$ como vector espacial de la forma:

$$\tilde{\lambda}_{rs} = \frac{3}{2} k_\beta L_m e^{-j\left(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2}\right)} \tilde{i}_s. \quad (\text{C.29})$$

Procediendo de manera semejante a lo presentado en [136] el flujo $\tilde{\lambda}_{rr}$ puede escribirse como:

$$\tilde{\lambda}_{rr} = \underbrace{\left(2L_b (1 - \cos \gamma_r) + 2L_e + \frac{\mu_0 l r_0}{g} \gamma_r \right)}_{L_{rr}} \tilde{i}_r. \quad (\text{C.30})$$

Finalmente, el flujo de rotor queda expresado como vector espacial de la forma:

$$\tilde{\lambda}_{rr} = \tilde{\lambda}_{rs} + \tilde{\lambda}_{rr} = \frac{3}{2} k_\beta L_m e^{-j\left(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2}\right)} \tilde{i}_s + L_{rr} \tilde{i}_r. \quad (\text{C.31})$$

Ecuaciones de tensión

Empleando (C.27) y (C.31) se puede reescribir las ecuaciones de tensión presentadas en (C.1), utilizando la notación de vector espacial, de la siguiente manera:

$$\tilde{v}_s = r_s \tilde{i}_s + L_s p \tilde{i}_s + \frac{n}{2} k_\beta L_m e^{j\left(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2}\right)} (p + j\omega_r) \tilde{i}_r, \quad (\text{C.32})$$

$$0 = r_r \tilde{i}_r + \frac{3}{2} L_m k_\beta e^{-j\left(\theta_r + \delta + \frac{\beta_r}{2}\right)} (p - j\omega_r) \tilde{i}_s + L_r p \tilde{i}_r. \quad (\text{C.33})$$

Donde las ecuaciones (C.32) y (C.33) representan el modelo $q-d$ del MI en variable compleja. Debido a que en la obtención del modelo se consideró cruzamiento en las barras del rotor, aparece en forma explícita el factor de cruzamiento en las ecuaciones que describen el modelo. Redefiniendo el vector espacial de la corriente de rotor de la forma mostrada en (C.34) y reemplazando en las ecuaciones (C.32) y (C.33) se obtiene:

$$\tilde{i}_r' = \frac{n}{3} \frac{L_m}{L_{ms}} e^{j(\delta + \beta_r/2)} \tilde{i}_r, \quad (\text{C.34})$$

$$\tilde{v}_s = r_s \tilde{i}_s + (L_{ls} + L_m) p \tilde{i}_s + k_\beta L_m e^{j\theta_r} (p + j\omega_r) \tilde{i}_r', \quad (\text{C.35})$$

$$0 = 3 \frac{r_r}{n} \frac{L_{ms}}{L_m} \tilde{i}_r' + k_\beta L_m e^{-j\theta_r} (p - j\omega_r) \tilde{i}_s + 3 \frac{L_r}{n} \frac{L_{ms}^2}{L_m} p \tilde{i}_r'. \quad (\text{C.36})$$

Reordenando de manera conveniente las ecuaciones anteriores se puede escribir:

$$\tilde{v}_s = r_s \tilde{i}_s + \underbrace{(L_{ls} + L_m (1 - k_\beta^2))}_{L_{ls,cc}} p \tilde{i}_s + \underbrace{k_\beta^2 L_m}_{L_{m,cc}} p \tilde{i}_s + k_\beta^2 L_m e^{j\theta_r} (p + j\omega_r) \frac{\tilde{i}_r'}{k_\beta}. \quad (\text{C.37})$$

$$0 = k_\beta^2 r_r' \frac{\tilde{i}_r'}{k_\beta} + k_\beta^2 L_m e^{-j\theta_r} (p - j\omega_r) \tilde{i}_s + k_\beta^2 (L_{lr}' + L_m) p \frac{\tilde{i}_r'}{k_\beta}. \quad (\text{C.38})$$

En las expresiones (C.37) y (C.38) se puede observar explícitamente el efecto del cruzamiento en las barras del rotor sobre las inductancias de dispersión y magnetización. Comparando estas expresiones con las correspondientes para el modelo sin cruzamiento se observa que la inductancia de dispersión se incrementa en un factor $L_m (1 - k_\beta^2)$ mientras que la de magnetización se reduce en un factor igual a k_β^2 .

Este resultado es consistente con lo encontrado mediante otros enfoques [133]. A partir de las ecuaciones (C.37) y (C.38) puede construirse el circuito equivalente mostrado en la C2.

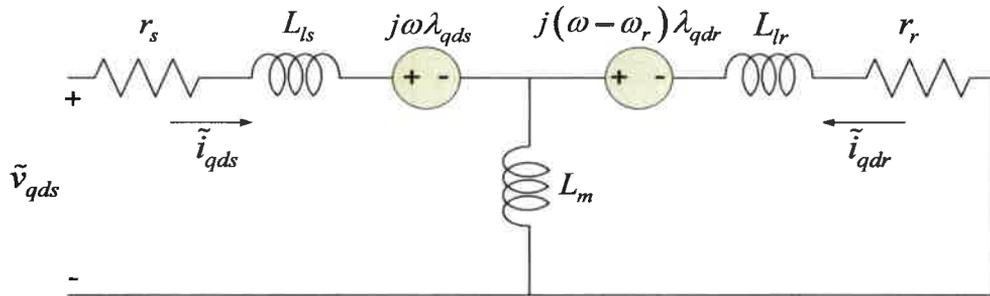


Figura C-2. Circuito equivalente del MI.

Apéndice D: Datos Técnicos y Especificaciones de los MI

Tabla D-1. MI empleado para las simulaciones y experimentales de laboratorio.

Motor de inducción trifásico					
Potencia	5.5	kW	Inercia	0.02	kgm ²
Tensión	380	V	r_0	75	mm
Frec. (f_s)	50	Hz	l	110	mm
I nominal	11.1	A	g	0.45	mm
Vel. Nominal	1470	rpm	Nº barras	40	
cos(φ)	0.85		Nº ranuras de estátor	48	
Estátor	18 espiras por bobina, 2 bobinas por grupo y 4 grupos por fase. Conexión serie, paso 1:10:12				

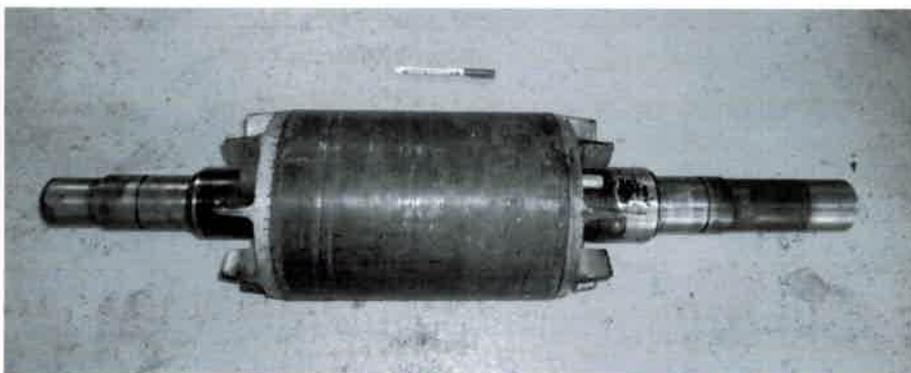
Tabla D.2. Motor A (Bomba auxiliar) y Motor B (Bomba de alta presión).

	Motor A		Motor B	
Potencia	55	kW	1656	kW
Tensión	380	V	2300	V
Frecuencia (f_s)	50	Hz	50	Hz
I nominal	100	A	475	A
Vel. Nominal	1475	rpm	1488	rpm
cos(φ)	0.88		0.91	
Nº de barras	40		76	

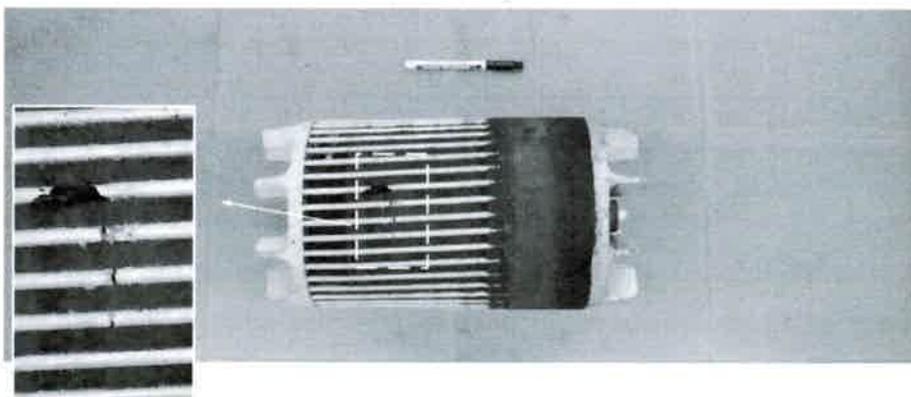
En la figura D.1 se muestra la bomba auxiliar impulsada por el motor A la cual se encuentra instalada en una central termoeléctrica. Este motor fue diagnosticado con barras rotas y se lo sacó de servicio para su posterior análisis. En la figura D.2 se muestran dos imágenes del rotor de dicho motor. En la parte (a) de esta figura se puede observar el estado del rotor inmediatamente después que fue desensamblado. Para comprobar fehacientemente que el rotor presentaba barras rotas, se le realizó un ataque químico para eliminar el núcleo magnético y dejar expuesta la jaula. En la parte (b) de la figura D.2 se muestra como quedó el rotor luego del ataque con ácido nítrico. En esta figura se observa claramente que la jaula presentaba 4 barras rotas.



Figura D-1. *Motor A* y bomba auxiliar. Central termoeléctrica.



(a)



(b)

Figura D-2. *Motor A*. Rotor (a) y rotor atacado químicamente (b).

En la figura D.3 se observa un detalle del rotor del motor B, el cual fue sacado de servicio por haber sido diagnosticado con barras rotas. Como puede observarse en esta imagen, uno de los anillos de cortocircuito se encontraba completamente seccionado. Además presentaba 4 barras rotas las cuales no se distinguen fácilmente en la imagen.



Figura D-3. *Motor B*. Detalle de la rotura del anillo de cortocircuito.



72666

U.N.R.C
Biblioteca Central



72666