
UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO

FACULTAD DE INGENIERÍA



ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN ESQUEMA DE DIAGNÓSTICO
DE FALLAS EN MOTORES DE INDUCCIÓN

TESIS QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN CONTROL AUTOMÁTICO

PRESENTA:

M.C. FRANCISCO JAVIER VILLALOBOS PIÑA

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

SEPTIEMBRE 2011



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

FACULTAD DE INGENIERÍA

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO



DOCTORADO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

OPCIÓN CONTROL AUTOMÁTICO

ANÁLISIS Y DISEÑO DE UN ESQUEMA DE DIAGNÓSTICO
DE FALLAS EN MOTORES DE INDUCCIÓN

M. C. FRANCISCO JAVIER VILLALOBOS PIÑA

SINODALES:

DR. RICARDO ÁLVAREZ SALAS (ASESOR)

DRA. NANCY VISAIRO CRUZ (CO-ASESOR)

DR. VÍCTOR MANUEL CÁRDENAS GALINDO (SINODAL)

DR. DANIEL ULISES CAMPOS DELGADO (SINODAL)

DR. JOSÉ SALOMÉ MURGUÍA IBARRA (SINODAL)

DR. FELIPE PAZOS FLORES (SINODAL SUPLENTE)

DR. GERARDO VICENTE GUERRERO RAMÍREZ (SINODAL EXTERNO)

SAN LUIS POTOSÍ, S.L.P.

SEPTIEMBRE 2011

Resumen

El presente trabajo se centra en el diagnóstico de fallas incipientes eléctricas en el rotor y estator del motor de inducción trifásico en diferentes regímenes de velocidad y par, incluyendo los escenarios de fallas aisladas y simultáneas.

Se propone un modelo dinámico completo ($a - b - c$) del motor de inducción trifásico bajo condiciones de falla. Las fallas consideradas son fallas eléctricas de estator, rotor y fallas mecánicas de balero y excentricidad estática. Las fallas eléctricas se modelan a través de la variación de resistencias e inductancias, la falla mecánica de balero se simula mediante la modificación del coeficiente de fricción viscosa y la falla de excentricidad estática se modela por medio de una función de la inductancia mutua.

El diagnóstico de las fallas se efectúa mapeando las corrientes de estator a un marco de referencia $\alpha - \beta$ y usando el fasor de espacio instantáneo o vector de Park en conjunto con un análisis tiempo-frecuencia y herramientas de inteligencia artificial.

Para validar los esquemas de diagnóstico de fallas propuestos, se construyó un banco de pruebas con motores de inducción trifásicos acoplados a una máquina de corriente directa para aplicarles par de carga. Los motores de inducción fueron modificados para inducir los diferentes tipos, niveles y escenarios de falla.

Se diseñó y construyó un sistema embebido de diagnóstico de fallas basado en un DSP de última generación (Texas Instrument TMS320F28F335). El sistema embebido efectúa todas las acciones de adquisición de señales de corriente, voltaje, posición, velocidad, control de un inversor para variar la velocidad del motor de inducción y control de un chopper con capacidad de regeneración para ser utilizado con la máquina de CD para aplicar par de carga.

El sistema embebido con los algoritmos de diagnóstico de fallas puede operar de manera autónoma sin depender de un equipo de cómputo. Sin embargo, también se implementó un programa de computadora en el lenguaje de programación visual Delphi, el cual permite tener comunicación con el sistema embebido en tiempo real, recibir la información de las señales adquiridas, procesarlas y realizar el diagnóstico de fallas de forma redundante, así

como la visualización de los resultados del procesamiento.

Dedico este trabajo a...

Dios y la virgen María...

A mi esposa Noemi, mis hijas Fátima y Daniela con todo mi amor

A mi papá Francisco Javier y mi mamá María Dolores

A mis hermanos Mary, Sergio, Rafael, Victor y Margarita (en memoria)

*A mis abuelitos Pedro Piña Muñoz (en memoria) y María Dolores
Alatorre González*

En memoria de mi tío Jesús Alatorre González

A mis grandes amigos Ricardo Galván y Alejandro Santos Hernández

*En memoria del hermano José Sánchez, Salvador Jiménez y
Ricardo Hernández Gaviño*

Agradecimientos

A todos los profesores investigadores y secretarias del Centro de Investigación y Estudios de Posgrado (CIEP) de la Facultad de Ingeniería, especialmente al Dr. Víctor Manuel Cárdenas Galindo.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACyT) por otorgarme la beca para cursar el programa de Doctorado en Ingeniería Eléctrica.

Al Instituto Tecnológico de Aguascalientes, por las facilidades otorgadas para efectuar mis estudios doctorales y los jefes de departamento por el gran apoyo que me otorgaron.

En forma especial a mi asesor al Dr. Ricardo Alvarez Salas por su gran ayuda, amistad y consejos para lograr el desarrollo del presente trabajo doctoral.

Al Ing. Raúl Sánchez Castillo, M. C. José Antonio Alvarez Salas, Dr. René de Jesús Romero Troncoso, Dr. Eduardo Cabal Yépez, Dr. Jaime José Rodríguez Rivas.

A todos mis compañeros y amigos del CIEP-FI, Tonatiuh, Cesar, Chuy, Emmanuel, Daniel, Juan, Luis, Erika, Ezquiel, Marco, Isela, Mario, Manuel, de forma especial agradezco a Ana Cecilia Rivera Rivera por su amistad y apoyo.

A mis compañeros y amigos del Instituto Tecnológico de Aguascalientes, Gerardo Romo, Mauro Martínez, Rolando López, Issac Elí, Rafael Molina, Gabriel Espionza, José Valentín, Gustavo Adolfo, Osvaldo Diaz.

Al programa de becas ECOES Santander por el apoyo recibido para estancia de investigación.

A los proyectos SEP-CONACYT 43615 y 84616.

Lista de Símbolos

Símbolo	Descripción
s	Deslizamiento
N_s	Velocidad de sincronismo (RPM)
N_r	Velocidad del rotor (RPM)
ω_m	Velocidad mecánica del rotor (rad/s)
θ_r	Ángulo de posición del rotor
θ_m	Posición mecánica del rotor
f_L	Frecuencia de la tensión de alimentación
$f_{estator}$	Frecuencia mecánica del estator
f_{rotor}	Frecuencia mecánica del rotor
$a - b - c$	Marco de referencia $a - b - c$ (trifásico)
$d - q$	Marco de referencia $d - q$.
$\alpha - \beta$	Marco de referencia alfa-beta
V_s	Tensión de estator
v_{sa}	Tensión de estator en fase a
v_{sb}	Tensión de estator en fase b
v_{sc}	Tensión de estator en fase c
V_r	Tensión de rotor

v_{ra}	Tensión de rotor en fase a(=0)
v_{rb}	Tensión de rotor en fase b(=0)
v_{rc}	Tensión de rotor en fase c(=0)
I_s	Corriente de estator
i_{sa}	Corriente de estator fase a
i_{sb}	Corriente de estator fase b
i_{sc}	Corriente de estator fase c
I_r	Corriente de rotor
i_{ra}	Corriente de rotor fase a
i_{rb}	Corriente de rotor fase b
i_{rc}	Corriente de rotor fase c
Ψ_s	Flujo de estator
ψ_{sa}	Flujo del estator fase a
ψ_{sb}	Flujo del estator fase b
ψ_{sc}	Flujo del estator fase c
Ψ_r	Flujo de rotor
ψ_{ra}	Flujo del rotor fase a
ψ_{rb}	Flujo del rotor fase b
ψ_{rc}	Flujo del rotor fase c
R_s	Resistencia de estator
R_{sa}	Resistencia de estator fase a
R_{sb}	Resistencia de estator fase b
R_{sc}	Resistencia de estator fase c
R_r	Resistencia de rotor
R_{ra}	Resistencia de rotor fase a
R_{rb}	Resistencia de rotor fase b
R_{rc}	Resistencia de rotor fase c
ΔR_{sa}	Resistencia variable de estator fase a
ΔR_{sb}	Resistencia variable de estator fase b
ΔR_{sc}	Resistencia variable de estator fase c
ΔR_{ra}	Resistencia variable de rotor fase a
ΔR_{rb}	Resistencia variable de rotor fase b
ΔR_{rc}	Resistencia variable de rotor fase c
L_s	Inductancia de estator
L_r	Inductancia de rotor
L_m	Inductancia mutua

β_{m_max}	Valor máximo de variación del coeficiente de fricción para la condición de falla de balero
L_{ms}	Inductancia mutua de estator
L_{mr}	Inductancia mutua de rotor
L_{lsa}	Inductancia de estator fase a
L_{lsb}	Inductancia de estator fase b
L_{lsc}	Inductancia de estator fase c
Δ_{lsa}	Inductancia variable de estator fase a
Δ_{lsb}	Inductancia variable de estator fase b
Δ_{lsc}	Inductancia variable de estator fase c
L_{lra}	Inductancia de rotor fase a
L_{lrb}	Inductancia de rotor fase b
L_{lrc}	Inductancia de rotor fase c
Δ_{lra}	Inductancia variable de rotor fase a
Δ_{lrb}	Inductancia variable de rotor fase b
Δ_{lrc}	Inductancia variable de rotor fase c
P	Número de polos de la máquina
θ_m	Posición angular de la máquina
J	Momento de inercia
T_e	Par electromagnético
T_L	Par de carga
β	Coeficiente de fricción viscosa
Δ_β	Variación del coeficiente de fricción viscosa bajo condición de falla
$\theta_{m1} = 0^0$	Límite inferior de la posición angular para la condición de falla de balero
$\theta_{m2} = 10^0$	Límite superior de la posición angular para la condición de falla de balero
U_{linea}^0	Tensiones de secuencia cero de línea
i_a	Suma de corrientes positiva, negativa y cero fase a
i_b	Suma de corrientes positiva, negativa y cero fase b
i_c	Suma de corrientes positiva, negativa y cero fase c
i_N	Suma de corrientes positiva, negativa y cero neutro
i_a^+	Corriente de secuencia positiva fase a
i_b^+	Corriente de secuencia positiva fase b
i_c^+	Corriente de secuencia positiva fase c
i_N^+	Corriente de secuencia positiva neutro
i_a^-	Corriente de secuencia negativa fase a
i_b^-	Corriente de secuencia negativa fase b

i_c^-	Corriente de secuencia negativa fase c
i_N^-	Corriente de secuencia negativa neutro
i_a^0	Corriente de secuencia cero fase a
i_b^0	Corriente de secuencia cero fase b
i_c^0	Corriente de secuencia cero fase c
i_N^0	Corriente de secuencia cero neutro
$\tilde{I}$	Suma de corrientes de secuencia positiva, negativa y cero de las fases a, b y c
$\tilde{I}^+$	Corrientes de secuencia positiva fases a,b y c
$\tilde{I}^-$	Corrientes de secuencia negativa fases a,b y c
$\tilde{I}^0$	Corrientes de secuencia cero fases a,b y c
i_d	Componente d del mapeo de las corrientes de estator al marco de referencia $d - q$
i_q	Componente q del mapeo de las corrientes de estator al marco de referencia $d - q$
i_0	Componente 0 del mapeo de las corrientes de estator al marco de referencia $d - q$
i_α	Componente α del mapeo de las corrientes de estator al marco de referencia $\alpha - \beta$
i_β	Componente β del mapeo de las corrientes de estator al marco de referencia $\alpha - \beta$
i_0	Componente 0 del mapeo de las corrientes de estator al marco de referencia $\alpha - \beta$
ISP	Vector de espacio instantáneo (Instantaneous Space Phasor) de Park
$\langle \rangle$	Valor promedio
$ $	Valor promedio
FD	Detección de fallas (por sus siglas en inglés)
FDI	Detección de fallas y aislamiento (por sus siglas en inglés)
$FDIA$	Detección de fallas, aislamiento y análisis (por sus siglas en inglés)
f	Falla
d	Perturbación
F	Conjunto de falla
U	Conjunto de entradas
Y	Conjunto de salidas
MI	Motor de inducción
RNA	Red neuronal artificial

PC	Computadora personal (por sus siglas en inglés)
DSP	Procesador de señales digitales (por sus siglas en inglés)
CD	Corriente directa (por sus siglas en inglés)
$MCSA$	Análisis de firmas de corrientes del motor (por sus siglas en inglés)
DFT	Transformada discreta de Fourier (por sus siglas en inglés)
FFT	Transformada rápida de Fourier (por sus siglas en inglés)
$FFT2$	Transformada rápida de Fourier base 2 (por sus siglas en inglés)
$\ \ ^2$	Norma dos
$DTFS$	Serie de Fourier de tiempo discreto (por sus siglas en inglés)
F_s	Frecuencia de muestreo
F_{fun}	Frecuencia de la componente fundamental
IA	Inteligencia artificial
$FFBP$	RNA de retro propagación hacia atrás (por sus siglas en inglés)
MSE	Error cuadrático medio (por sus siglas en inglés)
MMF	Fuerzas magnetomotrices (por sus siglas en inglés)
FOC	Control de campo orientado (por sus siglas en inglés)
RPM	Revoluciones por minuto
Hz	Hertz
RMS	Raíz cuadrática media (por sus siglas en inglés)
V	Volt
LCD	Pantalla de cristal líquido (por sus siglas en inglés)
W	Watt
mm	Milímetros
R_{rr}	Resistencia del rotor por fase
L_{lrr}	Inductancia de dispersion del rotor
L_{ls}	Inductancia de dispersion del estator
T_1	Número de vueltas por fase en el estator
T_{1e}	Número efectivo de vueltas por fase en el estator
T_{2e}	Número efectivo de vueltas por fase en el rotor
T_2	Número de vueltas por fase en el rotor
e_1	FEM inducida por fase del estator
e_2	FEM inducida por fase del rotor
K_{w1}	Factor de bobinado del estator
K_{w2}	Factor de bobinado del rotor
a	Razón de vueltas del bobinado por fase
i_{rr}	Corriente en el circuito de rotor por fase

i_r	Corriente del rotor vista en el circuito de estator por fase
i_s	Corriente del estator por fase
w_s	Velocidad del campo magnético giratorio del estator
w_{sl}	Velocidad del deslizamiento
i_m	Corriente de magnetización
i_{Nc}	Corriente de pérdidas en el núcleo
LR_aS_a	Inductancia variable del rotor fase a respecto a la fase a del estator
LR_aS_b	Inductancia variable del rotor fase a respecto a la fase b del estator
LR_aS_c	Inductancia variable del rotor fase a respecto a la fase c del estator
LR_bS_a	Inductancia variable del rotor fase b respecto a la fase a del estator
LR_bS_b	Inductancia variable del rotor fase b respecto a la fase b del estator
LR_bS_c	Inductancia variable del rotor fase b respecto a la fase c del estator
LR_cS_a	Inductancia variable del rotor fase c respecto a la fase a del estator
LR_cS_b	Inductancia variable del rotor fase c respecto a la fase b del estator
LR_cS_c	Inductancia variable del rotor fase c respecto a la fase c del estator
L_{vars}	Matriz de inductancias variables del estator
L_{varr}	Matriz de inductancias variables del rotor
T_e	Par eléctrico
W_{co}	Co-energía magnética almacenada en el circuito magnético lineal
L_{ind}	Matriz de inductancias del sistema dinámico
N_b	Número de bolas o cilindros del balero
D_b	Diámetro de la bola o cilindro del balero (mm)
D_b	Diámetro del montaje del balero (mm)
β	Ángulo de contacto del balas o cilindro de balero (grados)
f_{nb}	Frecuencia natural de vibración del balero
f_{fsc}	Frecuencia de firma de falla de balero en corrientes del estator
i_M	Magnitud de la corriente fundamental
t	Tiempo
i_{dl}	Valor máximo corriente banda baja lateral
i_{dr}	Valor máximo corriente banda alta lateral
α	Ángulo de fase inicial de la corriente fundamental
β_l	Ángulo de fase inicial de la corriente banda baja lateral
β_r	Ángulo de fase inicial de la corriente banda alta lateral

Índice general

Resumen	V
Dedicatoria	VII
Agradecimientos	IX
Lista de Símbolos	XI
Índice de Figuras	XXIII
Índice de Tablas	XXXI
Introducción	1
Diagnóstico de Fallas	1
Conceptos Básicos de las Técnicas de Diagnóstico de Fallas	2
Compensación de Fallas	6
Estado del Arte	8
Diagnóstico de Fallas en el MI	9
Fallas de Estator en el MI	10
Fallas de Rotor en el MI	12
Fallas de Balero en el MI	14
Fallas de Excentricidad en el MI	14
Modelado del MI Bajo Condiciones de Falla	15
Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Eléctrica del Estator	15
Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Eléctrica de Rotor	17
Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Mecánica de Balero	17

Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Mecánica de Ex-	
centricidad	18
Hipótesis	18
Planteamiento del Problema	19
Objetivo General	19
Objetivos Particulares	19
Aportaciones	19
Organización de la Tesis	20
1. Modelado del Motor de Inducción Trifásico	23
1.1. Principio de Funcionamiento	23
1.2. Fallas	28
1.3. Tipos de Fallas en el MI	28
1.3.1. Fallas Eléctricas	29
1.3.1.1. Fallas en el Estator o Armadura	29
1.3.1.2. Fallas en el Rotor	31
1.3.2. Fallas Mecánicas	31
1.3.2.1. Falla de Balero	32
1.3.2.2. Fallas de Excentricidad	33
1.4. Modelado del MI	34
1.5. Estimación de Parámetros del MI	49
1.6. Porcentaje de Variación en Parámetros del MI	51
2. Técnicas de Diagnóstico de Fallas	59
2.1. Fasor de Espacio Instantáneo (ISP) de Park	61
2.2. Método de Análisis de Firmas de las Corrientes del Motor (MCSA)	62
2.2.1. Transformación de Concordia	63
2.3. Análisis Espectral	64
2.3.1. Transformada Discreta de Fourier (DFT)	64
2.3.2. Transformada Rápida de Fourier (FFT)	66
2.3.3. Caracterización de los Espectros de Firma de Falla	67
2.3.3.1. Espectro de Firma de Falla del Estator	67
2.3.3.2. Espectro de Firma de Falla del Rotor	67
2.3.3.3. Espectro de Firma de Falla de Balero	68
2.3.3.4. Espectro de Firma de Falla de Excentricidad Estática	68
2.4. Redes Neuronales Artificiales (RNAs)	68
2.4.1. Ventajas de las Redes Neuronales	70

2.4.2.	La RNA Feed Forward Backpropagation (FFBP)	70
2.4.2.1.	Aplicación en el Diagnóstico de Fallas en el MI	71
2.4.2.2.	Algoritmo de Evaluación de la RNA FFBP	72
2.4.2.3.	Entrenamiento de la RNA FFBP	74
2.4.2.4.	Inicialización de Pesos W de la RNA en el Entrenamiento .	75
2.4.2.5.	Obtención de la Salida Actual de la RNA FFBP	76
2.4.2.6.	Evaluación del Error de la RNA FFBP en Capa de Salida .	77
2.4.2.7.	Evaluación del Error de la RNA FFBP en Capa Oculta . . .	78
2.4.2.8.	Repetición de n Patrones de Entrada a la RNA FFBP . . .	80
2.4.2.9.	Finalización del Proceso de Entrenamiento de la RNA FFBP	80
2.4.2.10.	Umbrales de Detección de la RNA FFBP	81
3.	Banco de Pruebas para Diagnóstico de Fallas en Motores de Inducción	83
3.1.	Sistema Embebido de Diagnóstico de Fallas	84
3.1.1.	Adquisición de Señales de Corriente de Estator del MI	85
3.1.2.	Adquisición de Señales de Voltaje de Estator del MI	85
3.1.3.	Generación de Patrón PWM Trifásico para Control de la Velocidad del MI	85
3.1.3.1.	Implementación de Inversor Trifásico de Puente Completo .	86
3.1.4.	Adquisición de Señales del Sensor de Posición Mecánica (Encoder) . .	87
3.1.5.	Comunicación con el DSP Esclavo dsPIC30F4011 para Exhibir Datos y Realizar Funciones Alternativas	88
3.1.6.	Control del Chopper de Cuatro Cuadrantes para Generar Par de Carga Variable	89
3.1.6.1.	Implementación del Chopper de Cuatro Cuadrantes	90
3.2.	MI's con Fallas	91
3.2.1.	Modificación del MI para Inducir Falla de Estator	91
3.2.2.	Modificación del MI para Inducir Falla de Rotor	91
3.3.	Banco de Pruebas Completo	92
3.4.	Programa de Computadora	92
3.4.1.	Graficador de Alta Velocidad con DirectX	95
3.4.2.	Análisis del ISP	96
3.4.3.	Herramienta Alternativa de Análisis Espectral del ISP	97
3.4.4.	Captura de las Señales de Tensión del Estator del MI	97
3.4.5.	Ajuste de la Frecuencia de Muestreo F_s	97
3.4.6.	Medición de la Posición y Velocidad	98
3.4.7.	Control de Velocidad, Arranque y Par de Carga	98

3.4.8. Transitorios de Arranque del MI	98
3.4.9. Visualización en 3D de Frecuencia-Amplitud-Par de Carga	98
3.4.10. Análisis Espectral Comparativo de Diagnóstico de Fallas	99
3.4.11. Diagnóstico de Fallas mediante RNA FFBP	99
4. Resultados de Simulación y Experimentales	111
4.1. Operación del MI en Condiciones Normales	112
4.1.1. Resultados en Simulación - Condiciones Normales	112
4.1.2. Resultados Experimentales - Condiciones Normales	115
4.1.3. Discusión de Resultados bajo Condiciones Normales de Operación . .	116
4.2. Falla Eléctrica de Estator	117
4.2.1. Resultados en Simulación - Falla de Estator Incipiente	118
4.2.2. Resultados Experimentales - Falla de Estator Incipiente	120
4.2.3. Discusión de Resultados Falla Estator Incipiente	123
4.2.4. Resultados en Simulación - Falla de Estator Severa	123
4.2.5. Resultados Experimentales - Falla de Estator Severa	123
4.2.6. Discusión de Resultados Falla Estator Incipiente	125
4.3. Falla Eléctrica de Rotor	126
4.3.1. Resultados en Simulación - Falla de Rotor Incipiente 1	128
4.3.2. Resultados en Simulación - Falla de Rotor Incipiente 2	128
4.3.3. Resultados Experimentales - Falla de Rotor Incipiente 1	130
4.3.4. Resultados Experimentales - Falla de Rotor Incipiente 2	132
4.3.5. Discusión de Resultados Falla Rotor Incipiente	133
4.4. Falla de Balero - Resultados en Simulación	134
4.5. Falla de Excentricidad Estática - Resultados en Simulación	135
4.6. Fallas Eléctricas y Mecánicas Simultáneas	135
4.6.1. Resultados en Simulación - Fallas Eléctricas Simultáneas	136
4.6.2. Resultados Experimentales - Fallas Eléctricas Simultáneas	137
4.6.3. Discusión de Resultados Fallas Simultáneas Eléctricas	145
4.7. Diagnóstico de Fallas con la RNA FFBP	145
4.7.1. Discusión de Resultados Diagnóstico de Fallas con RNA FFBP	146
4.8. Tiempos de Procesamiento del DSP Principal	148
Conclusiones y Trabajo Futuro	153
Recapitulación del Trabajo Realizado	153
Conclusiones	154
Trabajo a Futuro	155

Publicaciones Generadas	156
A. Detalles de la Implementación del Algoritmo FFT2	158
A.1. Cálculo de la Periodicidad Discreta N	158
A.2. Cálculo de la Frecuencia de la Señal Fundamental	158
A.3. Cálculo del Número de Etapas de Operaciones Mariposa	159
A.4. Pre-cálculo de las Constantes de la Exponencial Compleja	161
A.5. Diezmado en Tiempo	162
A.6. Obtención de la FFT2	163
A.7. Obtención del Espectro de Amplitud	164
A.8. Asignación de Frecuencias a Cada Magnitud	164
B. Simulaciones de Trabajos Reportados	169
B.1. Reproducción de Falla de Rotor	169
B.2. Reproducción de la Falla de Estator	171
B.3. Reproducción de la Falla de Balero	175
B.3.1. Espectro de Firma de Falla de Balero f_{bal_cest}	177
B.3.2. Espectro de Firma de Falla de Balero del Módulo del ISP	178
B.3.3. Caso Particular de Falla de Balero	180
B.4. Reproducción de la Falla de Excentricidad	180
Bibliografía	185

Índice de figuras

1. Tipos de fallas dependientes del tiempo: a) Fallas abruptas, b) Fallas incipientes, c) Fallas intermitentes.	2
2. Esquema de diagnóstico de fallas.	3
3. Clasificación de los métodos de diagnóstico de fallas.	4
4. Esquema de diagnóstico de fallas basado en redundancia de hardware.	5
5. Esquema de diagnóstico de fallas basado en procesamiento de señales.	5
6. Esquema de diagnóstico de fallas basado en la prueba de credibilidad.	6
7. Esquema de diagnóstico de fallas basado en modelo.	6
8. Propagación de fallas en sistemas interconectados	7
9. Esquema de compensación de fallas.	7
10. Esquema general para el acomodo de fallas.	8
11. Reconfiguración del control.	9
12. Porcentaje de distribución de fallas en el MI.	11
1.1. Esquema general de un MI.	24
1.2. Estructura de la armadura trifásica en el espacio eléctrico.	28
1.3. Aislamientos clásicos utilizados en el MI.	30
1.4. Barra rota en un motor de 8 polos de 900kW y 6kV [61].	32
1.5. Fisura en anillo de cortocircuito de rotor en un motor de 8 polos de 900kW y 6kV [61].	33
1.6. Estructura de un balero.	34
1.7. Desgaste de un balero en sus pistas interior y exterior [36].	35
1.12. Circuito eléctrico equivalente por fase del MI.	36
1.13. Circuito eléctrico equivalente por fase del MI considerando la resistencia del rotor variable en función de s	37

1.14. Circuito eléctrico equivalente por fase del MI considerando las pérdidas en el núcleo.	38
1.15. Interacción de la inductancia mutua L_m del rotor fase a respecto a las tres fases del estator.	40
1.16. Interacción de la inductancia mutua L_m del rotor fase b respecto a las tres fases del estator.	41
1.17. Interacción de la inductancia mutua L_m del rotor fase c respecto a las tres fases del estator.	42
1.8. Excentricidad estática en el MI.	52
1.9. Excentricidad dinámica en el MI.	53
1.10. Excentricidad combinada en el MI.	54
1.11. Modelo dinámico completo bajo condiciones de fallas eléctricas y mecánicas.	55
1.18. Variación de la inductancia mutua L_m debido a la variación del entrehierro.	56
1.19. Variación del coeficiente de fricción viscosa β en función de la posición angular de la flecha del rotor θ_m	57
1.20. Formas de onda de las corriente medidas y simuladas del MI sin falla durante el arranque.	58
2.1. Esquema del diagnóstico de fallas del MI.	63
2.2. Caracterización de los diferentes espectros de firma de fallas eléctricas y mecánicas.	69
2.3. Red neuronal propuesta para el diagnóstico de fallas eléctricas y mecánicas.	73
2.4. Inicialización de pesos en el proceso de entrenamiento de la red FFBP.	76
3.1. Sistema redundante de hardware y software para el diagnóstico de fallas en el MI.	84
3.2. Adquisición de señales de corriente del estator del MI.	86
3.3. Adquisición de señales de voltaje del estator del MI.	86
3.4. Patrón PWM trifásico senoidal generado por el sistema.	87
3.5. Diagrama esquemático simplificado del inversor trifásico de puente completo.	88
3.6. Inversor trifásico completo.	89
3.7. Diagrama simplificado de la adquisición de señales del encoder de cuadratura.	89
3.8. Diagrama simplificado del control para generar el par de carga T_L variable del MI.	90
3.9. Diagrama esquemático con las derivaciones efectuadas en el circuito del estator del MI.	92
3.10. Detalles de la modificación del estator del MI para inducir falla.	93

3.11. Detalles de la modificación del rotor del MI para inducir falla.	94
3.12. Banco de pruebas experimentales para el diagnóstico de fallas en el MI. . . .	95
3.13. Ventana principal del programa para PC para el diagnóstico de fallas redundante del MI.	100
3.14. Ventana del programa de PC con graficador de alta velocidad basado en DirectX 9.0.	101
3.15. Ventana del programa de PC para el ajuste de niveles de tensión, corriente y offsets.	101
3.16. Ventana del programa de PC con el análisis del ISP.	102
3.17. Ventana del programa de PC con mapeo de corrientes al marco de referencia $\alpha - \beta$	102
3.18. Ventana del programa de PC con detalles del espectro del módulo del ISP. .	103
3.19. Ventana del programa de PC con herramienta alternativa del espectro del módulo del ISP.	103
3.20. Ventana del programa de PC con señales de tensión del estator del MI. . . .	104
3.21. Ventana del programa PC para ajustar frecuencia de muestreo F_s	104
3.22. Ventana del programa de PC que exhibe posición, velocidad y deslizamiento.	105
3.23. Ventana del programa de PC con el control de velocidad, arranque y par de carga.	105
3.24. Ventana del programa de PC con captura de transitorio de arranque del MI.	106
3.25. Ventana del programa de PC con análisis espectral del módulo del ISP del transitorio de arranque.	107
3.26. Ventana del programa de PC con visualización en 3D para el estudio de par de carga.	108
3.27. Ventana del programa de PC con herramienta de análisis comparativo para casos con y sin falla.	109
3.28. Ventana del programa de PC con herramienta de RNA FFBP.	110
4.1. Corrientes del estator bajo condiciones normales de operación-Simulación. . .	113
4.2. Patrón del ISP bajo condiciones normales de operación-Simulación.	113
4.3. Espectros de frecuencias del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60$ <i>Hz</i>)-Simulación.	114
4.4. Espectros de frecuencias del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1500 <i>RPM</i> ($f_L = 50$ <i>Hz</i>)-Simulación.	114
4.5. Patrón del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación-Experimental.	115
4.6. Espectros de frecuencias del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60$ <i>Hz</i>)-Experimental.	116

4.7. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator en las fases a y b-Simulación.	118
4.8. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator en las fases a y b-Simulación.	118
4.9. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito)-Simulación.	119
4.10. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.	119
4.11. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1500 <i>RPM</i> ($f_L = 50 \text{ Hz}$)-Simulación	120
4.12. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito)-Experimental.	121
4.13. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Experimental.	121
4.14. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1500 <i>RPM</i> ($f_L = 50 \text{ Hz}$)-Experimental.	122
4.15. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito)-Simulación.	124
4.16. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito)-Experimental.	124
4.17. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito) a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.	125
4.18. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito) a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Experimental.	126
4.19. Corrientes del estator para el caso de 1 barra rota del rotor a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.	127
4.20. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor (barra rota) a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.	127
4.21. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para un MI sano a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.	128

4.22. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 2 mm) a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	129
4.23. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 2 mm) a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	129
4.24. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 10 mm) a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	130
4.25. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 10 mm) a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	130
4.26. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 2 mm) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60$ Hz)-Experimental.	131
4.27. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 2 mm) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60$ Hz)-Experimental.	131
4.28. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 10 mm) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60$ Hz)-Experimental.	132
4.29. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 10 mm) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60$ Hz)-Experimental.	133
4.30. Patrón del módulo del ISP para la falla de balero a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	134
4.31. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla de balero a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	135
4.32. Patrón del módulo del ISP para la falla de excentricidad estática a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	136
4.33. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla de excentricidad estática a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	137
4.34. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas eléctricas y mecánicas simultáneas a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.	138

4.35. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 50 % de campo y rotor con perforación de $10mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$)-Simulación.	139
4.36. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 50 % de campo y rotor con perforación de $10mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$)-Experimental.	140
4.37. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 15 espiras en corto circuito y perforación del rotor $10mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$)-Simulación.	141
4.38. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 15 espiras en corto circuito y perforación del rotor $10mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$)-Experimental.	142
4.39. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 25 espiras en corto circuito y perforación del rotor $15mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$)-Simulación.	143
4.40. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 25 espiras en corto circuito y perforación del rotor $15mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$)-Experimental.	144
4.41. Diagnóstico de fallas caso sin falla mediante RNA FFBP	147
4.42. Diagnóstico de fallas de estator mediante RNA FFBP	148
4.43. Diagnóstico de fallas de rotor mediante RNA FFBP	149
4.44. Diagnóstico de fallas de balero mediante RNA FFBP	150
4.45. Diagnóstico de fallas de excentricidad mediante RNA FFBP	151
A.1. Algoritmo de periodicidad discreta implementado.	159
A.2. Proceso de obtención del número de etapas de operaciones mariposa de la FFT2.160	
A.3. Diagrama de flujo del algoritmo implementado para la obtención del logaritmo base 2 usado en la FFT2.	161
A.4. Diagrama de flujo del algoritmo para el pre-cálculo de las constantes de la exponencial compleja.	162
A.5. Diezmado en tiempo de la secuencia discreta original.	162
A.6. Lectura del índice binario invertido para el diezmado en tiempo.	163
A.7. Diagrama de flujo del algoritmo de diezmado en tiempo.	165
A.8. Operación básica mariposa fundamental de la FFT2.	165
A.9. Algoritmo FFT2 para $N = 8$ que ilustra la operación mariposa.	166
A.10. Diagrama de flujo del algoritmo de la FFT base 2 diezmado en tiempo, . . .	167
A.11. Diagrama de flujo del algoritmo del espectro de amplitud de la FFT2.	168

A.12.	Diagrama de flujo del algoritmo de asignación de frecuencias a cada magnitud.	168
B.1.	Espectro de frecuencias de la corriente del estator fase a bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$) [72].	171
B.2.	Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$) [72].	172
B.3.	Espectro de frecuencias de la corriente del estator fase a con una barra del rotor rota a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$) [72].	173
B.4.	Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a con una barra del rotor rota a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$) [72].	174
B.5.	Corrientes del estator bajo condiciones normales de operación motor de 1.1KW a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$) [69].	176
B.6.	Corrientes del estator con 6.25 % de falla en el estator fase b motor de 1.1KW a una velocidad de 1800 <i>RPM</i> ($f_L = 60Hz$) [69].	177
B.7.	Geometría de los elementos rodantes del balero	178
B.8.	Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a para falla de balero a una velocidad de 1500 <i>RPM</i> ($f_L = 50Hz$) [36].	181
B.9.	Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a para falla de excentricidad a una velocidad de 1500 <i>RPM</i> ($f_L = 50Hz$) [94].	183

Índice de tablas

1.	Resumen de fallas y sus causas en el MI	16
1.1.	Parámetros del MI de 3HP Siemens de alta eficiencia	50
2.1.	Técnicas de diagnóstico de fallas más comunes en MIs.	60
4.1.	Resultados comparativos de simulación y experimentales de un motor sano a $1800PRM f_l = 60Hz$	116
4.2.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla incipiente estator 15 espiras en corto circuito a $1800PRM f_l = 60Hz$	122
4.3.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla incipiente estator 15 espiras en corto circuito a $1500PRM f_l = 50Hz$	122
4.4.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla 50 % estator en corto circuito a $1800PRM f_l = 60Hz$	126
4.5.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla rotor incipiente 1 perforación rotor $2mm \times \frac{1}{8}in$ a $1800PRM f_l = 60Hz$	133
4.6.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla rotor incipiente 1 perforación rotor $10mm \times \frac{1}{8}in$ a $1800PRM f_l = 60Hz$	133
4.7.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla simultánea rotor incipiente perforación rotor $10mm \times \frac{1}{8}in$ y 50 % estator fase a en corto circuito a $1800PRM f_l = 60Hz$	137
4.8.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla simultánea rotor incipiente perforación rotor $10mm \times \frac{1}{8}in$ y 15 espiras estator en corto circuito a $1800PRM f_l = 60Hz$	142
4.9.	Resultados comparativos de simulación y experimentales falla simultánea rotor incipiente perforación rotor $15mm \times \frac{1}{8}in$ y 25 espiras estator en corto circuito a $1800PRM f_l = 60Hz$	144

4.10. Detalle del tiempo de procesamiento del DSP principal	152
B.1. Parámetros del MI de 3HP trabajo reportado [72]	170
B.2. Variación de parámetros del MI para el caso de barra rota del rotor [72] . . .	170
B.4. Variación de parámetros del MI para el caso de falla del 6.25 % del estator fase b [72]	174
B.3. Parámetros del MI de 1.1KW trabajo reportado [69]	175

Introducción

En años recientes la complejidad y el creciente desarrollo de los procesos en la industria ha obligado a tener sistemas más confiables, seguros y robustos. Puesto que las máquinas eléctricas son ampliamente utilizadas en la industria, y aunque siempre han habido sistemas de protección en ellos, actualmente el área de diagnóstico de fallas en tales máquinas ha tomado gran interés debido a las tareas cada vez más demandantes a las que son sometidas. De este modo, el diagnóstico temprano y oportuno de fallas en las máquinas eléctricas se ha convertido en un reto para la ingeniería. Además, cuando la máquina eléctrica es una parte de un proceso industrial y falla, puede ocasionar pérdidas económicas elevadas por paros de la líneas de producción y por mantenimiento de emergencia. Así, la industria se ha interesado en adoptar técnicas de monitoreo y diagnóstico para evaluar las condiciones de operación de las máquinas eléctricas, lo cual permite, entre otras cosas, minimizar costos por mantenimiento de emergencia, incrementar considerablemente la confiabilidad, seguridad y disponibilidad del equipo satisfaciendo los nuevos requerimientos en los complejos industriales [1].

Diagnóstico de Fallas

Una falla se puede definir como una desviación no permitida en los parámetros del proceso, los cuales pueden cambiar con respecto del tiempo. De ahí que un modelado básico de una falla puede significar solamente la forma en que éstas aparecen. Los tipos de fallas se muestran en la figura 1.

La importancia del diagnóstico de fallas radica en el hecho de que éstas afectan los parámetros del proceso, provocando que su desempeño se vea afectado. Las fallas pueden ser causadas por falta de mantenimiento preventivo, mala operación y en general por situaciones inherentes al ambiente de trabajo donde está operando el sistema, lo cual puede provocar, dependiendo de la clase de proceso, daños de alto impacto ambiental, social, y altas pérdidas económicas. De ahí la gran importancia de contar con sistemas automatizados de detección y

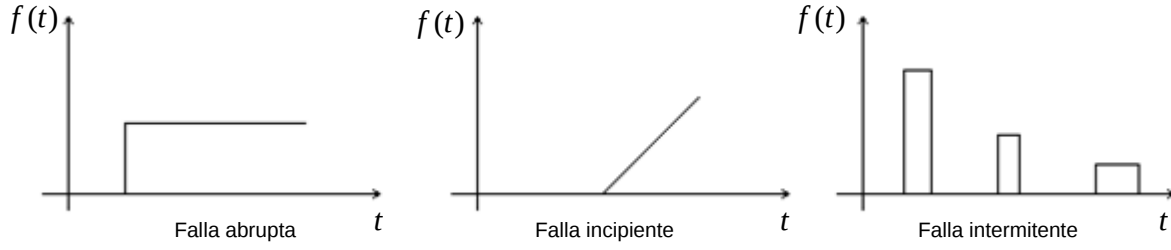


Figura 1. Tipos de fallas dependientes del tiempo: a) Fallas abruptas, b) Fallas incipientes, c) Fallas intermitentes.

supervisión que sean confiables y seguros y realicen la identificación en línea del componente que causó la falla lo más pronto posible, y así aplicar las acciones correctivas para evitar la propagación de ésta.

En esta sección se describen brevemente algunos conceptos del *diagnóstico y compensación de fallas en sistemas dinámicos*. Para un mayor información sobre estos tópicos el lector puede dirigirse por ejemplo a los libros sobre el diagnóstico de fallas [1], [2], [3], [4],[5],[6],[7].

Conceptos Básicos de las Técnicas de Diagnóstico de Fallas

La primera tarea de un control tolerante a fallas concierne a la detección e identificación de las fallas existentes. En la figura 2 se ilustra el problema de diagnóstico. Un sistema dinámico con una entrada u , perturbación d y una salida y está sujeto a una falla. El comportamiento del sistema depende de la falla $f \in F$ en donde el elemento f_o del conjunto F simboliza el caso sin falla. El sistema de diagnóstico obtiene el par entrada salida E/S (U, Y)

$$\begin{aligned} U &= (u(0), u(1), u(2), \dots, u(k_h)) \\ Y &= (y(0), y(1), y(2), \dots, y(k_h)) \end{aligned} \quad (1)$$

el cual consiste en las secuencias de entrada y salida de valores medidos en instantes k sin un tiempo dado de horizonte k_h .

El problema en un sistema de diagnóstico de fallas en un sistema es, dado un par E/S , detectar la ocurrencia de la falla f . Si el único resultado es f_o , el sistema de diagnóstico indicará que el sistema es libre de falla.

El diagnóstico de fallas consiste en tres tareas esenciales:

- **Detección de Fallas:** determinación de la ocurrencia de las fallas en el sistema.

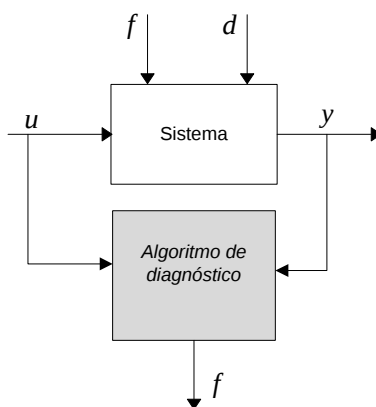


Figura 2. Esquema de diagnóstico de fallas.

- **Aislamiento de Falla:** localización de los componentes del sistema con falla.
- **Análisis de la Falla o Identificación:** determinación del tipo, magnitud y causa de la falla.

Un sistema de diagnóstico de fallas dependiendo de su desempeño, es llamado sistema FD, FDI, FDIA, cuyas salidas corresponden a señales de alarma que indican la ocurrencia de fallas o señales clasificadas de alarma que muestran que falla ha ocurrido o tipos definidos de datos que proporcionan información del tipo y magnitud de la falla. Una clasificación de las técnicas de diagnóstico de fallas se muestra en la figura 3.

Diagnóstico de Fallas basado en Redundancia de Hardware: El núcleo de este esquema se muestra en la figura 4, consiste en la reconstrucción de los componentes del proceso usando componentes de hardware idénticos (redundancia). Una falla en el componente del proceso es entonces detectada si la salida de éste es diferente de alguna de la redundancia. La ventaja principal de este esquema es su alta rentabilidad y un aislamiento directo de la falla. El uso de hardware redundante resulta de una u otra manera en altos costos, y entonces la aplicación de este tipo de esquema queda restringida a un cierto número de componentes clave.

Diagnóstico de Fallas basado en Procesamiento de Señales: Considerando que ciertas señales de procesos llevan información acerca de las fallas de interés y esta información está presente en forma de síntomas, el diagnóstico de fallas se puede realizar mediante un procesamiento de señales apropiado. Los síntomas típicos son funciones del dominio del tiempo como las magnitudes, valores aritméticos promedios o cuadráticos, valores límites, tendencias, momentos estadísticos o de distribución de sobre-amplitud, o funciones del dominio de la frecuencia como densidades espectrales de potencia. Los esquemas basados en procesamiento de señales son principalmente usados para procesos en estado estable, y su

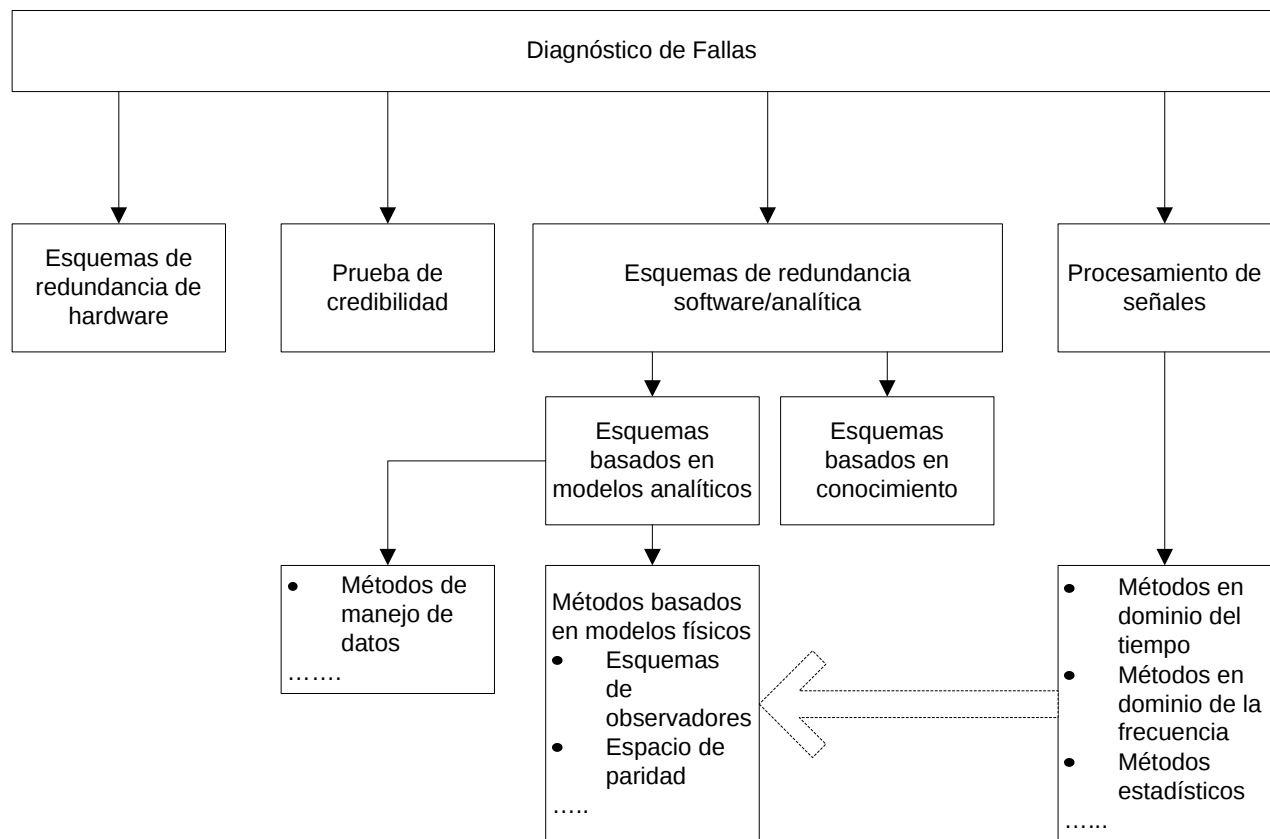


Figura 3. Clasificación de los métodos de diagnóstico de fallas.

eficiencia para la detección de fallas en sistemas dinámicos, la cual está en un amplio rango debido a la posible variación de la señal de entrada, es considerablemente limitada. En la figura 5 se ilustra la idea básica de los esquemas basados en procesamiento de señales.

Diagnóstico de Fallas basado en la Prueba de Credibilidad: Como se esboza en la figura 6, la prueba de credibilidad se basa en el chequeo de algunas leyes físicas bajo las cuales trabaja un proceso físico. En el supuesto de que la falla conduce a la pérdida de credibilidad, checar la credibilidad entonces proporcionará información acerca de la falla. La prueba de credibilidad es limitada en la eficiencia para detectar fallas en procesos complejos o para el aislamiento de fallas.

Diagnóstico de Fallas basado en Modelo: La idea del diagnóstico de fallas basado en modelo es reemplazar la redundancia de hardware por un modelo del proceso el cual es simulado en una computadora. Un modelo del proceso es una descripción cuantitativa o cualitativa del proceso dinámico y del comportamiento en estado estable, el cual puede ser obtenido mediante el bien establecido proceso de la técnica de modelado. De esta manera

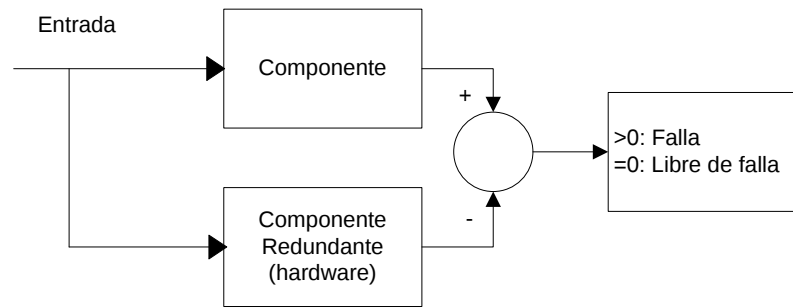


Figura 4. Esquema de diagnóstico de fallas basado en redundancia de hardware.

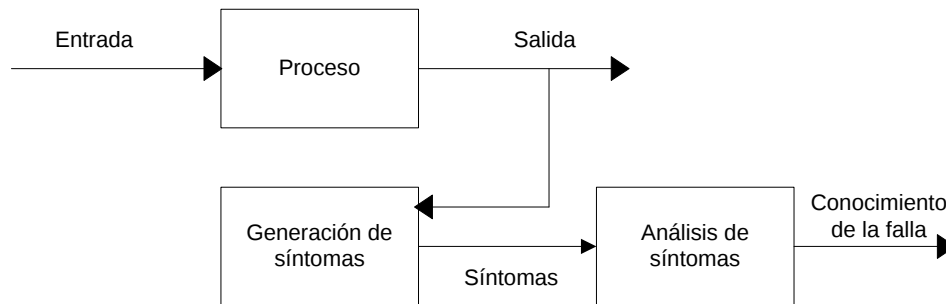


Figura 5. Esquema de diagnóstico de fallas basado en procesamiento de señales.

es posible reconstruir el comportamiento del proceso en línea, el cual, asociado al concepto de redundancia de hardware, se llama **concepto de redundancia de software**. La redundancia de software también recibe el nombre **redundancia analítica**.

Similar a los esquemas de redundancia de hardware, la estructura de redundancia de software en relación al concepto del modelado del proceso correrá en paralelo con el proceso y será manejado por los mismos procesos de entrada. Es razonable esperar que las variables de proceso reconstruidas dadas por el modelo de proceso efectúan un correcto seguimiento a las variables correspondientes del proceso real en los estados de operación libres de fallas y mostrarán una evidente desviación por una falla en el proceso. De modo que para obtener esta información se realizará una comparación entre las variables medidas del proceso (señales de salida) con las estimaciones dadas por el modelo del proceso. La diferencia entre la variable de proceso medida y la estimada se llama **residuo**. La señal de residuo lleva la información más importante para un diagnóstico de fallas exitoso. Si el residuo es mayor que un cierto valor de umbral habrá falla, si no el sistema estará libre de falla.

El proceso de crear la estimación de las salidas del proceso y construir la diferencia entre las salidas proceso y sus estimaciones es llamado *generación de residuos*. En la figura

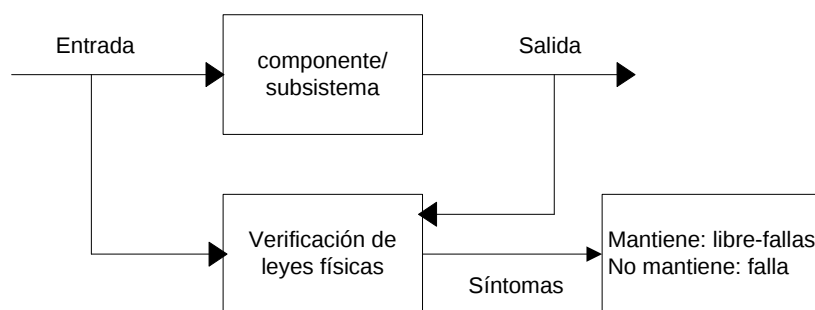


Figura 6. Esquema de diagnóstico de fallas basado en la prueba de credibilidad.

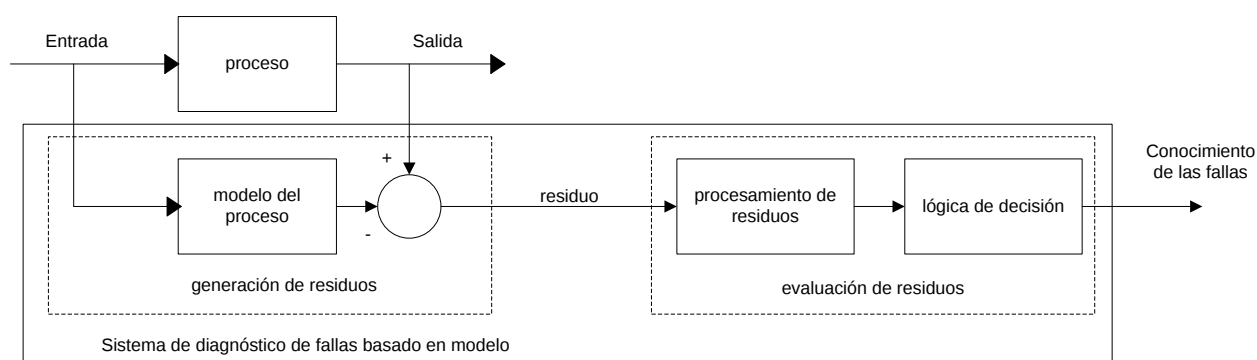


Figura 7. Esquema de diagnóstico de fallas basado en modelo.

7 se muestra el esquema de la generación de residuos.

La generación de residuos es también considerada una prueba de confiabilidad, en donde la confiabilidad es entendida como la tendencia de la entrada-salida del proceso y modelada por una descripción del proceso de entrada-salida. Como resultado, la verificación de la confiabilidad puede ser reemplazada por una comparación de la salida del proceso real con sus estimados.

Compensación de Fallas

Los sistemas tecnológicos modernos consisten en la interconexión de pequeños subsistemas que conforman un todo por lo que como se mencionó anteriormente una falla puede propagarse si no se identifica a tiempo como se muestra en la figura 8.

Los efectos de la falla en un componente pueden ser de poca importancia para él. De cualquier forma, debido a la propagación de la falla a través de todo el sistema, la falla puede iniciar eventualmente que un sistema de supervisión apague todo el proceso. La meta

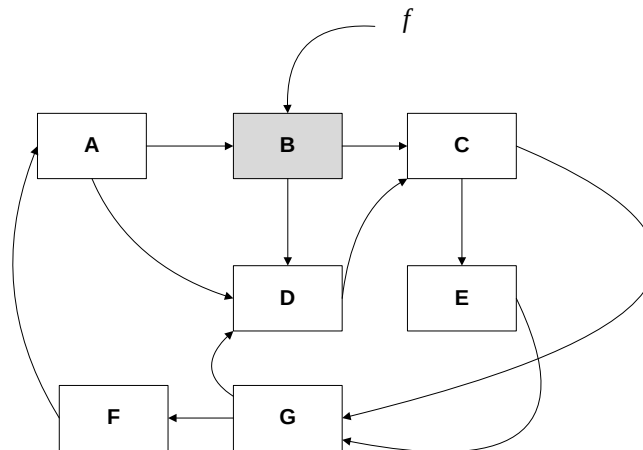


Figura 8. Propagación de fallas en sistemas interconectados

de la detección y el diagnóstico temprano, es tener el tiempo suficiente para implementar contra-acciones tales como reconfiguración, mantenimiento preventivo o reparación.

La compensación de fallas considera el problema de modificar la estructura de un sistema de control después de que ocurre una falla. El objetivo es preservar un cierto desempeño del sistema en lazo cerrado a pesar del comportamiento con falla del sistema. El diagnóstico de fallas es parte del proceso de compensación de fallas en sistemas dinámicos como se ilustra en la figura 9 [8].

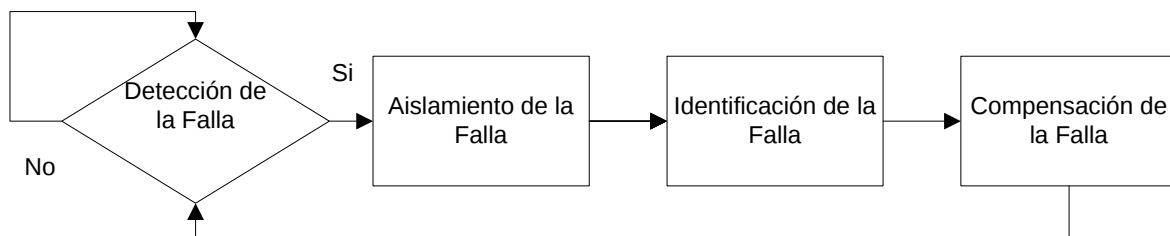


Figura 9. Esquema de compensación de fallas.

Existen dos maneras principales de re-diseñar un esquema de control bajo condiciones de falla: *acomodo de la falla y reconfiguración del control*.

Acomodo de la falla: Consiste en modificar los parámetros del controlador de manera que siga alcanzando el objetivo de control en presencia de una falla (figura 10).

Reconfiguración del controlador: Si el acomodo de la falla no es factible entonces, el lazo de control debe ser reconfigurado. La reconfiguración consiste en la selección de una nueva configuración del controlador, como se muestra en la figura 11.

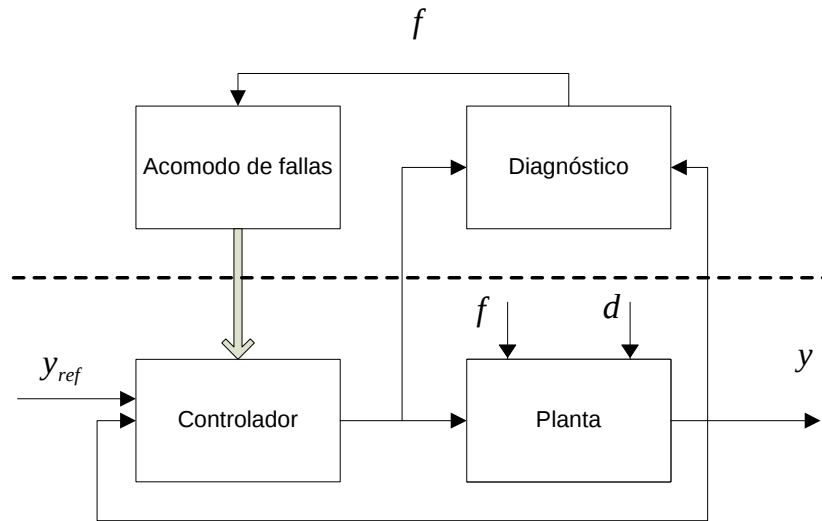


Figura 10. Esquema general para el acomodo de fallas.

Estado del Arte

La historia del diagnóstico de fallas es tan arcaica como las máquinas mismas. Los fabricantes y usuarios de las máquinas eléctricas inicialmente confiaban en protecciones simples como sobre corriente, sobre voltaje, falla a tierra, etc. para asegurar una operación confiable y rentable. Sin embargo, al incrementar la complejidad de las tareas desempeñadas por estas máquinas, las mejoras fueron también observadas en el campo del diagnóstico de fallas. Esto ahora ha llegado a ser muy importante para evitar pérdidas económicas elevadas.

Las máquinas eléctricas representan la principal fuente de movimiento en el sector industrial. Los motores son componentes críticos de funciones eléctricas y procesos industriales. El motor de inducción (MI) trifásico es ampliamente reconocido como el elemento clave de la industria. Esta clase de motor ocupa una posición única en la conversión de energía eléctrica a mecánica, siendo responsable de casi el 90 % del total de la energía consumida por todos los motores eléctricos. El MI representa casi el 60 % de todos los motores eléctricos utilizados; la razón principal es que el mantenimiento necesario es prácticamente nulo [9]. En años recientes los motores de corriente directa han sido gradualmente reemplazados por el MI en muchas de las aplicaciones industriales. El éxito del MI en el sector de velocidad variable se debe a su bajo costo, robustez, y alto desempeño gracias al desarrollo de nuevas leyes de control y dispositivos semiconductores. Sin embargo, la mayoría de los algoritmos de control llegan a ser ineficientes e inclusive peligrosos cuando ocurren fallas.

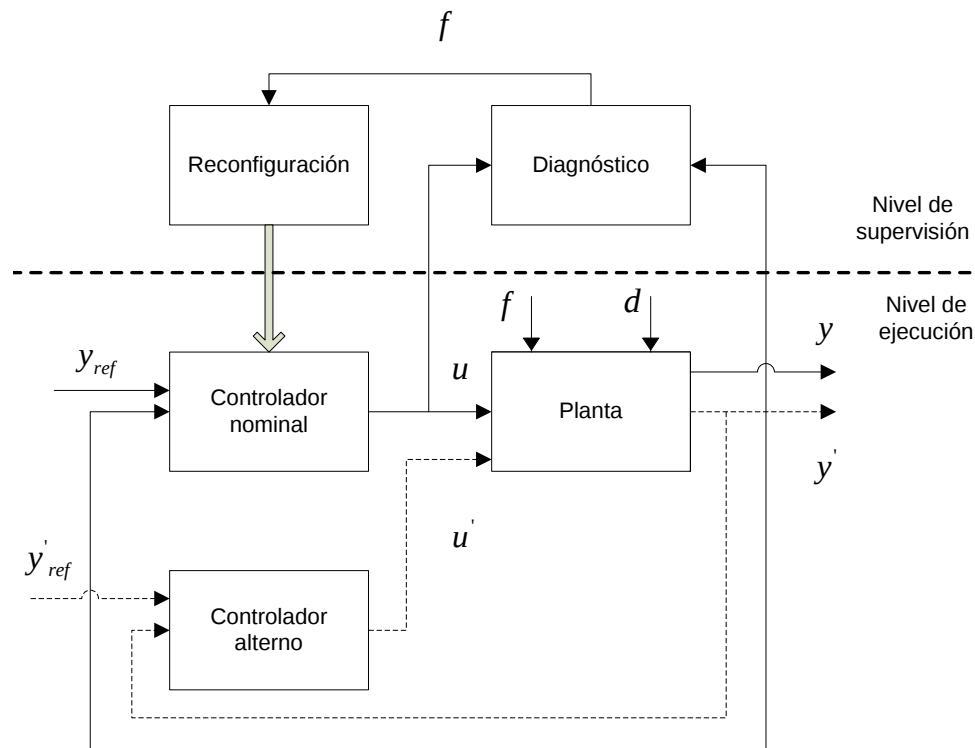


Figura 11. Reconfiguración del control.

Diagnóstico de Fallas en el MI

Los MI son sistemas altamente simétricos debido al campo magnético rotatorio, de modo que cualquier tipo de falla modifica sus propiedades de simetría. El monitoreo no invasivo es llevado a cabo en forma confiable por la medición de cantidades eléctricas o mecánicas como la corriente, el voltaje, el flujo, velocidad y el par. Sin embargo la identificación y el aislamiento confiable están todavía en investigación y de los cuales aún hay problemas abiertos [10]:

1. Definición de un solo procedimiento de diagnóstico para la identificación y aislamiento de cualquier tipo de falla.
2. Insensibilidad del esquema de diagnóstico a las condiciones de operación.
3. Detección confiable de fallas en los inversores (driver) controlados, en posición, velocidad y par.
4. Detección cuantitativa de la falla para determinar un umbral absoluto de falla independientemente de la condición de operación.

Las técnicas de diagnóstico de fallas son muy variadas de acuerdo a sus fundamentos teóricos, ventajas y desventajas. Sin embargo, el objetivo de la etapa de detección y aislamiento de la falla es obtener una señal (*residuo*) la cual sea sensible solamente a la falla de interés y que sea robusta a variaciones paramétricas del modelo, perturbaciones y ruido. La comunidad científica ha sugerido diferentes enfoques de FDI en los cuales cada uno presenta ciertas ventajas en base a las condiciones de operación dadas. Estos esquemas se pueden clasificar básicamente en tres categorías.

1. Procesamiento de señales.
2. Basados en modelos.
3. Basados en conocimiento.

En investigaciones recientes, [11] describe la distribución de las fallas del MI y sus posibles escenarios después de que la falla ocurre detallando el proceso de decisión-reemplazo. La distribución de las fallas es la siguiente: fallas de estator (21 %), fallas de rotor (7 %), fallas de balero (69 %) y fallas relacionadas con la flecha, el cople y otras (3 %) como se muestra en la figura 12. Es interesante notar que los motores más grandes tienen curvas características de confiabilidad similares a los de otros motores. No obstante, la mayoría de los artículos publicados trata primeramente las fallas relacionadas con el rotor, después las del estator y finalmente las fallas de balero. La motivación para la distribución de los índices de fallas se debe a que las fallas eléctricas del estator han disminuido debido a la mejora en el diseño y manufactura de los devanados del estator. En el caso de las máquinas operadas por convertidores de potencia, los devanados son sometidos a estrés por los voltajes aplicados con un contenido armónico alto. Una solución a esta problemática es el desarrollo y mejora de los materiales de aislamiento y procesos de tratamiento. Por otra parte, el diseño del rotor de la jaula de ardilla ha cambiado ligeramente, consecuentemente, las fallas de rotor tienen un porcentaje mayor del total de las fallas del MI.

Fallas de Estator en el MI

Las fallas en el circuito de estator de los MI trifásicos representan un porcentaje significativo de las fallas en este tipo de motores y se ubican en un 21 %. Incluidas en esta categoría están las fallas en los devanados del estator, como las de cortocircuito entre espiras de un devanado y las de circuito magnético. En el primer caso, la asimetría interna causa la circulación de corrientes extremadamente altas en la porción del devanado afectado por la falla, esto contribuye a la degradación de esa porción del devanado. El tiempo restante entre el comienzo de la falla y la falla total de la máquina depende de algunos factores, como es el

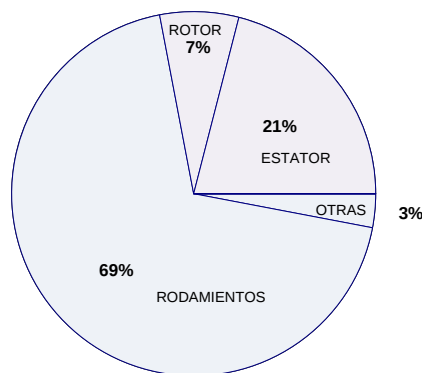


Figura 12. Porcentaje de distribución de fallas en el MI.

número inicial de espiras en cortocircuito, configuración del devanado, potencia promedio, voltaje promedio, y condiciones del medio ambiente entre otras [12].

Las dos clases principales de fallas de estator son:

1. Asimetría en los devanados del estator como la debida a una falla de fase abierta.
2. Cortocircuito de unas pocas espiras en el devanado de la fase.

La primera ocasiona que la máquina opere con un par reducido, mientras que la segunda provoca una falla catastrófica en un lapso de tiempo corto. Los modelos del MI son componentes clave y muy diferentes para los dos tipos de falla. En el caso de asimetría de la máquina, los parámetros del devanado cambian en la forma usual de los modelos del MI, mientras que en el caso de espiras en cortocircuito, la estructura de las ecuaciones cambia debido al incremento de variables de estado. Tradicionalmente, una asimetría no rotacional eléctrica o magnética del MI, o una asimetría en los voltajes de alimentación se detecta a través de las corrientes de secuencia negativa del estator. El comportamiento de la máquina nunca es ideal, por lo que no deben tomarse acciones drásticas en el caso de pequeñas asimetrías. Una asimetría drástica, como una fase abierta, causa una corriente de secuencia negativa de magnitud similar a la de secuencia positiva. Este último evento por consiguiente es fácilmente detectado y el sistema de protección se activa.

Los cortocircuitos son reconocidos como una de las fallas más difíciles de detectar. Las protecciones usuales pueden no operar o el motor puede mantenerse funcionando mientras se incrementa el calentamiento en los devanados cortocircuitados y en consecuencia, causar una ruptura en el aislamiento. Si las fallas entre espiras no se detectan, éstas se propagarán ocasionando una falla entre fase-tierra o fase-fase. El flujo de corriente de tierra resultante lleva a un daño irreversible del núcleo y la máquina deberá retirarse de servicio. *La detección*

incipiente de fallas en espiras del devanado es prioritario. Uno de los métodos más simples y efectivos es el monitoreo continuo de las corrientes de secuencia negativa del estator.

El modelado bajo condiciones de falla es clave para predecir su comportamiento. El análisis de cortocircuito entre espiras en un devanado se puede realizar por diferentes modelos. La disponibilidad de computadoras potentes y el desarrollo de nuevos modelos capaces de manejar la geometría junto con las características eléctricas y magnéticas, ha permitido migrar los modelos convencionales a modelos con fallas, no sólo en estado estable [13], [14], [15], sino también en operación transitoria [16].

Existen cuatro enfoques principales para modelar el comportamiento del MI en el caso de espiras del devanado en cortocircuito:

1. Análisis de las fuerzas magnetomotrices (MMFs). La fuerza de cada conductor es descompuesta en una serie de componentes, permitiendo desarrollar los modelos estáticos o dinámicos con o sin saturación. La distribución espacial de los conductores es manejada por coeficientes complejos del devanado.
2. Enfoque de la función de devanado [17]. Las inductancias de enlace y fuga pueden ser calculadas para devanados arbitrarios o para condiciones de operación desbalanceadas. Los efectos de ranura, desviaciones y saturación se pueden modelar y simular mediante una función de entrehierro apropiada.
3. Enfoque de la reluctancia dinámica de malla [18]. La máquina se divide geométricamente en tubos de flujo. Estas reluctancias son funciones no lineales del potencial magnético. Las espiras cortocircuitadas son modeladas como devanados adicionales de fase. Tomando en cuenta los efectos térmicos.
4. Enfoque del elemento finito [19]. En éste método la geometría de la máquina (entrehierro, núcleo) se discretiza en un elemento con condiciones límite. Entonces, el cálculo del campo puede permitir la evaluación del par, flujo, o corriente.

En resumen, una extensa actividad de investigación se ha enfocado a la detección de fallas de estator con especial énfasis en los cortocircuitos. Muchos trabajos han permitido lograr una detección efectiva en una etapa temprana de tal forma que ha podido evitar fallas catastróficas. De tal forma, que el uso combinado de las técnicas de detección y un monitoreo periódico del aislamiento de las espiras del devanado de estator es el método más efectivo.

Fallas de Rotor en el MI

Las fallas de rotor representan en general el 7 % del total de las fallas en máquinas eléctricas [20]. En el caso del MI se producen por ruptura de barras y anillos de cortocircuito

del rotor, las cuales se presentan debido a la combinación de varios niveles de estrés en el rotor del motor [21]. Otra falla es la excentricidad en el entrehierro, la cual puede ocurrir debido a gran variedad de causas llegando a tener efectos adversos en las máquinas, si el nivel se incrementa más allá de cierto límite. Uno de los ejemplos más evidentes es la fricción entre el rotor y el estator, la cual puede resultar en un daño serio del núcleo del rotor y los devanados del estator [22].

Existen básicamente dos tipos de rotores de jaula de ardilla en el MI: fundidos y fabricados. Los rotores fundidos son usados en motores de hasta 3KW. Y los rotores fabricados son usados en motores de mayor capacidad y en máquinas de aplicaciones especiales. En el caso de fallas de estator, la operación de la máquina está limitada a unos pocos segundos, y en el caso de las fallas de rotor, la operación de la máquina puede continuar con un mantenimiento adecuado. Por otra parte, la corriente en las barras del rotor adyacentes a una barra rota se incrementa hasta el 50 % de la corriente promedio, mientras en el estator, es un pequeño porcentaje de la corriente original del estator. En resumen, una adecuada detección de las fallas de rotor puede llevar a un proceso de diagnóstico completo, mientras la detección de las fallas del estator puede sólo conducir a un sistema de protección apropiado.

El método de análisis de firmas de corriente de las señales del estator (MCSA por sus siglas en inglés) ha sido ampliamente utilizado para la detección de barras rotas y fallas en el anillo de cortocircuito del rotor en los MI [20], [23], [24], [25], [26], [27], [28], [29], [30], [31], [32]. Es bien conocido de la teoría de campos rotatorios que cualquier rotor asimétrico genera una componente de frecuencia $(1 - 2s)f$ en el espectro de corrientes del estator con la suposición de una velocidad constante o inercia infinita (en donde f es la frecuencia de voltaje de línea y s es el deslizamiento). Sin estas suposiciones, una componente $(1 + 2s)f$ aparece en el espectro de corrientes del estator. Estas componentes están igualmente espaciadas alrededor de la frecuencia fundamental y son usualmente llamadas componentes de bandas laterales. La distancia de la frecuencia fundamental se incrementa con la carga, lo cual relaja la restricción de la resolución mínima para el análisis en frecuencia. Un procedimiento de diagnóstico efectivo debe tomar en cuenta ambas componentes [33].

De manera similar al caso de falla de estator, el comportamiento de la máquina con ruptura de barras se puede analizar con diferentes enfoques [34], [35]. La asimetría del rotor y detalles de la construcción como el ranurado se modelan posibilitando la predicción adecuada del comportamiento específico de la máquina. En condiciones de estado cuasiestable, el efecto de ondulación en la velocidad se modelada como una constante con traslape de componentes de baja amplitud. Bajo estas condiciones el análisis en frecuencia de las corrientes muestra componentes de banda lateral en $(1 \pm 2f)f$.

Fallas de Balero en el MI

Cerca del 69 % de todas las fallas en máquinas eléctricas están relacionadas con los rodamientos [9]. El análisis de vibraciones de la máquina es una de las técnicas más comúnmente utilizadas. El monitoreo de vibraciones es muy efectivo para la detección de fallas de baleros, pero éste requiere sensores adicionales en la máquina, por lo que algunas de las máquinas más grandes incorporan de fábrica transductores de vibraciones. Esto no es económicamente ni físicamente viable en máquinas de potencias medias a pequeñas, lo cual implica que las máquinas en este rango de potencias deban ser periódicamente verificadas mediante equipo portátil [36].

Típicamente, las fallas de baleros se detectan a través de señales de vibración mecánica [37], [38]. Sin embargo el uso de señales eléctricas es preferible en muchas aplicaciones. Hay numerosas investigaciones que detallan el diagnóstico de fallas de balero mediante el uso de las señales eléctricas del estator del MI [39], [40], [41], [42], [43], [44]. Se ha observado en diversos trabajos que mecánicamente se inducen oscilaciones en la velocidad generando componentes en bandas laterales de la frecuencia fundamental de la corriente. Se ha demostrado que el desalineamiento de la flecha causa modulación de la corriente por la frecuencia rotacional de la flecha. En [45], [46], se presenta el efecto de una oscilación del par de carga en el espectro de corrientes del estator y la potencia instantánea.

El mecanismo físico que liga las vibraciones de la máquina con las componentes espectrales de corriente aún no está bien establecido. Las vibraciones intrínsecas son causadas por asimetrías internas y detalles de la construcción. Otros problemas relacionados con el acoplamiento de la máquina con la carga causan vibraciones externas y, consecuentemente, nuevas componentes armónicas en las corrientes.

Fallas de Excentricidad en el MI

Las fallas relacionadas con la excentricidad se presentan por la condición de la desigualdad existente entre el entrehierro del estator y el rotor, cuando las fuerzas radiales desbalanceadas llegan a ser grandes pueden ocasionar fricción entre el rotor y el estator pudiendo llegar a dañar ambos. En los últimos 15 años, las fallas de excentricidad en los MI se han investigado extensamente. La excentricidad de un cilindro rotatorio alrededor de un entrehierro se puede clasificar como:

1. *Estática*: el centro de rotación está simplemente desplazado del centro del origen una cierta cantidad.
2. *Dinámica*: el centro de rotación está todavía en su origen pero el cilindro está desplazado.

3. *Excentricidad combinada*: el centro de rotación y el cilindro están desplazados respecto a sus orígenes.

La excentricidad en el entrehierro es una de las fallas más comunes en el MI. Ésta puede ser estática, dinámica o una combinación de ambas [47]. Normalmente, hay interacciones entre las fallas. Una excentricidad puede ser causada por varios problemas como una instalación inadecuada del balero durante el ensamble, baleros en mal estado, desalineamiento de la flecha del rotor u operación a una velocidad crítica [48].

La excentricidad genera una fuerza en el rotor que trata de empujar el rotor del soporte del estator. Esto causa un estrés excesivo de la máquina e incrementa notablemente el desgaste del balero. Además, las fuerzas magnéticas radiales generadas por la excentricidad pueden actuar en el núcleo del estator y exponer el devanado del estator a una innecesaria y potencialmente nociva vibración. Las primeras investigaciones se dedicaron a modelar la excentricidad como una función no uniforme del entrehierro del MI [49], [50]. Se concluye que todos los tipos de excentricidad están relacionados tanto con oscilaciones de velocidad y par. Las frecuencias detectadas en el análisis del espectro de corrientes del estator son todas funciones de la velocidad del rotor.

En los últimos años la excentricidad del rotor se ha evaluado a través de diferentes análisis de señales como vibración, flujo y corriente [51], [52]. Un resumen de los tipos de fallas y sus causas se muestran en la tabla 1.

Hoy en día los fabricantes y usuarios de máquinas eléctricas incluyen características de diagnóstico en el software mejorando rentabilidad y fiabilidad. Así, además de localizar componentes armónicos específicos en corrientes de línea, se consideran otras mediciones convenientes como la velocidad, el par, las vibraciones, etc. para encontrar el grado y la naturaleza de las fallas. De esta forma, diversos enfoques de diagnóstico se utilizan para identificar las fallas. Además, cabe destacar que el diagnóstico de fallas también se puede extender a la etapa de potencia en los accionadores con MI como se ilustra en [53].

Modelado del MI Bajo Condiciones de Falla

Existen diferentes modelos dinámicos del MI en condiciones normales de operación y bajo condiciones de falla eléctrica y mecánica.

Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Eléctrica del Estator

En [54] se presenta un modelo dinámico del MI el cual estudia el efecto transitorio con fallas en el devanado del estator. El modelo se presenta en una representación en espacio de estados de las ecuaciones dinámicas el cual es útil para simulación. Se presentan circuitos

Tabla 1. Resumen de fallas y sus causas en el MI

Tipos de falla	Causa que la provoca
Estator	Altas temperaturas del núcleo del estator o devanados, laminados del núcleo, juntas y uniones, mala sujeción de los amarres del devanado, contaminación debida a aceites, humedad y polvo, cortocircuitos y estrés, descargas eléctricas, fugas en sistemas de enfriamiento.
Rotor	Estrés térmico, sobrecarga y desbalance debido a la mala fabricación del rotor, estrés electromagnético causado por fuerzas electromagnéticas, desbalance magnético, fuerzas centrífugas, estrés ambiental ocasionado por contaminación y abrasión del material del rotor debida a humedad química, estrés mecánico debida a la pérdida de laminaciones, fatiga y falla de baleros.
Baleros	Contaminación, corrosión, partículas abrasivas, acción corrosiva, del agua, ácidos, etc, lubricación inapropiada (elevada o baja), mala instalación del balero ocasionada por instalación forzada del mismo.
Excentricidad	Núcleo del rotor ovalado, posición incorrecta del rotor o estator en el nivel de ensamble, mala instalación del eje del rotor, deflexión del eje, envejecimiento normal de los rodamientos, desalineamiento.

en estado estable de los cuales las componentes de secuencia de las corrientes pueden ser estimadas como una función de la severidad de la falla. Se presentan además resultados experimentales para validar dicho modelo.

Un modelo híbrido con redes neuronales artificiales es utilizado para modelar el MI y desarrollar el esquema de FDI en [55]. El modelo híbrido combina primero principios del modelo el cual incorpora el conocimiento prioritario disponible acerca del proceso que está siendo modelado con una red neuronal el cual sirve de estimador de los parámetros no medidos y desconocidos del proceso que son difíciles de modelar. Además un esquema de detección y aislamiento se ha definido con base en el modelo híbrido.

La asimetría del voltaje del neutro que alimenta el MI la cual no recibe mucha atención en la literatura provoca componentes de frecuencia erróneas las cuales afectan el proceso de diagnóstico. En [56] se propone un modelo que toma ésta consideración para un diagnóstico adecuado y que toma en consideración el voltaje neutro de línea.

Las señales portadoras de alta frecuencia provocadas por el proceso de conmutación de inversores es aprovechada en el modelo propuesto en [13]. En este trabajo se presenta un

modelo que utiliza las señales de alta frecuencia para la detección de fallas incipientes en espiras del estator.

Para la detección de espiras en corto circuito se propone un modelo en [15] el cual se basa en la generación de un vector de residuos utilizando un observador de estados. El vector de residuos es generado mediante la descomposición del error de estimación de corrientes. Lo cual permite una detección rápida de fallas incipientes independientemente de la fase en la que ocurren las fallas.

EL uso de la teoría de multiples tramas y el desarrollo de un modelo simplificado que permite el establecimiento de circuitos eléctricos equivalentes en $d - q - 0$ en [57] permiten la detección de fallas de corto circuito entre espiras.

Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Eléctrica de Rotor

Un nuevo modelo en [58] que mide las oscilaciones que presenta el flujo del rotor al doble de la frecuencia deslizamiento del MI además del conocimiento de algunos parámetros del MI, el flujo y la corriente del controlador de campo orientado es posible generar una corriente de magnetización virtual, la cual después de su normalización, permite la cuantificación del tamaño de la falla del rotor.

Utilizando el módulo de los espectros complejos de las corrientes de línea y mediante algoritmos genéticos un modelo en [34] permite la detección de barras rotas del rotor del MI.

En [28] se presenta un modelo que hace uso de las corrientes armónicas adicionales provocadas por la falla de barras rotas en las corrientes de línea del MI las cuales son analizadas y generalizadas de una manera diferente a la proporcionada por la literatura.

Los efectos de barras rotas adyacentes y no adyacentes en el rotor jaula de ardilla se estudia en el modelo propuesto en [20] para el diagnóstico de fallas en el MI.

Las variaciones del entrehierro del MI producen variaciones en las magnitudes del espectro complejo de las corrientes de línea debido a las corrientes entre barras lo cual reduce el grado de asimetría del rotor, un modelo [20] que toma estas consideraciones es utilizado para el diagnóstico de fallas de barras rotas en el MI.

La descomposición de las componentes de corrientes instantáneas del estator en sus componentes activas y reactivas es utilizada en un modelo propuesto en [25] el cual no solo la detección de fallas en el rotor sino una correcto diagnóstico.

Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Mecánica de Balero

Un modelo en [46] se basa en el análisis espectral para la detección de la falla de balero. Un análisis estático de fallas típicas de balero se propone para identificar el ancho de banda

relacionado a condiciones específicas mediante la medición de señales de corriente o vibración específicamente.

En [44] se muestra un modelo y las frecuencias que aparecen en las corrientes de línea del estator debidas a ciertos problemas de balero tanto en pistas internas como externas así como en los elementos rodantes.

Las componentes de corriente son generadas a frecuencias predecibles relacionadas con la fuente de alimentación y las frecuencias mecánicas de las fallas de balero. Sin embargo su detección no es siempre posible debido a que las magnitudes de la firma de falla son muy bajas. En [37] se presenta un modelo utilizado para el diagnóstico de fallas en balero mediante la medición de vibraciones mecánicas.

Mediante el análisis espectral las señales de firma de falla del módulo del vector de corrientes de Park es posible la detección de fallas de balero así como la caracterización de los espectros de firma de falla para cada uno como se muestra en el modelo presentado en [36].

Modelos del MI Bajo Condiciones de Falla Mecánica de Excentricidad

El uso de la firma compleja de potencia aparente se utiliza en el modelo [52] para el diagnóstico de la condición de excentricidad en el entrehierro en MI de jaula de ardilla.

En [51] un modelo de máquina con excentricidad combinada se ha propuesto considerando el efecto de las ranuras del estator, el modelo se utiliza para el estudio del impacto en el defecto de la máquina. Se muestra que las expresiones analíticas de las inductancias pueden ser usadas para la predicción de las frecuencias relacionadas con la excentricidad.

Hipótesis

Se presentan en la literatura diversos modelos dinámicos de MI para casos de fallas aisladas y simultáneas eléctricas o mecánicas pero ninguno de ellos aborda el caso de falla simultáneas eléctricas y mecánicas. Además en muchos casos no se aborda el estudio de los diferentes escenarios de falla bajo diferentes regímenes de par y velocidad variable.

Se propone entonces un modelo dinámico en el marco de referencia $a-b-c$ modificado, que permita simular los casos de fallas simultáneas tanto eléctricas como mecánicas, en el caso de las fallas eléctricas se considerarán las de rotor y estator y para las mecánicas las de balero y excentricidad estática.

Este modelo sirve de base para simular los diferentes escenarios de falla y contrastarlos con los resultados experimentales (validación).

Planteamiento del Problema

La búsqueda de métodos de diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas ha sido de gran interés en los últimos años aunque existen numerosos trabajos en la literatura del área, la detección de fallas simultáneas no se ha reportado ampliamente. Tampoco es abundante la información sobre el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas en regímenes de velocidad y par variable.

Una de las aplicaciones más importantes del diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas es su contribución en el mantenimiento periódico de las máquinas, es decir, en lugar de contar con un mantenimiento preventivo basado sólo en estadísticas de eventos, es posible contar con un mantenimiento basado, además, en el diagnóstico de fallas.

De esta manera se ve la necesidad de integrar un algoritmo o grupo de ellos capaz de detectar diferentes tipos de fallas para máquinas eléctricas en diferentes regímenes de par y velocidad variable con técnicas basadas en procesamiento de señales.

Objetivo General

El objetivo general de esta tesis es el desarrollo de un sistema de diagnóstico para la identificación de fallas simultáneas en motores de inducción en diferentes regímenes de velocidad y par variable.

Objetivos Particulares

1. Desarrollo de un modelo matemático del MI trifásico para la simulación de un esquema de diagnóstico de fallas múltiples.
2. Desarrollo del algoritmo o grupo de ellos para la identificación de fallas en el MI.
3. Evaluación de los algoritmos desarrollados en diferentes MI para los casos de fallas eléctricas.
4. Desarrollo de un prototipo para el diagnóstico de fallas con MI trifásicos.

Aportaciones

Las aportaciones de este trabajo se enumeran a continuación:

1. Diseño de un modelo dinámico completo (trifásico) del MI considerando fallas eléctricas de estator y rotor y fallas mecánicas (balero y excentricidad estática), considerando el caso de fallas simultáneas en diferentes regímenes de velocidad y par variable.
2. Diseño de los algoritmos de diagnóstico mediante herramientas de análisis tiempo-frecuencia y espectrales, caracterización de los espectros de firma de falla, así como diseño de algoritmos de diagnóstico redundantes basados en herramientas de inteligencia artificial como son las RNAs.
3. Construcción de un banco de pruebas incluyendo la modificación de un grupo de motores para inducir los diferentes niveles y combinaciones de fallas eléctricas de estator y rotor.

Organización de la Tesis

Introducción: En esta parte se presentan las diferentes alternativas existentes en torno al modelado y diagnóstico de fallas en el MI trifásico, así como el estado del arte en el área. También se describe brevemente el enfoque de diagnóstico adoptado en el presente trabajo.

Capítulo 1: En este capítulo se propone un modelo dinámico trifásico del MI incluyendo fallas eléctricas y mecánicas. Las fallas eléctricas consideradas son de estator y rotor y las mecánicas de balero y excentricidad estática. Este modelo permite simular fallas aisladas y simultáneas en diferentes regímenes de velocidad y variable.

Capítulo 2: En esta parte se presentan las herramientas utilizadas para el diagnóstico de fallas basadas en el análisis de las corrientes de estator mediante el ISP, así como la caracterización de los espectros de firma de falla para el caso de fallas eléctricas y mecánicas, las cuales para fines del alcance del trabajo de tesis sólo fueron validadas experimentalmente las fallas eléctricas. Además se presenta una herramienta alternativa y redundante basada en redes neuronales artificiales de retro-propagación.

Capítulo 3: En este capítulo se describe el proceso de diseño del banco de pruebas desarrollado, el cual está integrado por:

- Sistema conformado por diversos MI sanos y con fallas y generador de CD.
- Sistema electrónico embebido, basado en un DSP de punto flotante, de diagnóstico de fallas y control de motores.

- Inversor trifásico de puente completo y algoritmos de control.
- Chopper de cuatro cuadrantes para controlar la máquina de CD.
- Diseño del software para PC con algoritmos redundantes para el diagnóstico de fallas, control del inversor y del chopper.

Capítulo 4: En este capítulo se presentan en simulación los diferentes resultados obtenidos mediante el modelo dinámico del MI propuesto con fallas y los resultados experimentales correspondientes. Se hace notar que los resultados de simulación son sólo para validar el modelo dinámico y que las técnicas de diagnóstico propuestas únicamente requieren de umbrales de nivel de falla y no del modelo de la máquina.

Capítulo 5: Finalmente, se dan las conclusiones de la tesis y las recomendaciones para el trabajo futuro.

Capítulo 1

Modelado del Motor de Inducción Trifásico

En este capítulo se presenta un modelo dinámico del MI trifásico que permite simular condiciones de falla simultáneas, tanto eléctricas de estator, rotor y mecánicas de balero y excentricidad estática.

En años recientes, las máquinas de corriente directa han sido gradualmente reemplazadas por los MI en muchas aplicaciones industriales. Sin embargo, la mayoría de los algoritmos de control llegan a ser ineficientes e inclusive peligrosos cuando una falla ocurre. Por razones de seguridad y economía, la implementación de un esquema de detección e identificación de fallas es necesaria.

Los motores son componentes críticos en procesos industriales. Una falla de un motor puede ocasionar una baja en la unidades en una línea de producción o hacer que equipo redundante entre en operación [12].

1.1. Principio de Funcionamiento

En la actualidad, la mayoría de las máquinas eléctricas de los equipos industriales son MI trifásicos, su potencia va desde una centena de Watts hasta decenas de MWatts. Contrariamente a lo que ocurre en las máquinas síncronas y de corriente continua, donde únicamente los devanados del estator se acoplan a una red de alimentación cuya tensión (amplitud y frecuencia) define el estado magnético del entrehierro. El principio de funcionamiento se basa en las leyes de inducción. El MI es un transformador con campo magnético giratorio, cuyo secundario (rotor) está en cortocircuito [59] y en la figura 1.1 y 1.2 en se muestran los

componentes básicos que lo integran y la estructura de la armadura trifásica en el espacio eléctrico.

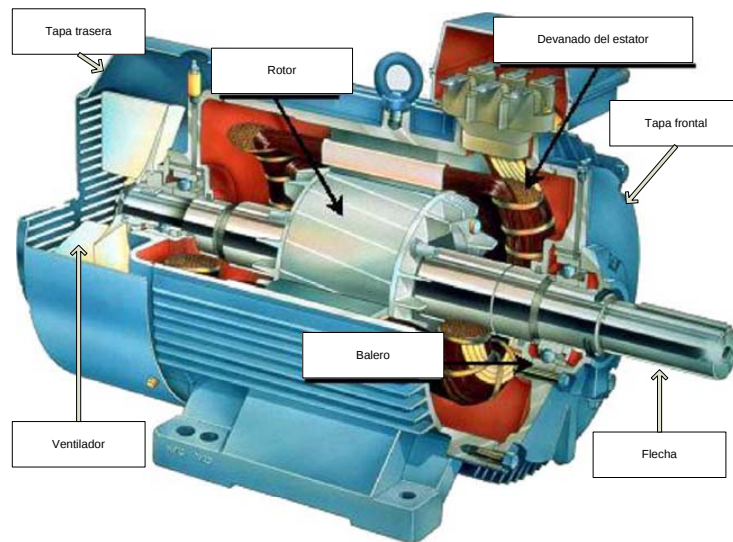


Figura 1.1. Esquema general de un MI.

El estudio del motor de inducción trifásico tiene gran importancia en nuestros días debido a sus características de construcción y robustez, gracias a su diseño se logra tener un campo magnético rotatorio el cual gira a una velocidad fija (velocidad de sincronía) que se define básicamente por el número de polos magnéticos que tiene el motor y por la frecuencia de las señales de alimentación que se inyectan al estator. La teoría elemental para el diseño de este motor fue desarrollado por Nikola Tesla en el año 1887, y desde entonces la parte básica no ha presentado grandes modificaciones [60].

Se puede hacer una primera clasificación elemental de este tipo de máquinas trifásicas a partir del tipo de rotor (parte rotatoria completamente aislada del motor):

- Rotor jaula de ardilla: no presenta la posibilidad de tener acceso a ningún parámetro del rotor, ya que se encuentra completamente aislado del estator o de posibles terminales hacia el exterior del motor,
- Rotor devanado o de anillos deslizantes: permite el acceso a las terminales del rotor empleando escobillas.

Los primeros usos industriales que se tienen registrados con este tipo de máquinas se encuentran en las aplicaciones de velocidad constante. Puesto que la velocidad de sincronía depende del número de polos y de la frecuencia de alimentación en el estator, como se muestra en (1.1), para implementar aplicaciones de velocidad variable se requirió el desarrollo de sistemas de electrónica de potencia para lograr cambiar la velocidad del campo magnético rotatorio mediante la modificación de la frecuencia fundamental de las señales de alimentación del estator.

En la actualidad los MI se pueden encontrar en más del 60% de las aplicaciones de accionamientos eléctricos, incluyendo velocidad constante y variable, lo que se logra cuando se puede modificar la velocidad de sincronismo o el número de polos del motor, debido a esto los MI reciben el nombre bien ganado de caballos de batalla de la industria.

Otra clasificación que se puede hacer de este tipo de motores es a partir del número de fases que emplean en su alimentación y de acuerdo con esto se pueden clasificar como:

- Trifásicos
- Bifásicos
- Monofásicos

Siendo los más importantes los trifásicos y los monofásicos; es esencial tener en cuenta que en el estudio convencional en estado permanente de MI siempre se considera que éstos están balanceados, que no presentan saturación magnética y que sus parámetros son invariantes en el tiempo, además de que se tiene que remarcar que el estudio de los MI trifásicos se puede realizar a través del empleo de circuitos equivalentes en estado permanente monofásicos.

El estudio de los motores de inducción trifásicos se inicia a partir de la definición de la velocidad de sincronía, que es básica en la determinación del circuito equivalente y del deslizamiento. La velocidad de sincronía se define como

$$N_s = \frac{120f_L}{p} \text{ (rpm)} \quad (1.1)$$

donde f_L es la frecuencia de la tensión de alimentación y p el número de polos. El deslizamiento es esencialmente la diferencia entre la velocidad de sincronía y la velocidad del rotor (N_r) por lo que se tiene

$$s = \left[\frac{N_s - N_r}{N_s} \right] \quad (1.2)$$

Por lo que el deslizamiento porcentual se expresa como

$$s = \left[\frac{N_s - N_r}{N_s} \right] * 100 \% \quad (1.3)$$

Si el rotor se encuentra en reposo (sin movimiento) se tiene que $s = 1$ y cuando el motor se encuentra en vacío el valor de s tiende a 0. Por lo tanto, se puede determinar la velocidad del rotor N_r como

$$N_r = (1 - s)N_s \quad (1.4)$$

Tomando en cuenta que la mayoría de los motores de inducción trabajan con valores de deslizamiento que cumplen la condición de que $s < 5 \%$, se observa que el margen de valores de deslizamiento se restringe. En forma análoga a lo planteado, la frecuencia del rotor se puede determinar a partir de

$$f_{rotor} = \left[\frac{N_s - N_r}{N_s} \right] f_{estator} \quad (1.5)$$

Expresado en términos de las frecuencias

$$f_{rotor} = s f_{estator} \quad (1.6)$$

Cuando el rotor gira a una velocidad N_r diferente de N_s , la aplicación de la ley de Faraday a los devanados del rotor, muestra que en éstos se induce un sistema de fuerzas electromotrices trifásicas que generan en ellos mismos tres corrientes. De acuerdo a la ley de Lenz estas corrientes se oponen a la causa que las produce, es decir, a la velocidad relativa de la inducción giratoria del estator con respecto al rotor. Así los efectos de la inducción del estator sobre las corrientes inducidas en el rotor se manifiestan por la generación de un par de fuerzas electromagnéticas sobre el rotor para reducir la diferencia de velocidades.

A partir de este hecho, si la velocidad del rotor N_r es inferior hay *hiposincronismo*. Si la velocidad del rotor N_r es superior a la velocidad de rotación del campo magnético giratorio N_s hay un *hipersincronismo*. La máquina desarrolla un par motor que tiende a aumentar a N_r o un par resistente (generador) que reduce a N_r , respectivamente. Es evidente que el par electromagnético es nulo cuando ambas velocidades son iguales $N_s = N_r$.

El intercambio de energía con la red depende del signo de la diferencia $N_s - N_r$. Es por eso que se caracteriza el funcionamiento de la máquina asíncrona por el deslizamiento s definido en (1.2).

En las aplicaciones industriales en que la velocidad variable no se justifica, los problemas de explotación del MI se sitúan esencialmente al momento del arranque de la máquina y tienen su origen en:

- La corriente se eleva en un orden de 5 a 8 veces la corriente nominal, lo que puede provocar una caída de tensión en la red y ocasionar daños a los usuarios que se encuentran conectados a ella.
- La calidad del par de aceleración debe ser suficientemente elevado con una tasa reducida de oscilación y adaptado a la carga con el fin de evitar sacudidas bruscas y una duración demasiado larga.
- El calentamiento de los devanados del rotor limitan el número de arranques consecutivos.

Debido a las causas anteriores, hay aplicaciones en las cuales el MI no es apto como:

- Arranques difíciles y de larga duración (par resistente elevado: trituradoras, inercia importante: ventiladores, centrifugadores).
- Servicio intermitente intensivo con arranque y frenos de contracorriente o bien, inversiones de sentido de rotación frecuentes utilizadas sobre todo en aplicaciones de la industria siderúrgica.
- Necesidades de corriente de arranque incompatibles con la potencia de cortocircuito de la red de alimentación.

La notable evolución tecnológica en materia de semiconductores, permite ahora disponer de convertidores estáticos de potencia elevada capaces de proporcionar tensiones (o corrientes) de amplitud y frecuencia regulable. Además, con el incremento en las capacidades de los sistemas de control es posible implementar operaciones matemáticas sofisticadas. Estas características son indispensables para obtener con las máquinas de corriente alterna la flexibilidad del control y la calidad de la conversión electromecánica que hasta hace poco, eran privilegio de las máquinas de corriente directa.

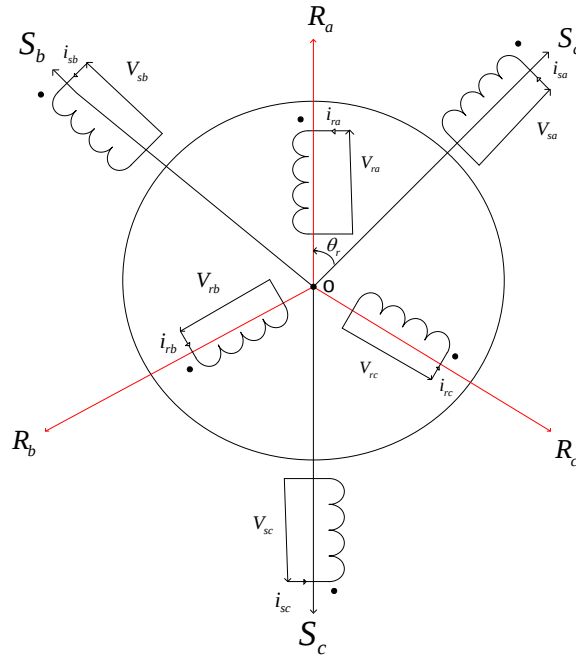


Figura 1.2. Estructura de la armadura trifásica en el espacio eléctrico.

1.2. Fallas

En esta sección se explican los tipos de fallas eléctricas y mecánicas consideradas para el desarrollo de un modelo dinámico capaz de representar las dinámicas de un MI trifásico bajo condiciones de falla simultánea en diferentes regímenes de velocidad y par variable.

1.3. Tipos de Fallas en el MI

La mayoría de las fallas del motor de inducción pueden ser clasificadas como sigue [9]:

- Fallas de estator debidas a apertura o cortocircuito de una o más fases del devanado de estator.
- Conexión anormal del devanado del estator.
- Barras rotas de rotor o rupturas de los anillos de cortocircuito de rotor.
- Irregularidades estáticas o dinámicas del entrehierro del motor.

- Inclínación del eje (semejante a excentricidad dinámica) el cual puede resultar en fricción o roce entre el rotor y el estator, causando daño serio en el núcleo del estator y los devanados.
- Campo del rotor cortocircuitado.
- Fallas en baleros y cajas de transmisión.

De los tipos anteriores las fallas más comunes son:

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

Estos tipos de fallas producen uno o más de los siguientes síntomas en la máquina:

- Tensiones desbalanceadas en el entrehierro y corrientes de línea.
- Incremento en las pulsaciones del par.
- Decremento en el par promedio.
- Incremento de pérdidas y reducción de la eficiencia.
- Calentamiento excesivo.

1.3.1. Fallas Eléctricas

Las fallas eléctricas en el MI pueden ser debidas a problemas de degradación de los aislamientos del estator o barras rotas y fisuras en el anillo de cortocircuito del rotor.

1.3.1.1. Fallas en el Estator o Armadura

Estas fallas por lo general están relacionadas con la falla de los aislamientos los cuales se muestran en la figura 1.3 y se clasifican como:

- Circuito abierto de una fase.
- Cortocircuito de espiras dentro de una misma bobina.

- Cortocircuito de fase a tierra.
- Cortocircuito entre bobinas de una misma fase.
- Cortocircuito de una fase a otra.

El estator o armadura puede fallar debido a diversas causas, las principales son:

- Altas temperaturas en el núcleo del estator o los devanados.
- Laminaciones del núcleo, calzas y juntas sueltas.
- Pérdida de fuerza en los anillos de cortocircuito del rotor.
- Contaminación debida a aceite, humedad y suciedad.
- Cortocircuito o estrés.
- Descargas eléctricas.
- Fugas en sistemas de enfriamiento.

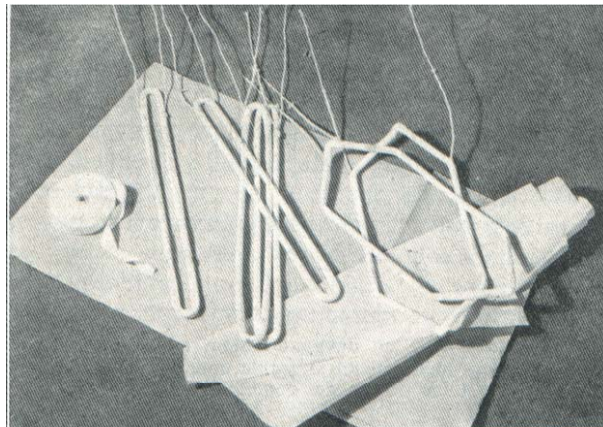


Figura 1.3. Aislamientos clásicos utilizados en el MI.

1.3.1.2. Fallas en el Rotor

A diferencia del estator, el diseño del rotor y su manufactura ha tenido pocos cambios a través de los años.

Previamente los rotores fundidos eran empleados sólo en máquinas pequeñas, sin embargo, con el advenimiento de los rotores entubados, estos rotores pueden ser utilizados en máquinas hasta de 3000kW. Los rotores fabricados pueden ser encontrados en una gran cantidad de máquinas de aplicaciones especiales. Los rotores fundidos se consideran más fuertes que los del tipo fabricado y casi nunca pueden ser reparados una vez que las fallas ocurren como barras rotas.

Las causas que originan las barras rotas y daño en los anillos de cortocircuito del rotor son:

- Estrés térmico debido a la sobre carga térmica y desbalance, puntos calientes, pérdidas excesivas, y descargas.
- Estrés magnético causado por fuerzas electromagnéticas y vibración.
- Estrés residual debido a problemas de manufactura.
- Estrés dinámico debido a la aplicación de pares en la flecha, fuerzas centrífugas, y stress cíclico.
- Estrés ambiental causado por contaminación y abrasión de los materiales del rotor debido a humedad química.
- Estrés mecánico debido a la pérdida de laminaciones, fatiga de partes, falla de balero, etc.

En la figura 1.4 se muestra una fotografía de un rotor jaula de ardilla de un MI de 900kW a 6kV de ocho polos con una barra rota.

Para el caso de fisuras en el anillo de cortocircuito del rotor, en la figura 1.5 se muestra un motor de la misma potencia antes mencionada.

1.3.2. Fallas Mecánicas

Las fallas mecánicas en el MI están relacionadas con los rodamientos y la excentricidad, a continuación se explican con detalle cada uno de ellos.

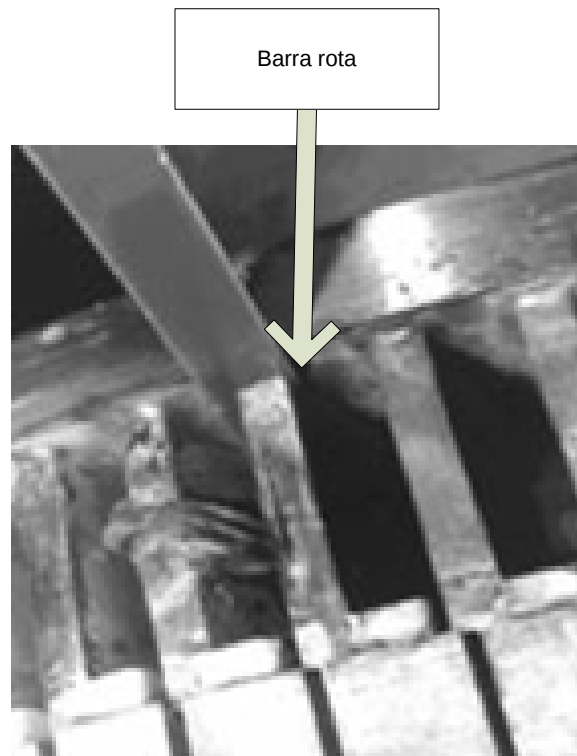


Figura 1.4. Barra rota en un motor de 8 polos de 900kW y 6kV [61].

1.3.2.1. Falla de Balero

Las fallas de balero continúan siendo una de las principales causas de falla en los motores eléctricos [37]. La mayoría de las máquinas utiliza bolas o elementos rotatorios en los baleros. Cada balero consiste en dos anillos con una pista interna y otra externa como se muestra en la figura 1.6, con un conjunto de bolas o elementos rodantes colocados en pistas rotatorias dentro de estos anillos.

Aún bajo condiciones normales de operación con cargas balanceadas y buen alineamiento ocurren las fallas por fatiga. Estas fallas pueden incrementar los niveles de vibración. También se pueden presentar chispas en el balero cuando, por fatiga, pequeñas piezas del mismo balero lo frenan dentro de las pistas. En la figura 1.7 se muestra un balero con desgaste en las pistas interior y exterior.

Las fallas de balero pueden ser debidas a diversas causas como:

- Contaminación y corrosión causada por perforaciones por erosión provocada por la dura acción abrasiva de partículas minúsculas o la acción corrosiva del agua, ácidos, etc.



Figura 1.5. Fisura en anillo de cortocircuito de rotor en un motor de 8 polos de 900kW y 6kV [61].

- Lubricación inapropiada, la cual incluye ambas, baja lubricación y sobre lubricación.
- Instalación inapropiada del balero, al forzar el balero dentro de las tapas del motor (debido a desalineación).

1.3.2.2. Fallas de Excentricidad

La excentricidad en las máquinas es la condición de desigualdades del entrehierro que existe entre el rotor y el estator. Cuando la excentricidad llega a ser grande, las fuerzas radiales desbalanceadas resultantes pueden causar fricción entre el rotor y el estator. Existen dos tipos básicos de excentricidad:

Excentricidad estática: Se puede producir por deformaciones del estator o deformaciones del eje del rotor respecto al eje del estator como se muestra en la figura 1.8. Por este motivo, el entrehierro no es uniforme pero permanece constante independientemente de la posición de la flecha del rotor. En este caso el centro geométrico del rotor coincide con el centro de rotación y se encuentra desplazado del centro geométrico del estator.

Excentricidad dinámica: Ocurre cuando el centro geométrico del rotor no coincide con el centro de rotación del mismo, produciéndose una variación periódica del entrehierro

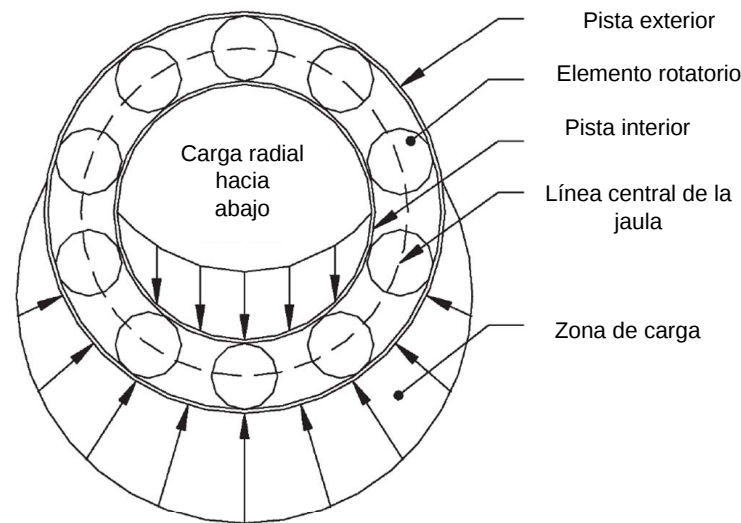


Figura 1.6. Estructura de un balero.

cuando éste gira 1.9.

Excentricidad combinada: Se presenta cuando el centro geométrico del rotor no coincide con el centro de rotación del mismo y tampoco coinciden éstos con el centro geométrico del estator, produciéndose de esta manera una excentricidad estática y otra dinámica 1.10.

En general, estas fallas producen uno o más síntomas en la máquina tales como:

- Tensiones de entrehierro y corrientes de línea desbalanceadas.
- Aumento en las pulsaciones del par.
- Disminución del par promedio.
- Incremento en las pérdidas.
- Calentamiento excesivo.

1.4. Modelado del MI

El modelo matemático del MI se basa en la propuestas del modelo de [62], [63], [64] siguiendo las suposiciones habituales para un motor de esta clase bajo condiciones normales

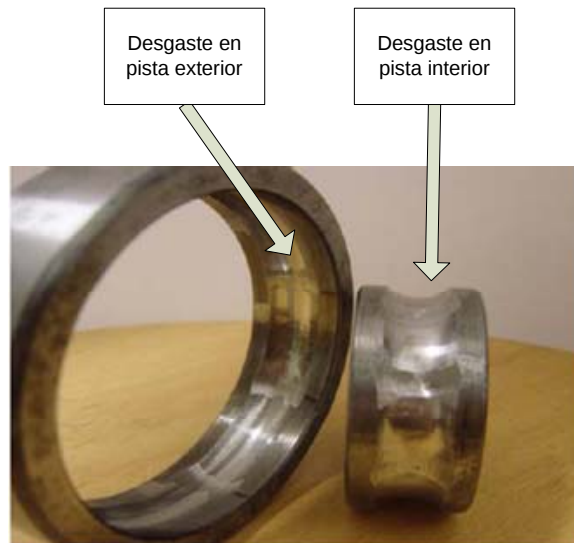


Figura 1.7. Desgaste de un balero en sus pistas interior y exterior [36].

de operación. El MI basa su operación en la inducción de voltajes y corrientes producida por el circuito del rotor desde el circuito del estator.

En esta sección se considera un modelo dinámico bajo condiciones de falla. En el proceso de reducción del modelo dinámico mediante la transformación de Park ($d - q$) hay muchas consideraciones que dejan de ser válidas cuando las fallas se presentan:

- Perfecta simetría de la máquina (simetría axial, embobinados polifásicos equilibrados).
- Alimentación por un sistema trifásico bajo tensión sinusoidal balanceada.
- Repartición sinusoidal del campo magnético en el entrehierro.
- Características lineales del material magnético, el circuito magnético no saturado y con permeabilidad constante.
- Influencia nula del calor en las resistencias.
- Equivalencia del rotor a un devanado trifásico.
- Motor balanceado.
- Devanados de estator (rotor) igualmente espaciados entre sí ($\frac{2\pi}{3} rad$).
- Efecto de los armónicos de diente o ranura despreciable.

- Pérdidas ferromagnéticas despreciables.
- Influencia del efecto piel y de la temperatura sobre las resistencias despreciables.

Por lo anterior en este trabajo se propone un modelo dinámico trifásico (a-b-c) bajo condiciones de fallas eléctricas de rotor y estator, y mecánicas de balero y excentricidad estática con la característica de simultaneidad bajo el régimen de velocidad y par variable. En la figura 1.11 se muestra un esquema gráfico del modelo dinámico completo del MI trifásico. El modelo es un modelo original ya que introduce los escenarios de falla simultánea eléctrica y mecánica a diferencia de los modelos antes reportados que no abordan los casos de falla simultánea eléctrica y mecánica.

El circuito equivalente del motor es muy similar al modelo de un transformador con su devanado secundario en corto circuito como se muestra en 1.12. Las corrientes del rotor se encuentran a la frecuencia de deslizamiento.

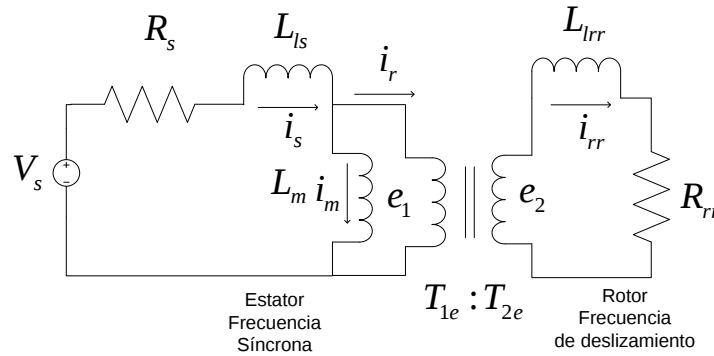


Figura 1.12. Circuito eléctrico equivalente por fase del MI.

Los devanados de estator y rotor tiene asociadas resistencias e inductancias de dispersión L_{ls} y L_{lr} respectivamente y una inductancia mutua L_m que se utiliza para modelar el flujo mutuo que enlaza los devanados del estator y el rotor.

La relación de la fuerza contra electromotriz (FEM) inducida depende de la razón de vueltas efectivas a de las bobinas en el estator T_{1e} y rotor T_{2e} y del deslizamiento de la máquina s .

$$\frac{e_2}{e_1} = s \frac{T_{2e}}{T_{1e}} \triangleq \frac{s}{a} \quad (1.7)$$

La razón de vueltas a depende del factor de bobinado del estator K_{w1} y del rotor K_{w2} el cual depende del número de vueltas del estator T_1 y del rotor T_2 .

$$a = \frac{T_{1e}}{T_{2e}} = \frac{K_{w1}T_1}{K_{w2}T_2} \quad (1.8)$$

El voltaje en el estator V_s

$$V_s = R_s i_s + L_{ls} \frac{di_s}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} \quad (1.9)$$

Usando notación fasorial la corriente en el circuito eléctrico de rotor

$$i_{rr} = \frac{e_2}{Z_{rr}} \quad (1.10)$$

La velocidad del deslizamiento w_{sl} depende de la velocidad del campo magnético giratorio del estator w_s y del deslizamiento s

$$w_{sl} = s w_s \quad (1.11)$$

La corriente en el circuito de rotor

$$i_{rr} = \frac{e_2}{R_{rr} + j w_{sl} L_{lrr}} = \frac{e_2}{R_{rr} + j s w_s L_{lrr}} \quad (1.12)$$

de 1.7 se puede expresar la corriente de rotor como

$$i_{rr} = \frac{e_1}{\frac{a R_{rr}}{s} + j w_s a L_{lrr}} = \frac{\frac{e_1}{a}}{\frac{a R_{rr}}{s} + j w_s L_{lrr}} \quad (1.13)$$

Se observa que la resistencia de rotor depende del deslizamiento debido a que el voltaje inducido al rotor dependen del deslizamiento s y de la razón de vueltas a como se muestra en 1.7 por lo que se tiene un nuevo circuito equivalente como se muestra en la figura 1.13.

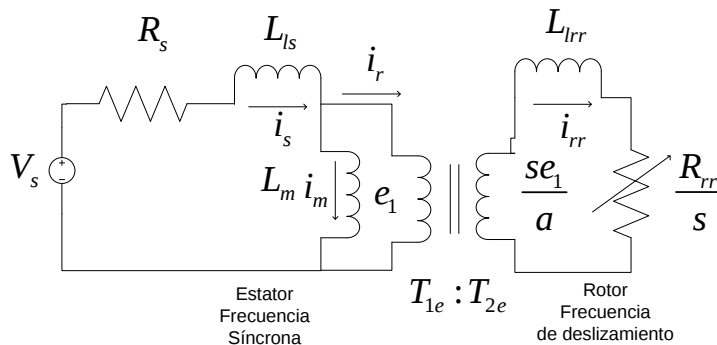


Figura 1.13. Circuito eléctrico equivalente por fase del MI considerando la resistencia del rotor variable en función de s .

La corriente del rotor reflejada en el estator se denota como i_r y puede determinarse a partir de la corriente del rotor actual i_{rr}

$$i_r = \frac{-\dot{i}_{rr}}{a} \quad (1.14)$$

La corriente del rotor i_r queda entonces

$$i_r = \frac{e_1}{\frac{a^2 R_{rr}}{s} + j\omega_s a^2 L_{lrr}} \quad (1.15)$$

Entonces la resistencia del rotor R_r es

$$R_r = a^2 R_{rr} \quad (1.16)$$

y la inductancia de del rotor L_{lr}

$$L_{lr} = a^2 L_{lrr} \quad (1.17)$$

La corriente del rotor i_r en el marco de referencia del estator queda entonces como

$$i_r = \frac{e_1}{\frac{R_r}{s} + j\omega_s L_{lr}} \quad (1.18)$$

Considerando las pérdidas en el núcleo se tiene entonces un nuevo modelo equivalente

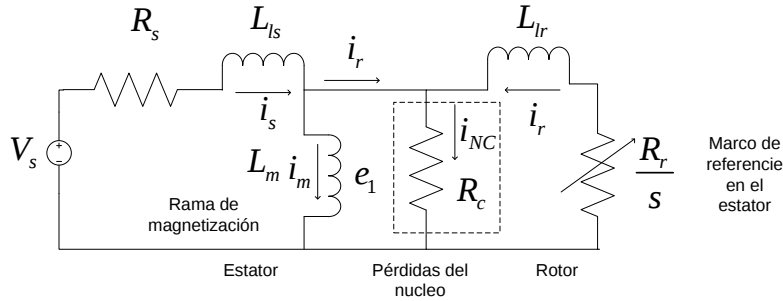


Figura 1.14. Circuito eléctrico equivalente por fase del MI considerando las pérdidas en el núcleo.

Las corrientes de estator i_s , rotor i_r , la de magnetización i_m y la corriente debida a las pérdidas en el núcleo i_{NC} se expresan como

$$i_s + i_r = i_m + i_{NC} \quad (1.19)$$

en donde el voltaje del estator

$$V_s = R_s i_s + (L_{ls} + L_m) \frac{di_s}{dt} s + L_m \frac{di_r}{dt} \quad (1.20)$$

y el voltaje del rotor

$$0 = R_r i_r + s(L_m + L_{lr}) \frac{di}{dt} s + L_m \frac{di_r}{dt} \quad (1.21)$$

Sin embargo debido al movimiento del rotor las aportaciones de los flujos cambia con respecto al desplazamiento angular del rotor por lo que estas consideraciones no son válidas en general, se debe incluir la dependencia con respecto del desplazamiento angular del rotor w_r o mecánico w_m en los términos que contienen la inductancia mutua.

Se tiene entonces el siguiente modelo dinámico

$$\begin{aligned} V_s &= R_s I_s + \frac{d\psi_s}{dt} \\ 0 &= R_r I_r + \frac{d\psi_r}{dt} \end{aligned} \quad (1.22)$$

el voltaje, las corrientes y los flujos del estator y rotor son

$$V_s = \begin{bmatrix} v_{sa}(t) & v_{sb}(t) & v_{sc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (1.23)$$

$$I_s = \begin{bmatrix} i_{sa}(t) & i_{sb}(t) & i_{sc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (1.24)$$

$$I_r = \begin{bmatrix} i_{ra}(t) & i_{rb}(t) & i_{rc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (1.25)$$

$$\Psi_s = \begin{bmatrix} \psi_{sa}(t) & \psi_{sb}(t) & \psi_{sc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (1.26)$$

$$\Psi_r = \begin{bmatrix} \psi_{ra}(t) & \psi_{rb}(t) & \psi_{rc}(t) \end{bmatrix}^T \quad (1.27)$$

El efecto de la inductancia mutua L_m de cada una de las tres fases $a - b - c$ del estator respecto a la fase a del rotor se muestra en la figura 1.15.

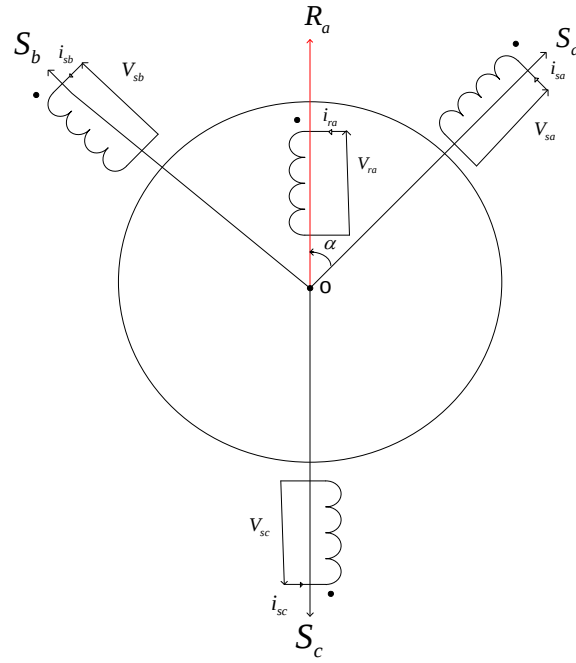


Figura 1.15. Interacción de la inductancia mutua L_m del rotor fase a respecto a las tres fases del estator.

para la fase a del estator respecto a la fase a del rotor se tiene

$$\begin{aligned}\cos \alpha &= \frac{LR_a S_a}{L_m} \\ LR_a S_a &= L_m \cos \alpha\end{aligned}\tag{1.28}$$

para la fase b del estator respecto a la fase a del rotor se tiene

$$\begin{aligned}\cos (\alpha + 60^0) &= \frac{-LR_a S_b}{L_m} \\ LR_a S_b &= L_m \cos \left(\frac{2}{3}\pi + \alpha \right)\end{aligned}\tag{1.29}$$

para la fase c del estator respecto a la fase a del rotor se tiene

$$\begin{aligned}\cos (60^0 - \alpha) &= \frac{-LR_a S_c}{L_m} \\ LR_a S_c &= L_m \cos \left(\alpha - \frac{2}{3}\pi \right)\end{aligned}\tag{1.30}$$

El efecto de la inductancia mutua L_m de cada una de las tres fases $a - b - c$ del estator respecto a la fase b del rotor se muestra en la figura 1.16.

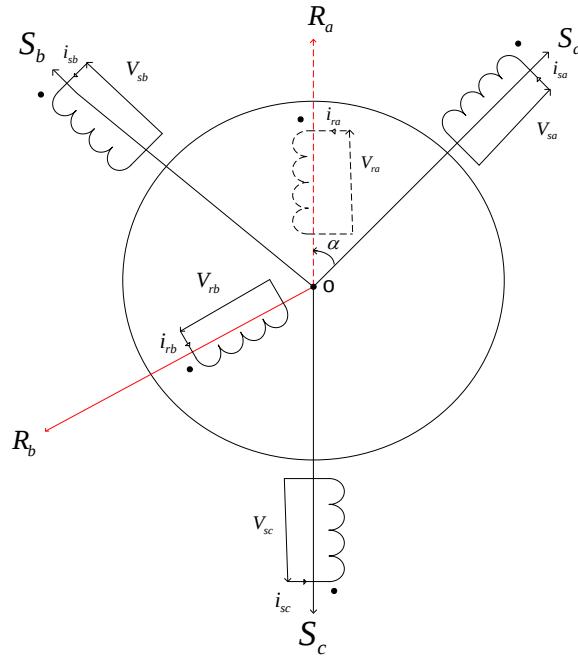


Figura 1.16. Interacción de la inductancia mutua L_m del rotor fase b respecto a las tres fases del estator.

para la fase a del estator respecto a la fase b del rotor se tiene

$$\begin{aligned} \cos(60^\circ - \alpha) &= \frac{LR_b S_a}{L_m} \\ LR_b S_a &= L_m \cos\left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (1.31)$$

para la fase b del estator respecto a la fase b del rotor se tiene

$$\begin{aligned} \cos \alpha &= \frac{LR_b S_b}{L_m} \\ LR_b S_b &= L_m \cos \alpha \end{aligned} \quad (1.32)$$

para la fase c del estator respecto a la fase b del rotor se tiene

$$\begin{aligned} \cos(60^\circ + \alpha) &= \frac{LR_b S_c}{L_m} \\ LR_b S_c &= L_m \cos\left(\alpha + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (1.33)$$

El efecto de la inductancia mutua L_m de cada una de las tres fases $a - b - c$ del estator respecto a la fase c del rotor se muestra en la figura 1.17.

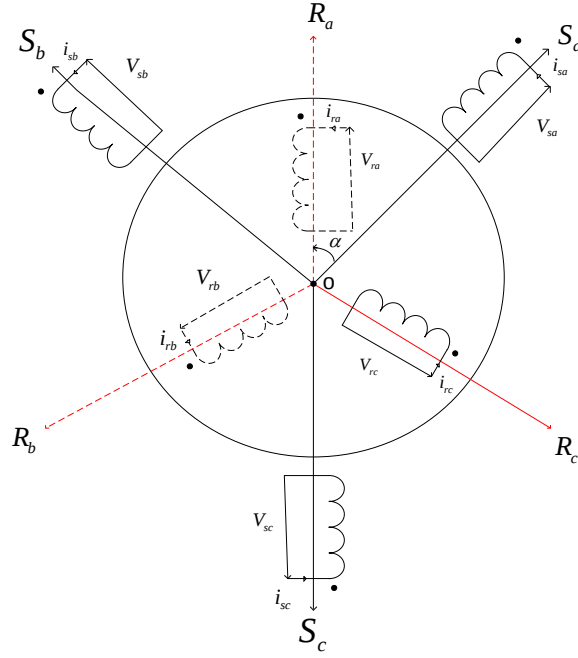


Figura 1.17. Interacción de la inductancia mutua L_m del rotor fase c respecto a las tres fases del estator.

para la fase a del estator respecto a la fase c del rotor se tiene

$$\begin{aligned} \cos(60^\circ + \alpha) &= \frac{-LR_c S_a}{L_m} \\ LR_c S_a &= L_m \cos\left(\alpha + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (1.34)$$

para la fase b del estator respecto a la fase c del rotor se tiene

$$\begin{aligned} \cos(60^\circ - \alpha) &= \frac{-LR_c S_b}{L_m} \\ LR_c S_b &= L_m \cos\left(\alpha - \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (1.35)$$

para la fase c del estator respecto a la fase c del rotor se tiene

$$\begin{aligned} \cos \alpha &= \frac{LR_c S_c}{L_m} \\ LR_c S_c &= L_m \cos \alpha \end{aligned} \quad (1.36)$$

En forma matricial se tiene las inductancias variables teniendo como marco de referencia al estator

$$L_{\text{vars}} = \begin{bmatrix} LR_a S_a & LR_a S_b & LR_a S_c \\ LR_b S_a & LR_b S_b & LR_b S_c \\ LR_c S_a & LR_c S_b & LR_c S_c \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$L_{vars} = L_m \begin{bmatrix} \cos \alpha & \cos \left(\alpha + \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \left(\alpha - \frac{2}{3}\pi \right) \\ \cos \left(\alpha - \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \alpha & \cos \left(\alpha + \frac{2}{3}\pi \right) \\ \cos \left(\alpha + \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \left(\alpha - \frac{2}{3}\pi \right) & \cos \alpha \end{bmatrix} \quad (1.38)$$

La relación de la matriz de inductancias variables entre el rotor L_{varr} y el estator L_{vars}

$$L_{varr} = L_{vars}^T \quad (1.39)$$

El ángulo α depende del número de polos de la máquina P y la posición angular θ_m

$$\alpha = \frac{P\theta_m}{2} \quad (1.40)$$

La matriz de inductancias variables entonces en función de la posición angular θ_m de la flecha del rotor

$$L_{vars} = T\left(\frac{P\theta_m}{2}\right) \quad (1.41)$$

El par eléctrico T_e se deriva por medio de las fuerzas tangenciales ejercidas sobre la corriente axial, estos conductores son cruzados de manera ortogonal por el campo magnético radial. Al realizar la integración de la fuerza tangencial en el entrehierro a lo largo de la circunferencia se obtiene el par eléctrico en la dirección de rotación.

Se puede entonces obtener el par por medio de la noción de co-energía magnética W_{co} almacenada en el circuito (sistema magnético lineal).

$$W_{co} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s^T & I_r^T \end{bmatrix} L_{ind} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1.42)$$

La matriz de inductancias L_{ind} es

$$L_{ind} = \begin{bmatrix} L_s & L_{vars} \\ L_{varr} & L_r \end{bmatrix} \quad (1.43)$$

la inductancia del estator es

$$L_s = \begin{bmatrix} L_{lsa} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lsb} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lsc} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (1.44)$$

la inductancia del rotor es

$$L_r = \begin{bmatrix} L_{lra} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lrb} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lrc} + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (1.45)$$

La expresión de co-energía magnética se expresa como

$$W_{co} = \frac{1}{2} [I_s^T L_s I_s + 2I_s^T L_{vars} I_r + I_r^T L_r I_r] \quad (1.46)$$

$$W_{co} = \frac{1}{2} \left[I_s^T L_s I_s + 2I_s^T T \left(\frac{P}{2} \theta_m \right) I_r + I_r^T L_r I_r \right] \quad (1.47)$$

Finalmente el par eléctrico T_e se obtiene por medio de

$$T_e = \frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_m} \Big|_{I_s, I_r = cte} \quad (1.48)$$

$$T_e = \frac{P}{2} I_s^T T \left(\frac{P \theta_m}{2} + \frac{\pi}{2} \right) I_r \quad (1.49)$$

Finalmente la ecuación mecánica del MI se obtiene considerando que asociado a la flecha existe una inercia J y una fricción viscosa β proporcional a la velocidad angular ω_m

$$\omega_m = \dot{\theta}_m \quad (1.50)$$

la ecuación mecánica del MI

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - \beta \omega_m - T_L \quad (1.51)$$

El modelo dinámico bajo condiciones de falla está dado por [65]:

$$\begin{pmatrix} \dot{\Psi}_s \\ \dot{\Psi}_r \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_s & T(\frac{P}{2} \theta_m) \\ T^T(\frac{P}{2} \theta_m) & L_r \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_s \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.52)$$

en donde los vectores de voltajes de alimentación trifásicos del estator y flujos del rotor son:

$$V_s = \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix}, \quad \Psi_s = \begin{pmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{pmatrix}, \quad \Psi_r = \begin{pmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{pmatrix} \quad (1.53)$$

Las fallas eléctricas se modelan como variaciones paramétricas de las resistencias e inductancias [16], [54], [66], [67], [68]:

$$R_s = \begin{pmatrix} R_{sa} + \Delta R_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb} + \Delta R_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc} + \Delta R_{sc} \end{pmatrix} \quad (1.54)$$

$$R_r = \begin{pmatrix} R_{ra} + \Delta R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} + \Delta R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} + \Delta R_{rc} \end{pmatrix} \quad (1.55)$$

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{lsa} + \Delta l_{sa} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lsb} + \Delta l_{sb} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{lsc} + \Delta l_{sc} + L_{ms} \end{pmatrix} \quad (1.56)$$

$$L_r = \begin{pmatrix} L_{lra} + \Delta l_{ra} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lrb} + \Delta l_{rb} + L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & L_{lrc} + \Delta l_{rc} + L_{mr} \end{pmatrix} \quad (1.57)$$

La falla del estator (cortocircuito o circuito abierto) se genera mediante la variación de los parámetros de resistencia e inductancia ΔR_{si} y Δl_{si} , donde $i = a, b, c$, en (1.54) y (1.56) respectivamente. De forma similar la falla eléctrica de rotor (barra rota o fisura en el anillo de cortocircuito del rotor) en (1.55) y (1.57) se simulan como una variación de resistencia ΔR_{ri} e inductancia Δl_{ri} con $i = a, b, c$. Estos cambios introducen el efecto de falla eléctrica en el modelo dinámico provocando variaciones de corrientes y, en consecuencia, una alteración del comportamiento de la máquina.

Además, las corrientes de estator y rotor generadas por el modelo son

$$\begin{pmatrix} I_s \\ I_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & T(\frac{P}{2}\theta_m) \\ T^T(\frac{P}{2}\theta_m) & L_r \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{pmatrix} \quad (1.58)$$

con

$$I_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix}, \quad I_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix} \quad (1.59)$$

En el diagnóstico de fallas una **falla aditiva** en el proceso es influenciada por perturbaciones no medibles y fallas aditivas. Una **falla multiplicativa** aparece como cambios en

los parámetros del proceso [1].

La variación de parámetros de resistencia e inductancia para inducir las fallas eléctricas de estator y rotor no necesariamente pueden considerarse como fallas aditivas solamente, puesto que se varían parámetros de la planta tienen parte del efecto multiplicativo con base en el concepto de las fallas. Existen diversos trabajos [69], [12], [13], [15] en los que se encuentran opiniones encontradas al respecto.

Las fallas mecánicas consideradas en el modelo dinámico son fallas de balero (daño en la pista interna) y de excentricidad estática [70]. En la dinámica del subsistema mecánico existe un parámetro que depende de la posición angular del rotor $f(\theta_m)_{ec}$ y permite describir el efecto de excentricidad estática como:

$$T\left(\frac{P}{2}\theta_m\right) = f(\theta_m)_{ec} \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{pmatrix} \quad (1.60)$$

Cuando se tiene el problema de la excentricidad en un MI se tiene una variación periódica del entrehierro y como consecuencia de la inductancia mutua L_m , para introducir este efecto en el modelo dinámico propuesto como se muestra en la figura 1.18.

Se ve entonces la necesidad de proponer una función $f(\theta_m)_{ec}$ que permita simular la variación de la inductancia mutua L_m en función de la posición angular de la flecha del rotor θ_m . Se propone un índice de variación de la inductancia mutua del 50 % en función de un porcentaje propuesto P_r .

Al girar la flecha del rotor en sentido de las manecillas del reloj el espacio del entrehierro d_e se vuelve más grande para el caso propuesto en la figura 1.18 desde un valor mínimo 0° hasta un valor máximo 180° , y luego vuelve a decrecer dicho espacio hasta su valor mínimo. Aprovechando la geometría del rotor y el estator se propone entonces una función $d_e(\theta_m)$ que permite reproducir la variación del entrehierro.

$$d_e(\theta_m) = \cos(\theta_m) \quad (1.61)$$

Se desea que la inductancia mutua L_m tenga variaciones $L_{m_var}(\theta_m)$ desde 50 % hasta

el 150 % del porcentaje de variación propuesto P_r esto se logra mediante

$$L_{m_var}(\theta_m) = \frac{L_m P_r (2 - \cos(\theta_m))}{2} \quad (1.62)$$

Los rangos de variación de la inductancia mutua $L_{m_var}(\theta_m)$ son

- $\theta(0^0) = \frac{L_m P_r}{2}$
- $\theta(90^0) = L_m P_r$
- $\theta(180^0) = \frac{3L_m P_r}{2}$
- $\theta(270^0) = L_m P_r$
- $\theta(360^0) = \frac{L_m P_r}{2}$

La variación de la inductancia mutua $f(\theta_m)$ esta formada por dos partes, la parte variable $L_{m_var}(\theta_m)$ y una parte constante L_{m_cte} , en función del porcentaje de variación deseado de excentricidad P_r .

$$L_{m_cte} = L_m (1 - P_r) \quad (1.63)$$

Uniendo los elementos de la inductancia mutua constate L_{m_cte} y variable mediante la función coseno $L_{m_var}(\theta_m)$ se tiene la función de la inductancia mutua $f(\theta_m)$ propuesta

$$f(\theta_m) = L_{m_cte} + L_{m_var}(\theta_m) \quad (1.64)$$

se tiene entonces

$$f(\theta_m)_{ec} = L_m (1 - P_r) + \frac{L_m P_r (2 - \cos(\theta_m))}{2} \quad (1.65)$$

El parámetro P_r determina el nivel de variación en porcentaje de la excentricidad estática. La posición angular α está dada por

$$\alpha = \frac{P \theta_m}{2} \quad (1.66)$$

Por otra parte, el par generado es

$$T_e = \frac{P}{2} I_s^T T \left(\frac{P}{2} \theta_m + \frac{\pi}{2} \right) I_r \quad (1.67)$$

Por lo que la dinámica de la posición angular θ_m y la velocidad angular w_m bajo condiciones normales de operación del MI

$$\dot{\theta}_m = w_m \quad (1.68)$$

$$\dot{w}_m = \frac{1}{J}(T_e - \beta w_m - T_L) \quad (1.69)$$

Para inducir el efecto de la falla de balero en la pista interna, se propone modificar el coeficiente de fricción viscosa β en una sección de la periferia de la pista en un rango delimitado por θ_{m1} y θ_{m2} en grados como se muestra en 1.19, por lo cual bajo condiciones de falla se propone una nueva función que describe la derivada de la velocidad angular de la flecha del rotor $\dot{w}_{m_fb}$

$$\dot{w}_{m_fb} = \frac{1}{J}(T_e - \beta(\theta_m)w_m - T_L) \quad (1.70)$$

donde T_L es el par de carga y

$$\beta(\theta_m) = \beta\Delta_\beta \quad (1.71)$$

Los limites de variación del coeficiente de fricción viscosa β , θ_{m1} y θ_{m2} generar una distancia de variación angular d_θ

$$d_\theta = \theta_{m2} - \theta_{m1} \quad (1.72)$$

Se propone un tipo de daño particular en la pista interna del balero en el cual se provoca un escalón en cambio del coeficiente de fricción viscosa β , cuando la posición angular de la flecha del rotor θ_m se encuentra dentro del rango definido θ_{m2} a θ_{m1} . Se asume que $\theta_{m2} > \theta_{m1}$.

Un factor de variación del coeficiente de fricción viscosa Δ_β toma diferentes valores en función de la posición angular de la flecha del rotor θ_m

- $\Delta_\beta = \Delta_p$ cuando $\theta_m > \theta_{m1}$ y $\theta_m < [\theta_{m1} + \frac{d_\theta}{2}]$
- $\Delta_\beta = -\Delta_p$ cuando $\theta_m > [\theta_{m1} + \frac{d_\theta}{2}]$ y $\theta_m < \theta_{m2}$
- $\Delta_\beta = 1$ cuando $\theta_m > \theta_{m2}$
- $\Delta_\beta = 1$ cuando $\theta_m < \theta_{m1}$

se tiene entonces que el factor de coeficiente de fricción viscosa Δ_β

$$\Delta_\beta = \begin{cases} \Delta_p, & \theta_{m1} \leq \theta_m \leq [\theta_{m1} + \frac{\theta_{m2}-\theta_{m1}}{2}] \\ -\Delta_p, & [\theta_{m1} + \frac{\theta_{m2}-\theta_{m1}}{2}] < \theta_m \leq \theta_{m2} \\ 1, & \theta_m > \theta_{m2} \\ 1, & \theta_m < \theta_{m1} \end{cases} \quad (1.73)$$

el término Δ_p , depende del rango de variación angular d_θ y del valor máximo establecido del coeficiente de fricción viscosa β_{m_max}

$$\Delta_p = \frac{\beta_{m_m\acute{a}x}}{\theta_{m2} - \theta_{m1}} \quad (1.74)$$

En (1.70), la función de la posición angular correspondiente al coeficiente de fricción viscosa $\beta(\theta_m)$ permite simular el fenómeno de desgaste de la pista interior del balero. Los parámetros θ_{m1} y θ_{m2} representan los límites inferior y superior de la posición angular de la flecha del rotor y $\beta_{m_m\acute{a}x}$ en (1.74) representa el valor máximo del coeficiente de fricción para la falla de balero.

Es importante mencionar que para los alcances del presente trabajo, solo se validarán de forma experimental las fallas eléctricas de estator y rotor.

1.5. Estimación de Parámetros del MI

Una incorrecta elección de los parámetros usados en un controlador de un MI y los parámetros reales de éste dan como resultado un control de velocidad, posición o par pobre. Para fines del diagnóstico de fallas basado en modelo ocasiona que la magnitud de los espectros de amplitud armónica de la firma de falla sean incorrectos. Una manera de resolver este problema es efectuar una serie de pruebas que permitan obtener un conjunto de valores de los parámetros antes de operar el motor en lazo cerrado o bien comparar resultados del diagnóstico de fallas. A estos métodos se les conoce como *métodos de identificación fuera de línea*.

Existen además numerosas posibilidades de actualizar los valores de los parámetros durante la operación de un accionador. Estas técnicas adaptan los valores de los parámetros durante el funcionamiento del sistema a través de un cierto algoritmo y se conocen como *métodos de identificación de parámetros en línea*.

La estimación de parámetros de los motores utilizados en el modelo propuesto se llevó a cabo siguiendo el procedimiento dado en [71]. Los parámetros estimados para los motores utilizados en las pruebas experimentales se muestran en la tabla 1.1. Se utilizó una frecuencia de muestreo $F_s = 25KHz$ para la adquisición del transitorio real de arranque del MI.

Los parámetros estimados tienen una precisión de 3 cifras significativas.

Tabla 1.1. Parámetros del MI de 3HP Siemens de alta eficiencia

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

Las corrientes de estator medidas y simuladas para cada una de las fases del MI sin falla en un arranque se muestran en la figura 1.20. Las curvas en rojo-verde-azul son las señales medidas, las curvas cyan-magenta-amarillo representan las corrientes simuladas con los parámetros estimados del MI.

Existen diferencias entre las corrientes reales y simuladas en el transitorio de arranque del MI debido principalmente a la dinámica mecánica no modelada, ya que se tiene en realidad un modelo estático del MI. Lo que se busca con el modelo propuesto es simular el diagnóstico de falla en el estado estacionario y en un esquema de lazo abierto.

Para la determinación de los parámetros del MI se efectuó la captura del transitorio de arranque al grupo de MI antes de ser alterados y se observó que existen ciertas diferencias mínimas uno respecto del otro y esto se debe a la imperfección en los procesos de manufactura del MI.

1.6. Porcentaje de Variación en Parámetros del MI

Las fallas en el MI son modeladas como un porcentaje de variación de resistencias e inductancias del estator y rotor para los casos de fallas eléctricas.

Es posible variar éstos parámetros en un rango de 0 % a 99 %. El valor de resistencia e inductancia en el modelo dinámico no puede ser igual a cero por que el modelo dinámico en el marco de referencia $a-b-c$ es una aproximación. Algunos efectos físicos no son considerados. Esta consideración es tomada en cuenta en trabajos reportados los cuales modelan fallas eléctricas de estator [69] y de rotor [72] mediante variaciones paramétricas de resistencia e inductancia.

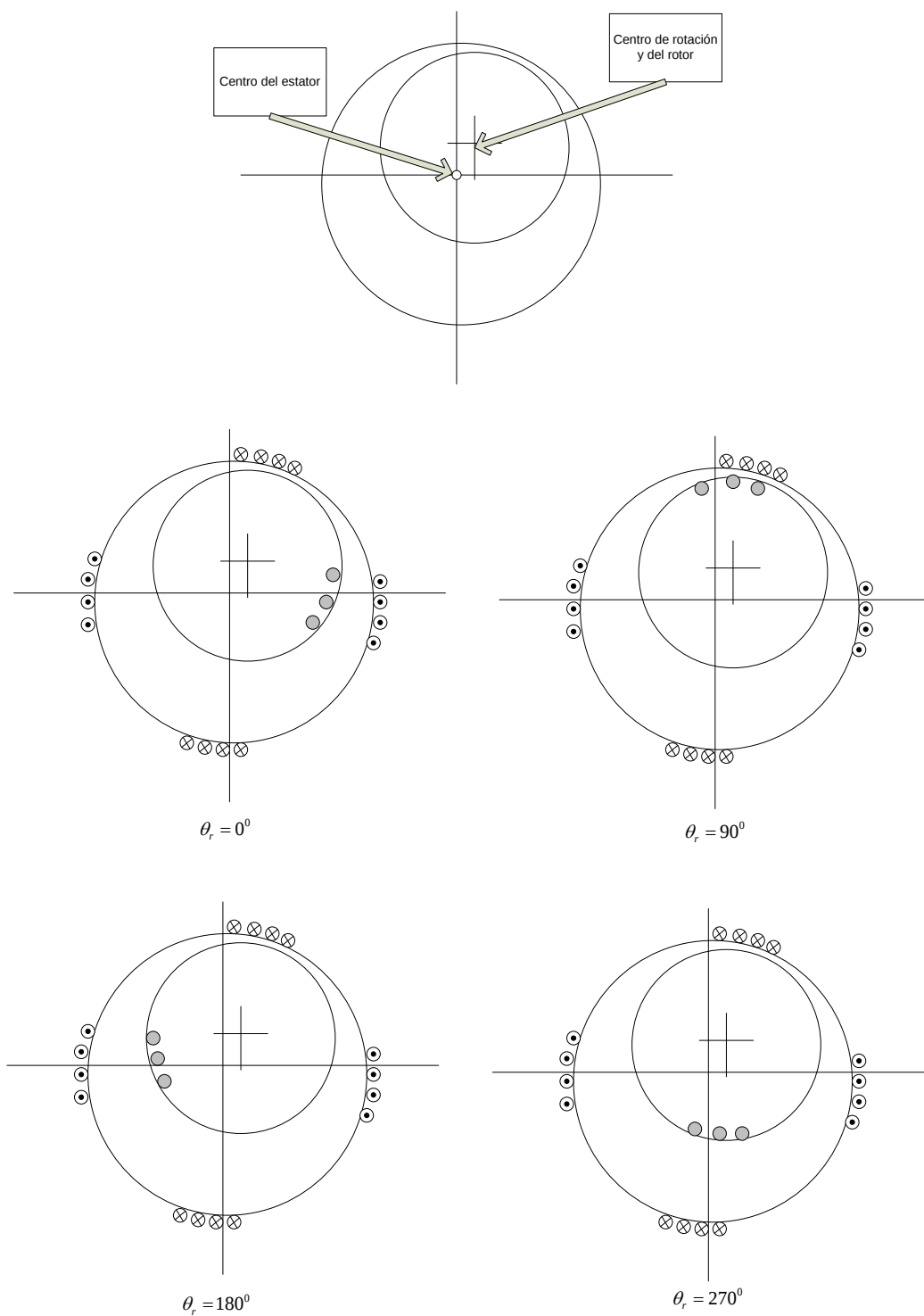


Figura 1.8. Excentricidad estática en el MI.

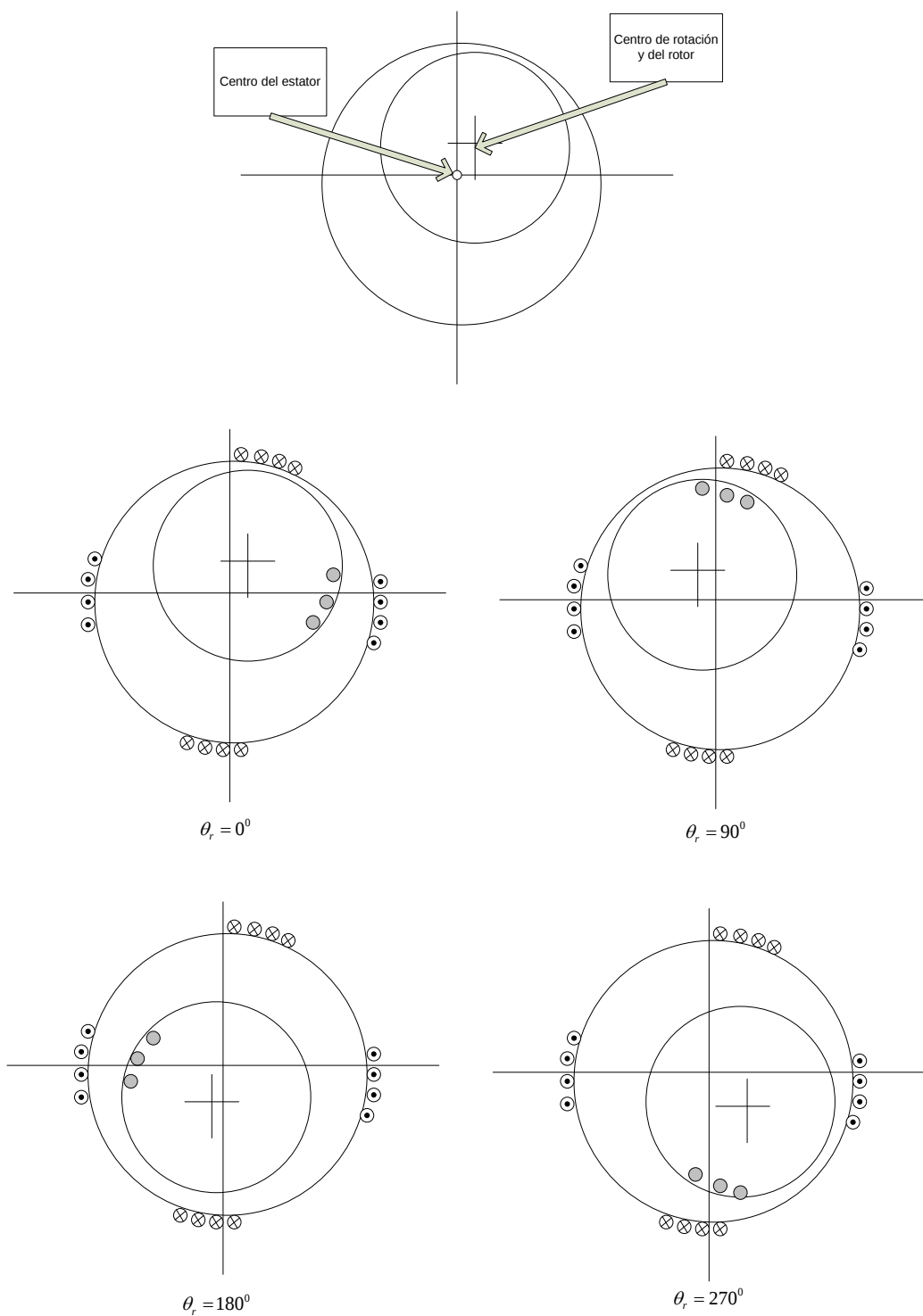


Figura 1.9. Excentricidad dinámica en el MI.

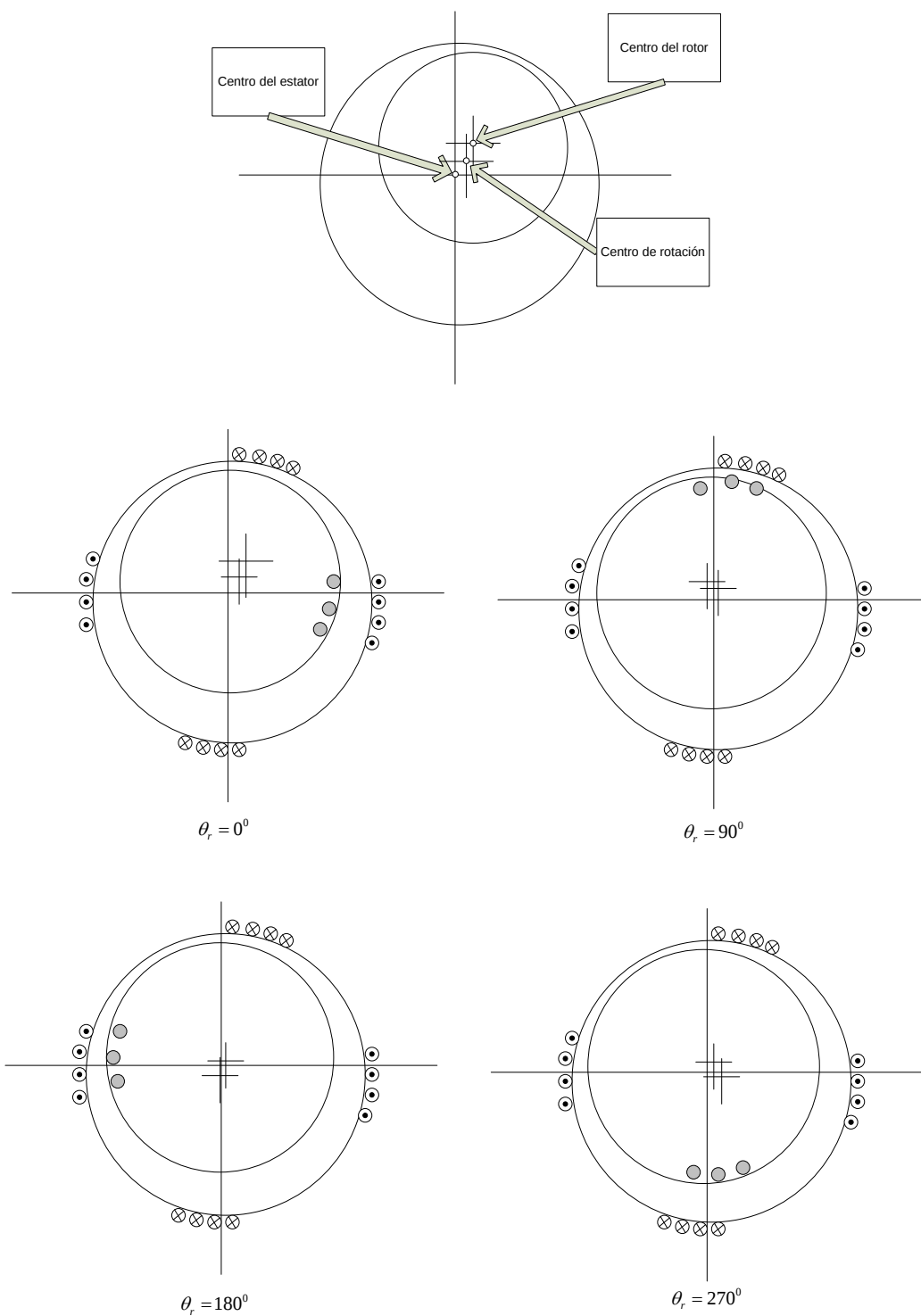


Figura 1.10. Excentricidad combinada en el MI.

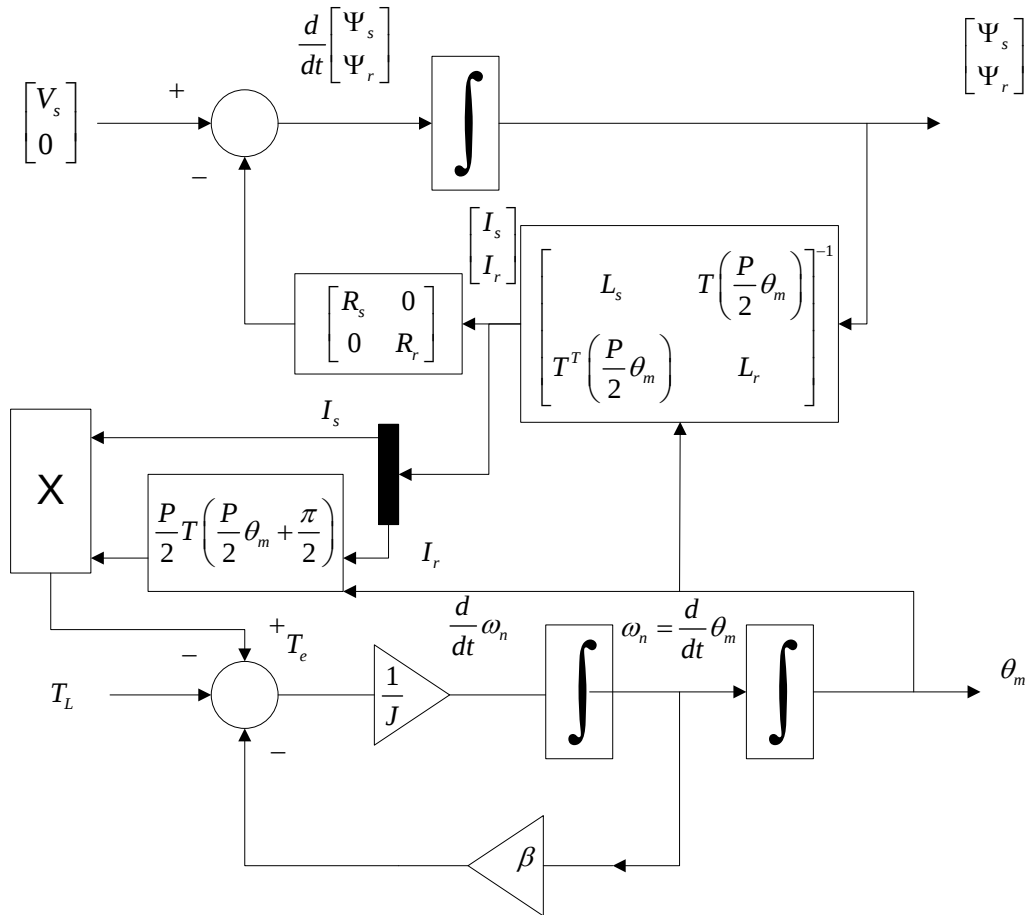


Figura 1.11. Modelo dinámico completo bajo condiciones de fallas eléctricas y mecánicas.

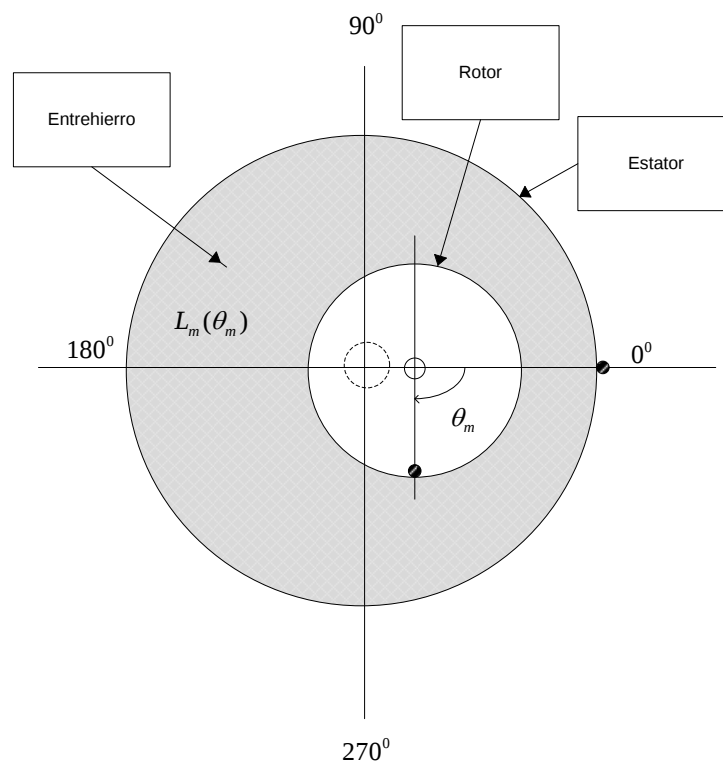


Figura 1.18. Variación de la inductancia mutua L_m debido a la variación del entrehierro.

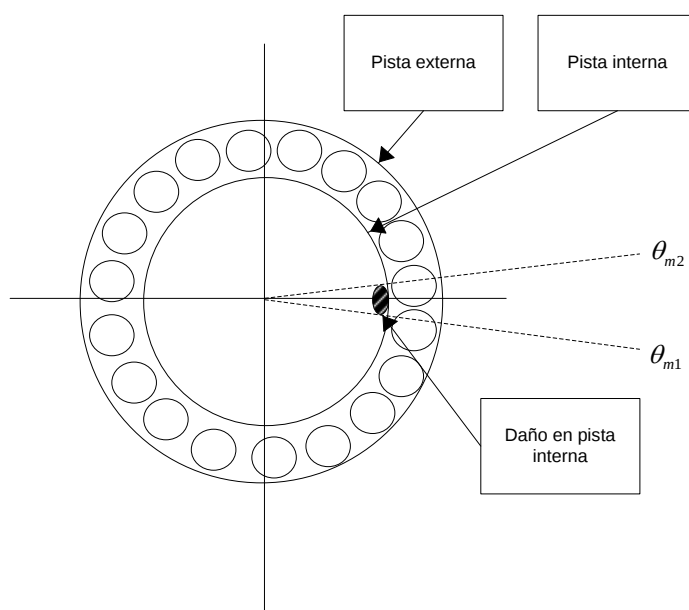


Figura 1.19. Variación del coeficiente de fricción viscosa β en función de la posición angular de la flecha del rotor θ_m .

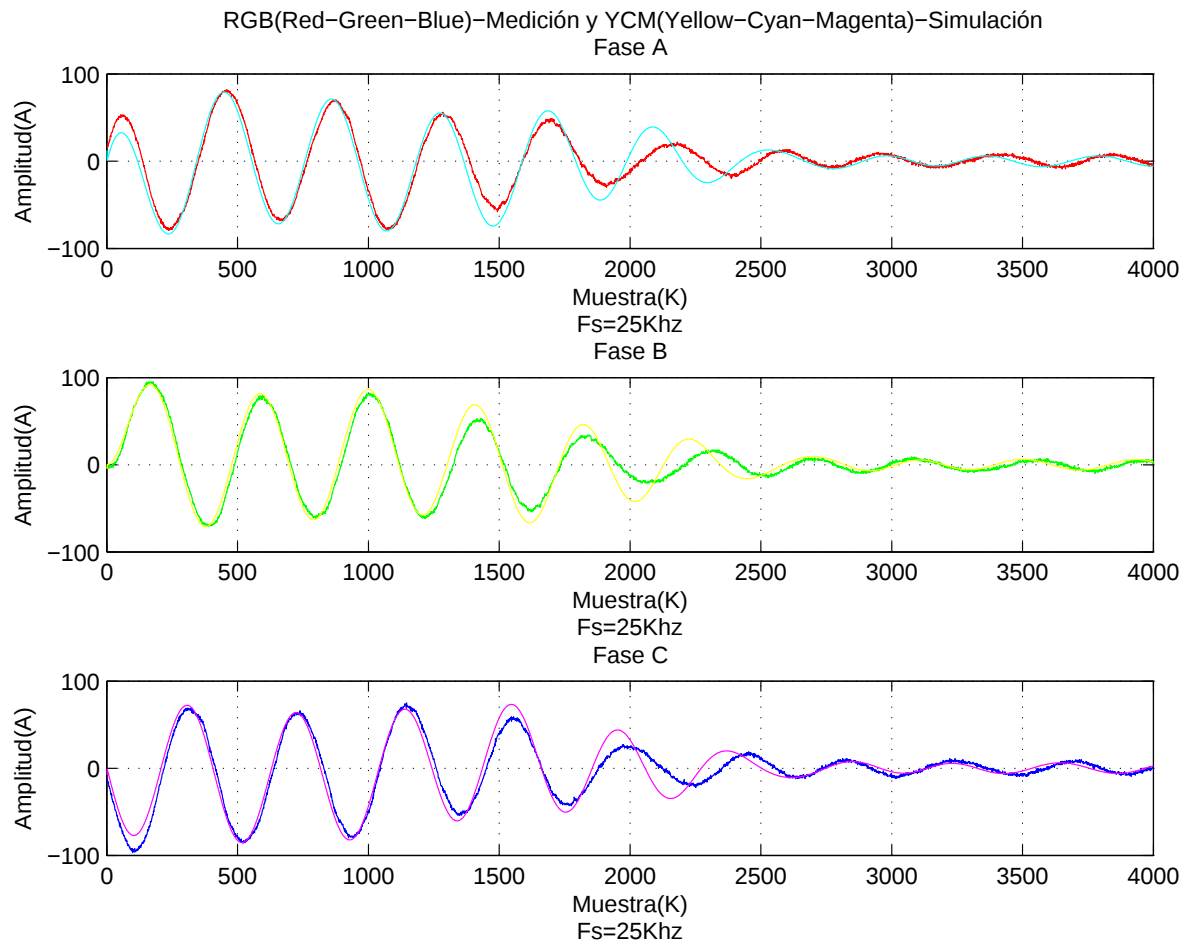


Figura 1.20. Formas de onda de las corriente medidas y simuladas del MI sin falla durante el arranque.

Capítulo 2

Técnicas de Diagnóstico de Fallas

En el presente trabajo se utiliza la técnica de análisis de firmas de las corrientes del motor (MCSA) en conjunto con el fasor de espacio instantáneo (ISP) de Park. Mediante esta técnica es posible detectar y asilar las fallas simultáneas. El procedimiento consiste básicamente en medir la señales de corriente del estator y mapearlas a un marco de referencia giratorio llamado $d - q$, si el ángulo del marco de referencia es nulo, se obtiene el marco de referencia $\alpha - \beta$ (Transformación de Concordia). Las corrientes en este marco de referencia se transforman utilizando el ISP, con lo que es posible detectar los valores máximos y mínimos del fasor y determinar las corrientes de secuencia positiva y negativa y como consecuencia el desbalance [73]. La firma resultante de falla es analizada utilizando herramientas tiempo frecuencia y redes neuronales artificiales (RNA).

Se han utilizado diversos enfoques para identificar el grado y la naturaleza de las fallas entre ellos se pueden mencionar:

1. Monitoreo por campo electromagnético.
2. Medición de temperatura.
3. Reconocimiento por radiación infrarroja.
4. Monitoreo por emisiones de radiofrecuencia.
5. Análisis químicos.
6. Mediciones de ruido acústico.
7. Análisis de firmas de corrientes del motor (MCSA).

8. Técnicas basadas en modelo.
9. Técnicas basadas en inteligencia artificial.

Todas estos enfoques pueden clasificarse en tres grupos básicos como se muestra en la tabla 2.1.

Tabla 2.1. Técnicas de diagnóstico de fallas más comunes en MIs.

Tipos de diagnóstico	Funcionamiento
Procesamiento de señales	Los métodos basados en procesamiento de señales no requieren modelo alguno del sistema a diagnosticar, entre estos métodos se encuentra el análisis de firmas de las señales de corrientes del motor MCSA que es el que se utiliza ampliamente en el presente trabajo, además existen otros enfoques como son biespectros, análisis con wavelets, entre otros, [61], [36], [12], [74], [75], [76], [77], [78], [79], [80], [81], [82]. Para el uso de estos métodos es necesaria la disponibilidad de sistemas de adquisición de datos de gran capacidad.
Basados en modelos	Estos métodos de diagnóstico de fallas hacen uso de redundancia analítica, es decir, se emplean modelos matemáticos del sistema monitoreado para comparar las señales obtenidas computacionalmente llamadas residuos con las señales medidas, con la diferencia obtenida se diagnostica la presencia de algún tipo de falla [16], [33], [54], [67] [83], [84], [85], [86], [55], [87], [88]. Los residuos obtenidos deben ser sólo sensibles ante fallas y no a perturbaciones, ruido en las mediciones e incertidumbres en el modelo dinámico considerado.
Basados en conocimiento	Estos métodos utilizan la información de los expertos en diagnóstico, la información utilizada proviene de los medios de diagnóstico para un MI con y sin falla para realizar el diseño de máquinas de aprendizaje, las cuales posteriormente podrán reconocer y clasificar patrones o características de acuerdo a la condición de falla. Entre estos métodos se encuentran las redes neuronales artificiales (RNA) y lógica difusa [89], [90], [91], [92], [93].

2.1. Fazor de Espacio Instantáneo (ISP) de Park

El esquema de diagnóstico de fallas adoptado se basa en el análisis del ISP ya que permite generar distintas firmas de falla (formas de onda del módulo ISP) provocadas por el desbalance de las corrientes del estator del MI debida a los diferentes escenarios de falla a diferencia de otros esquemas basados en modelos los cuales son susceptibles a la variación paramétrica. El ISP es también llamado vector de corrientes de Park.

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

$$\begin{aligned} i_a &= i_a^+ + i_a^- + i_a^0 \\ i_b &= i_b^+ + i_b^- + i_b^0 \\ i_c &= i_c^+ + i_c^- + i_c^0 \\ i_N &= i_N^+ + i_N^- + i_N^0 \end{aligned} \tag{2.1}$$

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

$$\begin{aligned} \tilde{I} &= \tilde{I}^+ + \tilde{I}^- + \tilde{I}^0 \\ \tilde{I}^+ &= \frac{2}{3}(i_a^+ + ai_b^+ + a^2i_c^+) = \tilde{I}^+ e^{j(wt+\varphi^+)} \\ \tilde{I}^- &= \frac{2}{3}(i_a^- + ai_b^- + a^2i_c^-) = \tilde{I}^- e^{j(-wt+\varphi^-)} \\ \tilde{I}^0 &= \frac{2}{3}(i_a^0 + ai_b^0 + a^2i_c^0) = 0 \end{aligned} \tag{2.2}$$

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

$$\begin{aligned} |\tilde{I}|^2 &= |\tilde{I}^+ + \tilde{I}^-|^2 \\ |\tilde{I}^+ + \tilde{I}^-|^2 &= (\tilde{I}^+)^2 + (\tilde{I}^-)^2 + \\ &2(\tilde{I}^+ \tilde{I}^-) \cos(2wt + \varphi^+ + \varphi^-) \end{aligned} \tag{2.3}$$

Tenemos que el valor promedio del cuadrado del ISP es:

$$\left\langle \left| \tilde{I} \right|^2 \right\rangle = (\tilde{I}^+)^2 + (\tilde{I}^-)^2 \quad (2.4)$$

De (2.3) se encuentra que $\left| \tilde{I} \right|^2$ tiene una característica distintiva, este valor oscila entre un máximo

$$\left| \tilde{I} \right|_M^2 = (\tilde{I}^+ + \tilde{I}^-)^2 \quad (2.5)$$

y un mínimo

$$\left| \tilde{I} \right|_m^2 = (\tilde{I}^+ - \tilde{I}^-)^2 \quad (2.6)$$

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

$$\begin{aligned} \hat{I}^+ &= (\left| \tilde{I} \right|_M + \left| \tilde{I} \right|_m)/2 \\ \hat{I}^- &= (\left| \tilde{I} \right|_M - \left| \tilde{I} \right|_m)/2 \end{aligned} \quad (2.7)$$

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

$$\%IU = 100 \frac{\hat{I}^-}{\hat{I}^+} = 100 \frac{\left| \tilde{I} \right|_M - \left| \tilde{I} \right|_m}{\left| \tilde{I} \right|_M + \left| \tilde{I} \right|_m} \quad (2.8)$$

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

2.2. Método de Análisis de Firmas de las Corrientes del Motor (MCSA)

En la figura 2.1 se muestra un esquema que ilustra el proceso de tratamiento de las corrientes del estator del MI. A la firma de falla resultante del ISP se le aplican básicamente dos técnicas:

- Transformada rápida de Fourier (FFT) base 2 con diezmado en tiempo.
- Redes neuronales artificiales (RNA).

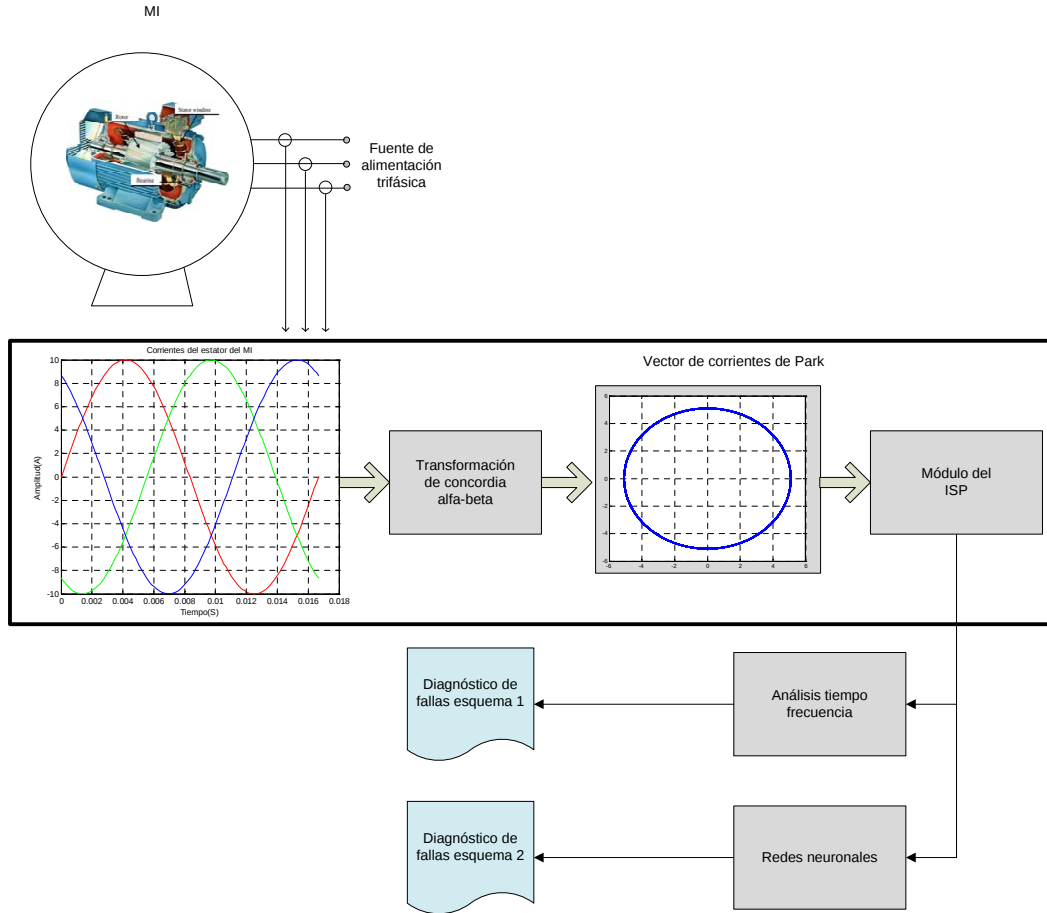


Figura 2.1. Esquema del diagnóstico de fallas del MI.

2.2.1. Transformación de Concordia

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

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_o \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & -\text{sen}(-\frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

La magnitud al cuadrado del ISP queda entonces

$$\|i_{\alpha\beta}\|^2 = i_\alpha^2 + i_\beta^2 \quad (2.11)$$

2.3. Análisis Espectral

El análisis espectral es el nombre dado a los métodos que transforman señales en el tiempo al dominio de la frecuencia. La representación espectral de una señal en tiempo es por consiguiente una colección de componentes en el dominio de la frecuencia, con cada una se especifica una frecuencia y una amplitud. La transformación se lleva a cabo usando técnicas del análisis de Fourier.

2.3.1. Transformada Discreta de Fourier (DFT)

La representación en series de Fourier de una señal periódica en tiempo continuo puede tener un número infinito de componentes de frecuencia, donde la separación en frecuencia de 2 componentes armónicas sucesivas es $1/T_p$ en donde T_p es el período de la componente fundamental.

Por el contrario el rango de frecuencias de señales en tiempo discreto se limita al intervalo $(-\pi, \pi)$ o $(0, 2\pi)$. Una señal discreta de período fundamental N puede tener componentes de frecuencias separadas $2\pi/N$ radianes a una frecuencia $f = 1/N$ ciclos.

Consecuentemente, la representación en series de Fourier de señales en tiempo discreto contendrá como máximo N componentes de frecuencia. Esta es la diferencia fundamental entre la representación en series de Fourier de señales de tiempo continuo y señales de tiempo discreto.

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores y que el sistema de adquisición real diseñado para el esquema de diagnóstico de fallas toma una cantidad limitada de muestras de las señales reales de tiempo continuo se generan ventanas las cuales adaptan la frecuencia de muestreo para hacerla un múltiplo de la frecuencia fundamental de la firma de falla estudiada.

La expresión llamada de síntesis (2.12) se le denomina serie de Fourier en tiempo discreto o DTFS.

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.12)$$

En la expresión denominada de análisis (2.13) los coeficientes C_k para $k = 0, 1, 2, 3 \dots N-1$ proporcionan la descripción de $x[n]$ en el dominio de la frecuencia, en el sentido de que C_k representa la amplitud y la fase asociada a la componente de frecuencia. C_k es una secuencia periódica de periodo fundamental N dada por:

$$C_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j\frac{2\pi kn}{N}} \quad (2.13)$$

Así pues el espectro de una señal $x[n]$ que es periódica de periodo N es una secuencia periódica de periodo N . Consecuentemente, cualesquiera N muestras consecutivas de la señal o de su espectro proporcionan una descripción completa de la señal, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia.

Aunque los coeficientes de Fourier constituyen una secuencia periódica se considerará el período $k = 0, 1, 2, \dots N-1$. Esto resulta conveniente ya que el intervalo $0 \leq w_k = \frac{2\pi K}{N} < 2\pi$ en frecuencia está asociado al intervalo en tiempo $0 \leq K \leq N-1$.

Por otra parte, el intervalo en frecuencia $-\pi \leq w_k = \frac{2\pi K}{N} \leq \pi$ se corresponde al intervalo en tiempo $-\frac{N}{2} < k < \frac{N}{2}$ que resulta inconveniente cuando N es impar.

Utilizando la identidad de Euler:

$$e^{\pm j\omega t} = \cos(\omega t) \pm j\sin(\omega t) \quad (2.14)$$

La expresión de análisis de la DFT queda como

$$C_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \left[\cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j\sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \right] \quad (2.15)$$

La magnitud correspondiente para la componente armónica de frecuencia 0 ó componente de CD, en donde $k = 0$, es entonces:

$$Mag(k) = \sqrt{C_{k_re}^2 + C_{k_im}^2} \quad \forall k = 0 \quad (2.16)$$

para el caso de las frecuencias diferentes a la componente de CD la magnitud es entonces

$$Mag(k) = 2\sqrt{C_{k_re}^2 + C_{k_im}^2} \quad \forall k \neq 0 \quad (2.17)$$

A cada magnitud le corresponde una frecuencia específica en el dominio del tiempo

$$\begin{aligned} f_{hz_C_k} &= f_{fun}k \\ f_{rad_C_k} &= f_{fun}2\pi k \end{aligned} \quad (2.18)$$

La frecuencia de la fundamental se obtiene con base en la frecuencia de muestreo F_s y el período discreto N

$$f_{fun} = \frac{F_s}{N} \quad (2.19)$$

En donde el periodo discreto N debe cumplir el principio de periodicidad discreta:

$$x[n] = x[n + N] \quad (2.20)$$

2.3.2. Transformada Rápida de Fourier (FFT)

Un aspecto importante del análisis frecuencial es la velocidad de computación cuando dicho análisis se realiza en una plataforma digital basada en un procesador de señales digitales. Esto lleva a la necesidad de utilizar el algoritmo rápido de la DFT: la FFT.

El proceso de obtención de la FFT del algoritmo implementado en el sistema de diagnóstico de fallas se puede resumir en los siguientes pasos:

1. Obtención de la periodicidad discreta N de la secuencia discreta $x[n]$.
2. Obtención de la componente fundamental F_{fun} con base en la frecuencia de muestreo F_s .
3. Cálculo del número de etapas que tendrá la operación mariposa (ver apéndice A).
4. Pre-cálculo de las constantes de la exponencial compleja.
5. Diezmado en tiempo de la secuencia discreta $x[n]$.
6. Cálculo de la FFT con base 2 (FFT2) usando la operación mariposa básica.
7. Obtención del espectro de amplitud.
8. Asignación de correspondencia de magnitud y frecuencia armónica.

Los detalles de la implementación del algoritmo FFT2 se presentan en el apéndice A.

2.3.3. Caracterización de los Espectros de Firma de Falla

Para cada uno de los escenarios de falla eléctrica y mecánica se tiene un espectro de firma de falla del ISP. Las frecuencias características para cada una de las fallas eléctricas de rotor y estator, y mecánicas de balero y excentricidad asociadas firmas de falla del ISP han sido ya reportadas [79].

2.3.3.1. Espectro de Firma de Falla del Estator

Tomando en cuenta el hecho de que la existencia de componentes de corriente de secuencia negativa está directamente relacionada con la asimetría del motor, es clara la manifestación de la presencia de una falla del estator mediante el análisis espectral del ISP [12].

Para el caso de la falla eléctrica del estator $F_{estator}$, el espectro de firma de falla del ISP ocurre en múltiplos de n del doble de la frecuencia de la línea f_L , en donde $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$, [94]

$$F_{estator} = 2nf_L \quad (2.21)$$

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

$$F_{estator} = 2f_L \quad (2.22)$$

2.3.3.2. Espectro de Firma de Falla del Rotor

La falla de rotor F_{rotor} debida a barras rotas o ruptura en el anillo de cortocircuito del rotor tiene una espectro de firma de falla de baja frecuencia que depende del deslizamiento de la máquina s y de la frecuencia [95], [96], [34], :

$$F_{rotor} = 2sf_L \quad (2.23)$$

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

$$s = 1 - \frac{Pw_m}{2(2\pi f_L)} \quad (2.24)$$

2.3.3.3. Espectro de Firma de Falla de Balero

El espectro de firma de falla de balero estudiado tiene relación con una falla en particular en la cual se asume un desgaste de la pista interna del balero provocando un cambio drástico en cierta zona del perímetro del balero [36], dicha sección modifica el coeficiente de fricción viscosa β mediante la función propuesta en (1.71). La firma de falla aparece por lo general a la mitad de la frecuencia de alimentación f_L (con $n = 1$):

$$F_{balero} = n \frac{f_L}{2} \quad (2.25)$$

2.3.3.4. Espectro de Firma de Falla de Excentricidad Estática

La falla de excentricidad estática se induce en el modelo dinámico propuesto mediante una función (1.65), la cual efectúa una fluctuación de la inductancia mutua en la matriz de inductancias variables del modelo dinámico del MI. El espectro de firma de falla para el caso de la excentricidad estática resultante genera un espectro de firma de falla similar al de la falla de balero cercano a la mitad de la frecuencia de alimentación f_L como se muestra [52], [51], [94]:

$$F_{excentricidad} = n \frac{f_L}{2} - s \quad (2.26)$$

La caracterización de los espectros de firma de falla para los diferentes escenarios de falla eléctrica de rotor y estator así como mecánicas de balero y excentricidad estática se muestran en la figura 2.2.

Para los escenarios de falla mecánica de balero y excentricidad también se presentan espectros de frecuencias del ISP múltiplos de los estudiados en el presente trabajo y que han sido ya reportados [79] los cuales también se muestran en la figura 2.2.

2.4. Redes Neuronales Artificiales (RNAs)

Existen numerosas formas de definir lo que son las redes neuronales artificiales (RNAs), desde las definiciones cortas hasta las que intentan explicar más detalladamente lo que significa *red neuronal o computación neuronal*. Una definición formal es:

Las redes neuronales artificiales son redes interconectadas masivamente en paralelo de elementos simples (usualmente adaptativos) y con organización jerárquica, las cuales intentan interactuar con objetos del mundo real del mismo modo que lo hace el sistema nervioso biológico [97].

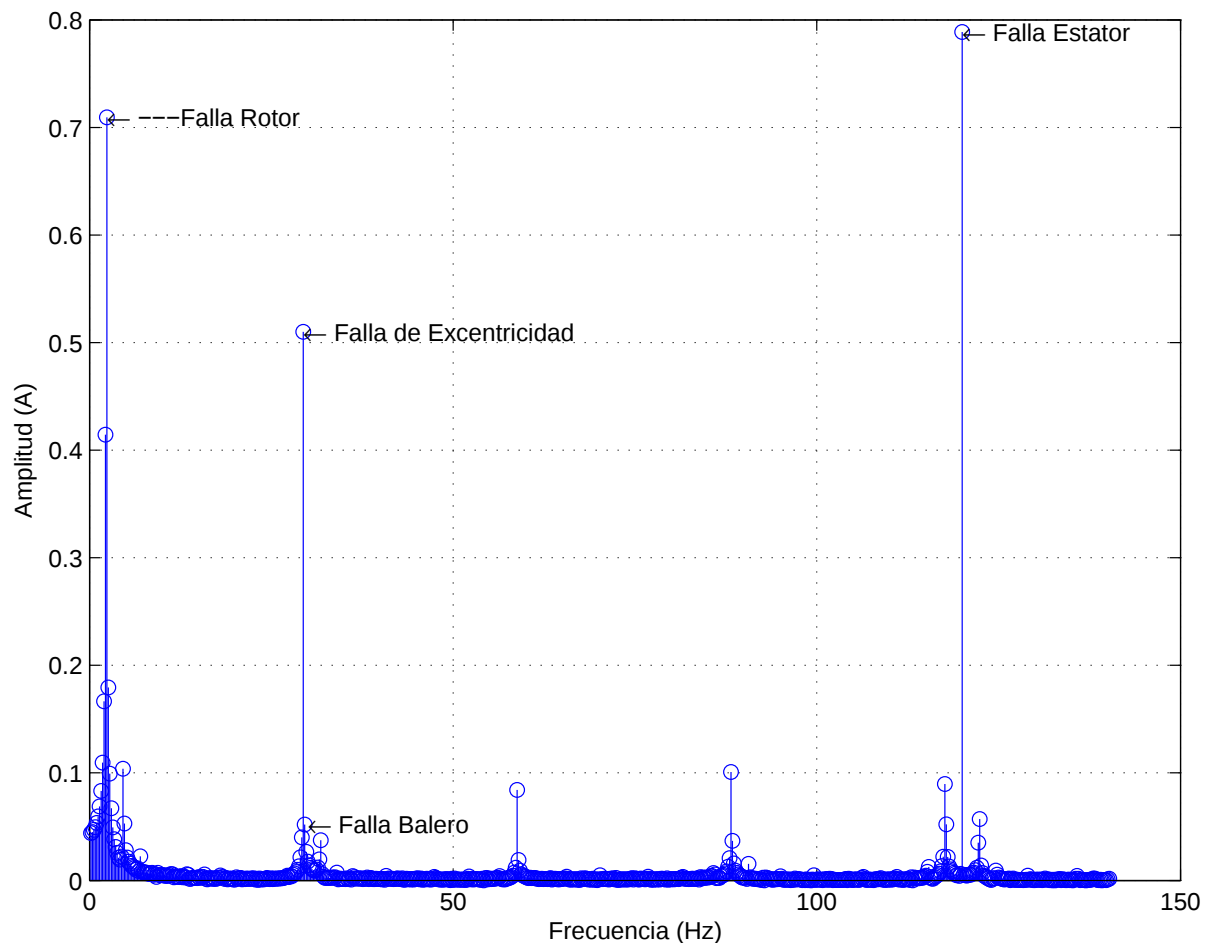


Figura 2.2. Caracterización de los diferentes espectros de firma de fallas eléctricas y mecánicas.

Es necesario destacar que tales computadoras neuronales no ejecutan las típicas instrucciones de máquina de las computadoras digitales, a menos que estén hechas para emular el comportamiento de las redes neuronales físicas. En principio, la operación de proceso básico realizada por todos los procesadores elementales es una operación analógica de transformación de sus señales de entrada [98].

En las redes neuronales biológicas, las células neuronales (neuronas) corresponden a los elementos de procesos anteriores. Las interconexiones se realizan por medio de las ramas de salida (axones) que producen un número variable de conexiones (sinapsis) con otras neuronas (o quizás con otras partes, como músculos y glándulas). Las RNAs son simples elementos de proceso interconectados.

La compleja operación de las RNAs es el resultado de abundantes lazos de retroalimentación junto con *no linealidades* de los elementos del proceso y cambios adaptativos de sus parámetros, que pueden definir incluso fenómenos dinámicos muy complicados.

Una peculiaridad de las redes neuronales biológicas es su tamaño, en todo el sistema nervioso central hay del orden de 10^{11} neuronas, pero el número de interconexiones es aún mayor, probablemente sobre las 10^{15} [99]. No parece posible programar las funciones de dicho sistema de acuerdo con un plan principal, teniendo en cuenta además que el tamaño y la estructura de la red están cambiando radicalmente durante y después de la niñez, cuando está ya en uso.

2.4.1. Ventajas de las Redes Neuronales

Debido a su constitución y a sus fundamentos, las RNA presentan un gran número de características semejantes a las del cerebro. Por ejemplo, son capaces de aprender de la experiencia, de generalizar de casos anteriores a nuevos casos, de abstraer características esenciales a partir de entradas que representan información relevante, etc. Esto hace que ofrezcan numerosas ventajas y que este tipo de tecnología se esté aplicando en múltiples áreas. Estas ventajas incluyen [100]:

- *Aprendizaje adaptativo*: Capacidad de aprender a realizar tareas basadas en un entrenamiento o una experiencia inicial.
- *Autoorganización*: Una red RNA puede crear su propia organización de la información que recibe mediante una etapa de aprendizaje.
- *Tolerancia a fallos*: La destrucción parcial de una red conduce a una degradación en su estructura, sin embargo, algunas capacidades de la red se pueden retener, incluso sufriendo un gran daño.
- *Operación en tiempo real*: Los computadores neuronales pueden ser realizados en paralelo, y se diseñan y fabrican con hardware especial para obtener esta capacidad.
- *Fácil inserción dentro de la tecnología existente*: Se pueden obtener chips especializados para RNA que mejoran su capacidad en ciertas tareas. Ello facilitará la integración modular en los sistemas existentes.

2.4.2. La RNA Feed Forward Backpropagation (FFBP)

En 1986, Rumelhart, Hinton y Williams [101], basándose en los trabajos de otros investigadores [102], [103] formalizaron un método para que la red neuronal aprendiera la

asociación que existe entre los patrones de entrada de la misma y las clases correspondientes, utilizando más niveles de neuronas que los que utilizó Rosenblatt para desarrollar el Perceptron. Este método es en general conocido como *backpropagation* (propagación del error hacia atrás), está basado en la generalización de la regla delta, y a pesar de sus propias limitaciones, ha ampliado de forma considerable el rango de aplicaciones de las RNAs.

El funcionamiento de una red *backpropagation* (BPN) consiste en un aprendizaje de un conjunto predefinido de pares de entradas-salidas dados como ejemplo, empleando un ciclo propagación-adaptación de dos fases: primero se aplica un patrón de entrada como estímulo para la primera capa de neuronas de la red, de esta manera se propaga a través de todas sus capas superiores hasta generar una salida, se compara el resultado obtenido en las neuronas de salida que se desea obtener y se calcula un valor del error para cada neurona de salida. A continuación, estos errores se transmiten hacia atrás, partiendo de la capa de salida, hacia todas las neuronas de la capa intermedia que contribuyan directamente a la salida, recibiendo el porcentaje de error aproximado a la participación de la neurona intermedia en la salida original. Este proceso se repite, capa por capa, hasta que todas las neuronas de la red hayan recibido un error que describa su aportación relativa al error total. Basándose en el valor del error recibido, se reajustan los pesos de la conexión de cada neurona, de manera que en la siguiente vez que se presente el mismo patrón, la salida esté más cercana a la deseada; es decir, el error disminuya.

La importancia de la red *backpropagation* consiste en su capacidad de autoadaptar los pesos de las neuronas de las capas intermedias para aprender la relación que existe entre un conjunto de patrones dados como ejemplo y sus salidas correspondientes. Para poder aplicar esta misma relación, después del entrenamiento, a nuevos vectores de entrada con ruido o incompletas, dando una salida activa si la nueva entrada es parecida a las presentadas durante el proceso de aprendizaje. Esta característica es importante y recibe el nombre de capacidad de *generalización*, entendida como la facilidad de dar salidas satisfactorias a entradas que el sistema no ha visto nunca en su fase de entrenamiento. La red debe encontrar una representación interna que le permita generar las salidas deseadas cuando se les dan entradas de entrenamiento, y que pueda aplicar, además, a entradas no representadas durante la etapa de aprendizaje para clasificarlas según las características que comparten con los ejemplos de entrenamiento.

2.4.2.1. Aplicación en el Diagnóstico de Fallas en el MI

La señal de firma de falla del ISP presentan una característica distintiva para cada uno de los escenarios de falla eléctrica y mecánica. Como la red neuronal *Feed Forward Back-propagation* presenta todas las características adecuadas para el reconocimiento de patrones

y además es una herramienta alternativa al análisis frecuencial del ISP, se desarrollaron los algoritmos de evaluación y entrenamiento de la red, para los escenarios eléctrico y mecánico en simulación y se validaron de forma experimental sólo para los casos de falla eléctrica de estator y rotor.

2.4.2.2. Algoritmo de Evaluación de la RNA FFBP

Para la implementación y uso de la red neuronal *Feed Forward Backpropagation* es necesario dividir la tarea en dos partes:

- La parte de evaluación o emisión del diagnóstico de falla con base en un grupo de ganancias w que representan el conocimiento de la red neuronal.
- El entrenamiento de la red, que para este caso es fuera de línea con base en un grupo de patrones conocidos (diferentes escenarios de fallas eléctricas y mecánicas).

Para el esquema de diagnóstico de fallas se probaron varias estructuras de redes neuronales con diferentes números de neuronas y capas pero lo primordial de este trabajo es la búsqueda en la optimización del tiempo de cálculo. Finalmente, se llegó a una estructura de cinco neuronas de entrada con funciones de transferencia del tipo *tangente sigmodal* (*tansig*) y una neurona de salida con una función de transferencia del tipo lineal como se muestra en 2.3.

La parte de evaluación o diagnóstico mediante el uso de la red neuronal consiste en aplicar una secuencia discreta de la señal de firma de falla ISP a la topología propuesta y con base en las ganancias w obtenidas del entrenamiento de cada una de las neuronas Net (Net_i para $i = 1..6$) contribuyen con una señal de salida.

La función de activación de cada neurona de capa oculta es el producto de la entrada X y la ganancia de aprendizaje o el conocimiento de la red w :

$$Net_{pj}^h = \sum_{i=1}^N W_{ji}^h X_{pi} + \theta_j^h \quad (2.27)$$

La salida de cada neurona individual de la capa oculta queda entonces como

$$y_{pj} = f_j^h (Net_{pj}^h) \quad (2.28)$$

En donde f es la función de transferencia seleccionada para cada neurona individual, para el caso de las cinco neuronas de la topología seleccionada de la capa de entrada (oculta) son funciones *tansig*

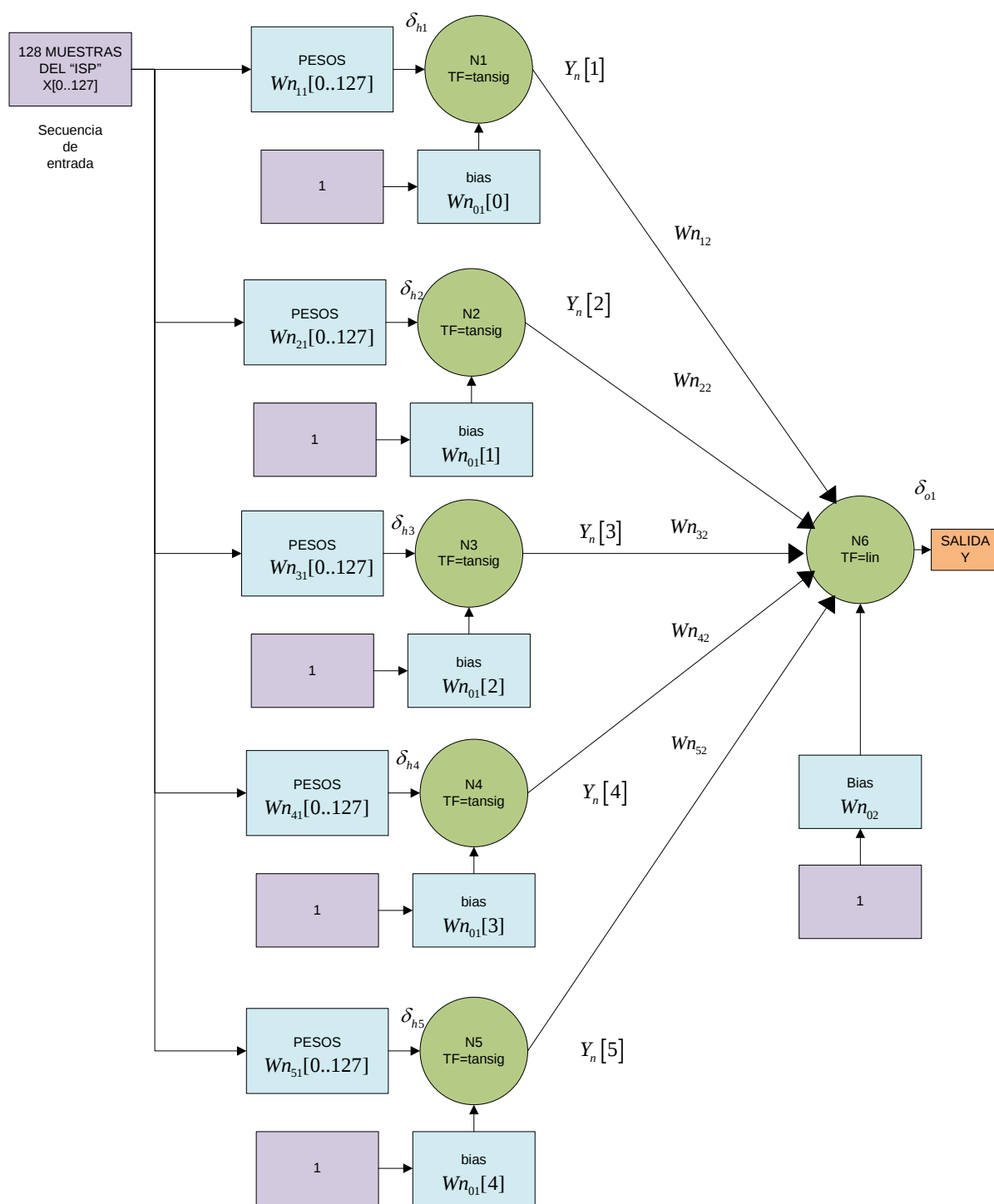


Figura 2.3. Red neuronal propuesta para el diagnóstico de fallas eléctricas y mecánicas.

$$f_j^h(x) = \frac{2}{1 + e^{-Net_{pj}^h}} - 1 \quad (2.29)$$

En cuanto a las neuronas de la capa de salida, la función de activación es similar a (2.27)

$$Net_{pk}^O = \sum_{j=1}^L W_{kj}^O Y_{pj} + \theta_k^O \quad (2.30)$$

De igual forma, la salida final de cada una de las neuronas de la capa de salida tiene similitud con (2.28)

$$y_{pk} = f_k^O (Net_{pk}^O) \quad (2.31)$$

La función de transferencia seleccionada para la topología de diagnóstico de fallas para la única neurona de salida es una *función lineal*

$$f_k^0(x) = Net_{pk}^O \quad (2.32)$$

Estas expresiones permiten aplicar una señal de firma de falla ISP a la entrada de la red neuronal y obtener una señal de salida que se encuentra dentro de un rango definido, a la cual se le asigna un valor deseado de salida para cada caso en particular de identificación de un patrón definido. Así cuando la red neuronal reconoce algún patrón de firma de falla, la salida se aproximará a dicho valor preestablecido en el proceso de entrenamiento de la red.

2.4.2.3. Entrenamiento de la RNA FFBP

La segunda parte del proceso necesario para utilizar la RNA del tipo FFBP y que es necesario efectuar previo a su utilización en el diagnóstico es el entrenamiento de la red. Esta red tiene la característica de que debe ser entrenada fuera de línea, es decir a diferencia de otras topologías de red que van aprendiendo conforme operan. La RNA seleccionada requiere contar con una serie de patrones de firma de falla previamente capturados y llevar un proceso de entrenamiento fuera de línea.

El proceso de entrenamiento consiste en obtener todos los pesos W_n de conocimiento o ganancias de la red los cuales le permiten a la red efectuar el reconocimiento de los patrones de firma de falla del MI.

Los pasos necesarios para efectuar el proceso de entrenamiento de la red neuronal son

1. Inicializa los pesos de la red W con valores base o pivote.
2. Se obtiene la salida de la red Y neuronal con los valores base.

3. Se evalúa el error δ_{oj} de las neuronas de salida con base en un factor de aprendizaje α .

El error para la capa de salida es la diferencia entre el valor de salida deseado Y_{des} y la salida obtenida por la red neuronal Y

$$\delta_{oj} = Y_{des} - Y \quad (2.33)$$

4. Se efectúa un reajuste de los valores de los pesos W de las neuronas de la capa de salida.

$$Wn_{oj} = Wn_{oj} + \alpha \delta_{oj} \frac{df_j^0}{dx} Y_n \quad (2.34)$$

5. Se evalúa el error δ_{hj} de las neuronas de las capas ocultas h y se reajustan sus pesos W hasta llegar a la capa de entrada.

$$\delta_{hj} = Wn_{oj} \delta_{oj} \quad (2.35)$$

$$Wn_{hj} = Wn_{hj} + \alpha \delta_{hj} \frac{df_j^h}{dx} x \quad (2.36)$$

6. Se repite el proceso desde el paso 2 hasta el paso 5 para cada patrón de entrada que se desea que la RNA aprenda.
7. Este proceso termina hasta lograr un error mínimo deseado o que se cumplan un cierto número de iteraciones del algoritmo de entrenamiento para cada patrón de entrada.

2.4.2.4. Inicialización de Pesos W de la RNA en el Entrenamiento

En esta etapa del algoritmo lo que se hace es básicamente inicializar todos los pesos de la red w con valores pivote, cuando se tiene un cierto grado de conocimiento del problema a resolver es conveniente inicializar los pesos con valores cercanos a los conocidos, esto permite que el algoritmo de entrenamiento converga mucho más rápido.

En la topología seleccionada existen $n + 1$ pesos w ya que se selecciona una entrada llamada *bias* la cual tiene una entrada constante en 1 para darle mayor estabilidad al algoritmo de entrenamiento como se muestra en la figura 2.4.

Para asignar dichos pesos algunos autores sugieren valores pequeños como 0.5 para lograr la convergencia del algoritmo. En caso de no lograrla hay que reajustar en un proceso de prueba y error [99]. Es además importante considerar el factor de aprendizaje α para lograr la convergencia del algoritmo de gradiente.

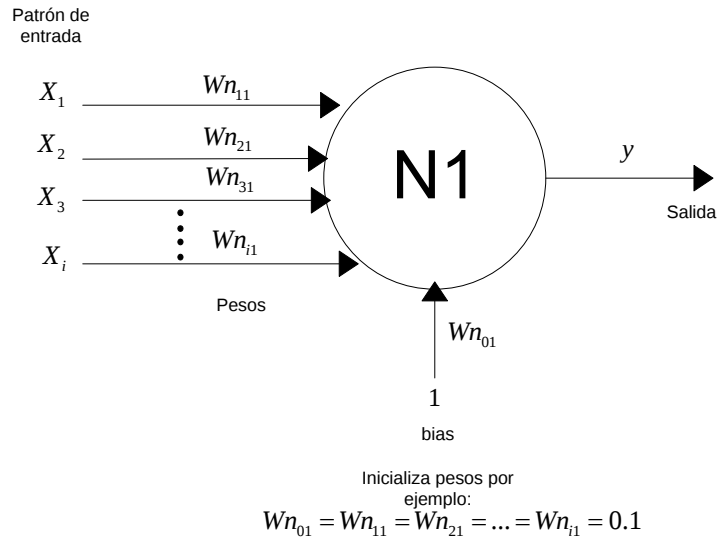


Figura 2.4. Inicialización de pesos en el proceso de entrenamiento de la red FFBP.

2.4.2.5. Obtención de la Salida Actual de la RNA FFBP

Con los pesos actuales wn_{rc} se efectúa el cálculo de la salida aportada por cada neurona.

Para N1

$$Sum_1 = \sum_{i=1}^{128} x[i] W_{n11}[i]$$

$$yn_1 = \tan sig(Sum_1) = \left[\frac{2}{1+e^{-2Sum_1}} - 1 \right] \quad (2.37)$$

Para N2

$$Sum_2 = \sum_{i=1}^{128} x[i] W_{n21}[i]$$

$$yn_2 = \tan sig(Sum_2) = \left[\frac{2}{1+e^{-2Sum_2}} - 1 \right] \quad (2.38)$$

Para N3

$$Sum_3 = \sum_{i=1}^{128} x[i] W_{n31}[i]$$

$$yn_3 = \tan sig(Sum_3) = \left[\frac{2}{1+e^{-2Sum_3}} - 1 \right] \quad (2.39)$$

Para N4

$$\begin{aligned}
Sum_4 &= \sum_{i=1}^{128} x[i] W n_{41}[i] \\
yn_4 &= \tan sig(Sum_4) = \left[\frac{2}{1+e^{-2Sum_4}} - 1 \right]
\end{aligned} \tag{2.40}$$

Para N5

$$\begin{aligned}
Sum_5 &= \sum_{i=1}^{128} x[i] W n_{51}[i] \\
yn_5 &= \tan sig(Sum_5) = \left[\frac{2}{1+e^{-2Sum_5}} - 1 \right]
\end{aligned} \tag{2.41}$$

Para N6

$$\begin{aligned}
Sum_6 &= \sum_{i=1}^{128} x[i] W n_{61}[i] \\
yn_6 &= puerlin(Sum_6) = Sum_6
\end{aligned} \tag{2.42}$$

Entonces consiste en propagar el patrón discreto de entrada o señal de entrada hasta la salida de la red con los pesos de conocimiento w actuales.

2.4.2.6. Evaluación del Error de la RNA FFBP en Capa de Salida

Lo que se busca es *obligar* a la red neuronal a producir una cierta salida con base en un patrón de entrada dado. Para comenzar a iterar es necesario establecer una condición de término del algoritmo, existen dos condiciones básicas:

- Error deseado de salida con valores muy pequeños como 1×10^{-10} como se sugiere en [99].
- El número de entrenamientos deseados *epochs*, por lo general, es un número grande (100,000 por ejemplo) y generalmente cuando se eligen adecuadamente los pesos de conocimiento pivote w y el factor de aprendizaje α el algoritmo converge antes de esta cantidad de entrenamientos pero no siempre lo hace y terminaría sin lograr el aprendizaje cuando se cumpla el número de iteraciones propuesto.

El error de la última capa de la red δ_o es el más directo de evaluar y consiste en determinar la diferencia entre el valor obtenido y_a y el valor deseado y_d para un cierto patrón de entrada. En la topología seleccionada para el sistema de diagnóstico de fallas sólo cuenta con una neurona de salida por lo que el error se evalúa como:

$$\delta_o = (y_d - y_a) \tag{2.43}$$

La δ se determina por patrón de entrada y es un escalar, y se reajustan los pesos w , para la neurona de salida, los nuevos pesos son:

$$Wn_{12}[1..5] = Wn_{12}[1..5] + \alpha \delta_{01} \frac{df_{N1}}{dx} y_{12}[1..5] \quad (2.44)$$

El reajuste del peso del bias para la neurona de salida es:

$$Wn_{12}[0] = Wn_{12}[0] + \alpha \delta_{01} \frac{df_{N1}}{dx}(1) \quad (2.45)$$

Para el caso de la neurona de salida la función de transferencia es:

$$f(x) = x \quad (2.46)$$

La derivada de dicha función de transferencia entonces queda como:

$$\frac{df}{dx} = 1 \quad (2.47)$$

Elegir el paso adecuado influye en la velocidad con la que converge el algoritmo. Esta velocidad se controla a través de la constante de proporcionalidad o tasa de aprendizaje α . Normalmente, α debe ser un número pequeño. El rango de la tasa de aprendizaje α sugerido en la literatura [104], [105] es:

$$0.05 \leq \alpha \leq 0.25 \quad (2.48)$$

2.4.2.7. Evaluación del Error de la RNA FFBP en Capa Oculta

Cualquier capa que no sea la capa de salida se conoce como capa oculta, para la arquitectura de red seleccionada se cuentan con 5 neuronas de entrada solamente antes de la única neurona de salida.

El error para N1

$$\delta_1^h = Wn_{12} \delta_{01} \quad (2.49)$$

El error para N2

$$\delta_2^h = Wn_{22} \delta_{01} \quad (2.50)$$

El error para N3

$$\delta_3^h = Wn_{23} \delta_{01} \quad (2.51)$$

El error para N4

$$\delta_4^h = W n_{24} \delta_{01} \quad (2.52)$$

El error para N5

$$\delta_5^h = W n_{25} \delta_{01} \quad (2.53)$$

Para el caso de la capa de entrada (oculta) la función de transferencia es una función *tangsig* cuya derivada es

$$\frac{df}{dx} = 2x(1 - x) \quad (2.54)$$

Al igual que la neurona de salida, para la topología de diagnóstico de fallas se efectúa con base en el error δ_i^h un reajuste de los pesos W . Para cada una de las neuronas de entrada se tienen 128 pesos uno por cada muestra discreta de la secuencia del ISP de la firma de falla.

Para N1, en donde $i=1, \dots, 128$

$$W n_{11}[i] = W n_{11}[i] + \alpha \delta_1^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.55)$$

Para N2

$$W n_{21}[i] = W n_{21}[i] + \alpha \delta_2^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.56)$$

Para N3

$$W n_{31}[i] = W n_{31}[i] + \alpha \delta_3^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.57)$$

Para N4

$$W n_{41}[i] = W n_{41}[i] + \alpha \delta_4^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.58)$$

Para N5

$$W n_{51}[i] = W n_{51}[i] + \alpha \delta_5^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.59)$$

De forma similar el peso del bias

Para N1

$$W n_{11}[0] = W n_{11}[0] + \alpha \delta_1^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.60)$$

Para N2

$$Wn_{21}[0] = Wn_{21}[0] + \alpha \delta_2^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.61)$$

Para N3

$$Wn_{31}[0] = Wn_{31}[0] + \alpha \delta_3^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.62)$$

Para N4

$$Wn_{41}[0] = Wn_{41}[0] + \alpha \delta_4^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.63)$$

Para N5

$$Wn_{51}[0] = Wn_{51}[0] + \alpha \delta_5^h \frac{df}{dx_i} x_i \quad (2.64)$$

Terminando así la retropropagación habiendo reajustado los pesos para cada patrón de entrada.

2.4.2.8. Repetición de n Patrones de Entrada a la RNA FFBP

Para el caso particular del diagnóstico de fallas cada ciclo de entrenamiento *epoch* se ejecuta aplicando cinco patrones de entrada:

- Caso sin falla.
- Falla de estator.
- Falla de rotor.
- Falla de balero.
- Falla de excentricidad estática.

2.4.2.9. Finalización del Proceso de Entrenamiento de la RNA FFBP

La finalización del entrenamiento de la RNA se da cuando el error cuadrático medio (MSE) es menor que un cierto valor de umbral. Esto aplica para cada patrón de entrada deseado, en donde $i = 1, \dots, 128$ para el caso particular de los escenarios de falla antes mencionados es:

$$MSE(i) = \frac{1}{2} (y_d(i) - y_a(i))^2 \quad (2.65)$$

Para el caso de nuestros 5 patrones P de entrada se obtiene un valor promedio de error

$$e_{prom} = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^5 MSE(i) \quad (2.66)$$

Dicho error promedio e_{prom} debe ser menor o igual a un cierto nivel de umbral definido. Para el caso particular de los algoritmos implementados en el sistema de diagnóstico de fallas el umbral utilizado es:

$$\begin{aligned} e_{prom} &\leq Umbral_error \\ Umbral_error &= 1 \times 10^{-12} \end{aligned} \quad (2.67)$$

En caso de no converger el MSE, el fin del algoritmos se da por número de entrenamientos *epochs* (100,000).

En caso de no converger se tiene la alternativa de probar con diferentes valores del factor de aprendizaje α o bien cambiar los valores deseados de salda de la red neuronal. Es importante mencionar que dependiendo del grado de similitud de los patrones de entrada será la cantidad de neuronas y capas que se requieren para lograr el proceso de entrenamiento de la red, no siempre se logra con una misma topología la finalización con éxito del proceso de entrenamiento por lo que existe un número infinito de combinaciones para lograrlo.

2.4.2.10. Umbrales de Detección de la RNA FFBP

Los umbrales de detección al igual que en el esquema de diagnóstico de fallas basado en el análisis de la magnitud de los espectros de firma de falla se fija mediante un porcentaje de variación de la señal de salida de la RNA. Debido a los cambios presentados en el MI por el proceso de manufactura se tendrán variaciones en la salida de la RNA, considerando esta variación se fija un umbral que considere este porcentaje de variabilidad lo cual conlleva a no tener que reajustar umbrales al efectuar el cambio de MI a diagnosticar siendo éste de las mismas características.

El entrenamiento de la RNA se efectúa utilizando el patrón del ISP a cierta frecuencia del espectro de firma de falla, por lo que para el análisis de otras frecuencias del patrón del ISP será necesario entrenar la red efectuando combinaciones de patrones ISP para lograr el diagnóstico.

Capítulo 3

Banco de Pruebas para Diagnóstico de Fallas en Motores de Inducción

En este capítulo se presenta un banco de pruebas desarrollado para evaluar algoritmos de diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas con especial énfasis en motores de inducción (MI).

El banco de pruebas se construyó de manera modular y consta de las siguientes partes:

- Un sistema embebido de monitoreo y diagnóstico de fallas en tiempo real basado en el procesador de señales digitales (DSP) Texas Instrument TMS320F28335 con la instrumentación necesaria para la adquisición de las señales de la máquina a diagnosticar.
- Un conjunto de MI trifásicos de 3 *HP* modificados con diferentes tipos de fallas de rotor y estator, estos motores se montan en una base en la cual se les acopla un máquina de corriente directa (CD) a través de la cual es posible aplicarles diferentes niveles de par de carga mediante una resistencia de regeneración.
- Un programa para computadora personal en lenguaje Delphi que incorpora los algoritmos de diagnóstico del sistema embebido y que permite disponer de un medio redundante de monitoreo y diagnóstico también en tiempo real con amplias posibilidades de graficación.

Un esquema general del sistema desarrollado en el cual se puede apreciar la parte redundante de los algoritmos de diagnóstico de fallas así como algunas capacidades de adquisición y tratamiento de señales, control del MI y del chopper para generar el par de carga se muestra en la figura 3.1.

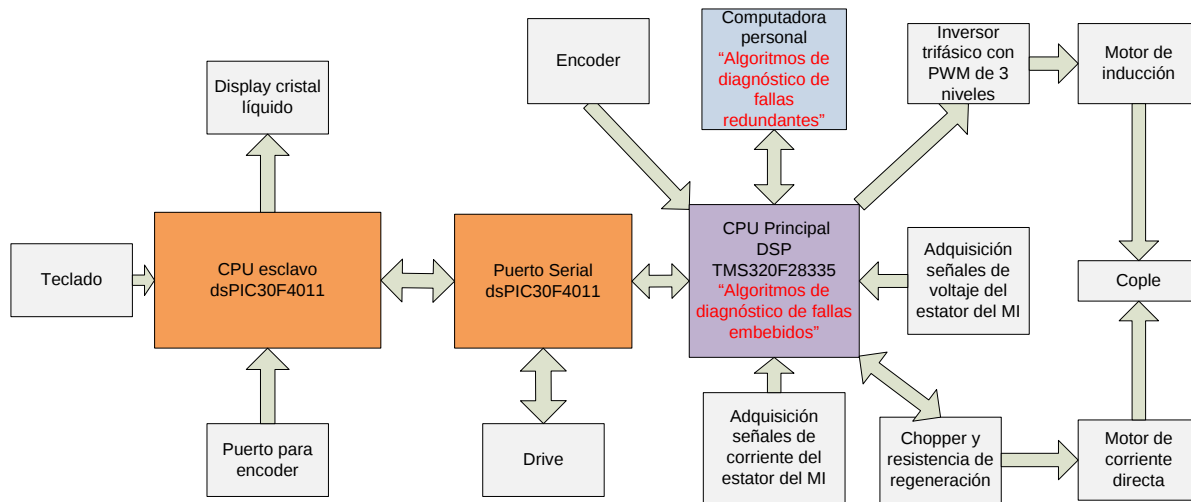


Figura 3.1. Sistema redundante de hardware y software para el diagnóstico de fallas en el MI.

3.1. Sistema Embebido de Diagnóstico de Fallas

La primera parte desarrollada para el sistema de diagnóstico de fallas es la etapa electrónica basada en el DSP TMS320F28335 el cual efectúa las siguientes actividades

- Comunicación en tiempo real con la PC.
- Adquisición de las señales de corriente del estator.
- Adquisición de las señales de tensión del estator.
- Generación del patrón PWM trifásico senoidal para el inversor trifásico que permite controlar la velocidad del MI.
- Adquisición de las señales del sensor de posición mecánica (encoder óptico) para conocer la posición angular de la flecha del rotor.
- Comunicación continua con el DSP esclavo dsPIC30F4011 el cual efectúa funciones de exhibición de información, captura de datos y alternas.
- Control del chopper de cuatro cuadrantes para variar par de carga.

3.1.1. Adquisición de Señales de Corriente de Estator del MI

El sistema de diagnóstico de fallas se basa en la firma de falla generada por el desbalance debido a la falla del ISP. Las señales del estator son adquiridas mediante el uso de sensores de efecto Hall. Las corrientes del estator son mapeadas al marco de referencia dq para su tratamiento con los diferentes algoritmos expuestos en el Capítulo 2.

El esquema de adquisición diseñado de las corrientes del estator se muestra en la figura 3.2. El sensor utilizado RSS-300A tiene un tiempo de respuesta menor de $3\mu s$ por lo que presenta un buen ancho de banda mayor a $300KHz$, la limitación es el filtro anti-aliasing del sistema de adquisición de datos el cual fué calculado a $6KHz$ puesto que las frecuencias de firma de falla de interés son menores a $200Hz$.

3.1.2. Adquisición de Señales de Voltaje de Estator del MI

Las señales de voltaje del estator son adquiridas mediante el uso de un divisor de voltaje basado en resistencias, esta señal se aísla ópticamente utilizando el optocoplador lineal Sharp HCPL7800. El diseño de la tarjeta de adquisición de voltajes consta básicamente de las siguientes etapas:

- Un amplificador de nivel para darle la ganancia adecuada.
- Un circuito de protección de la señal de salida para garantizar en todo momento un nivel de voltaje en los rangos de 0 a 3 V.

Al igual que en el caso del sistema de adquisición de señales de corriente del estator, para este caso el optocoplador lineal tiene un ancho de banda de $85KHz$, y el amplificador operacional LT1013CP tiene una ancho de banda de $1MHz$, el ancho de banda queda limitado a frecuencias inferiores a $6KHz$ debido al filtro anti-aliasing incorporado al sistema de adquisición de datos.

En la figura 3.3 se muestra el esquema a bloques del sistema diseñado para la adquisición de señales de voltaje del estator.

3.1.3. Generación de Patrón PWM Trifásico para Control de la Velocidad del MI

El sistema también genera el patrón de la señal de PWM trifásico necesaria para mover el MI que se va a diagnosticar. El patrón PWM trifásico se genera por el hardware del DSP principal empleando una señal portadora triangular centrada de $8KHz$, la cual es

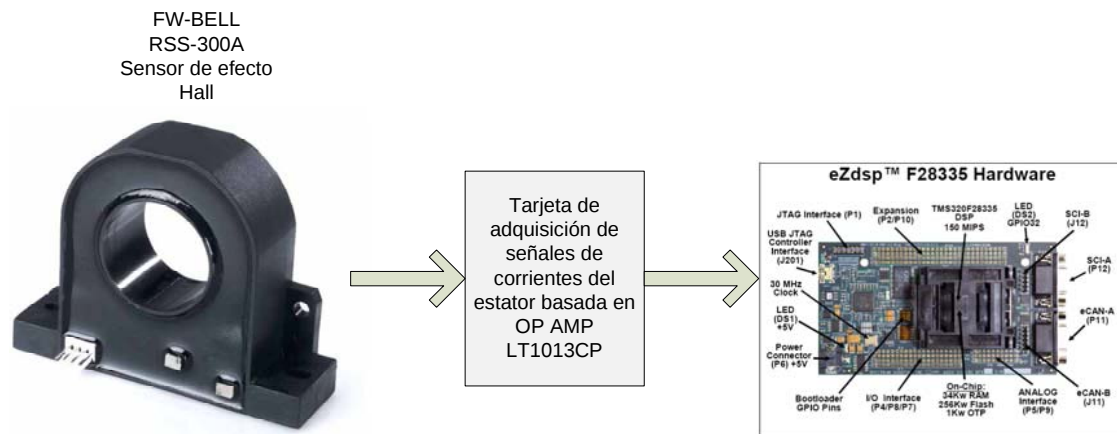


Figura 3.2. Adquisición de señales de corriente del estator del MI.



Figura 3.3. Adquisición de señales de voltaje del estator del MI.

comparada con una señal moduladora sinusoidal de frecuencia y amplitud variable generada por software en el DSP. El patrón PWM generado se muestra en la figura 3.4.

3.1.3.1. Implementación de Inversor Trifásico de Puente Completo

Para efectuar el control de la velocidad del MI trifásico fue necesaria la incorporación de un inversor trifásico de puente completo, el diagrama esquemático simplificado del sistema implementado se muestra en la figura 3.5.

Una fotografía del inversor implementado se muestra en la figura 3.6 en la cual se aprecia cada una de las partes que lo integran:

- Módulos de IGBTs.

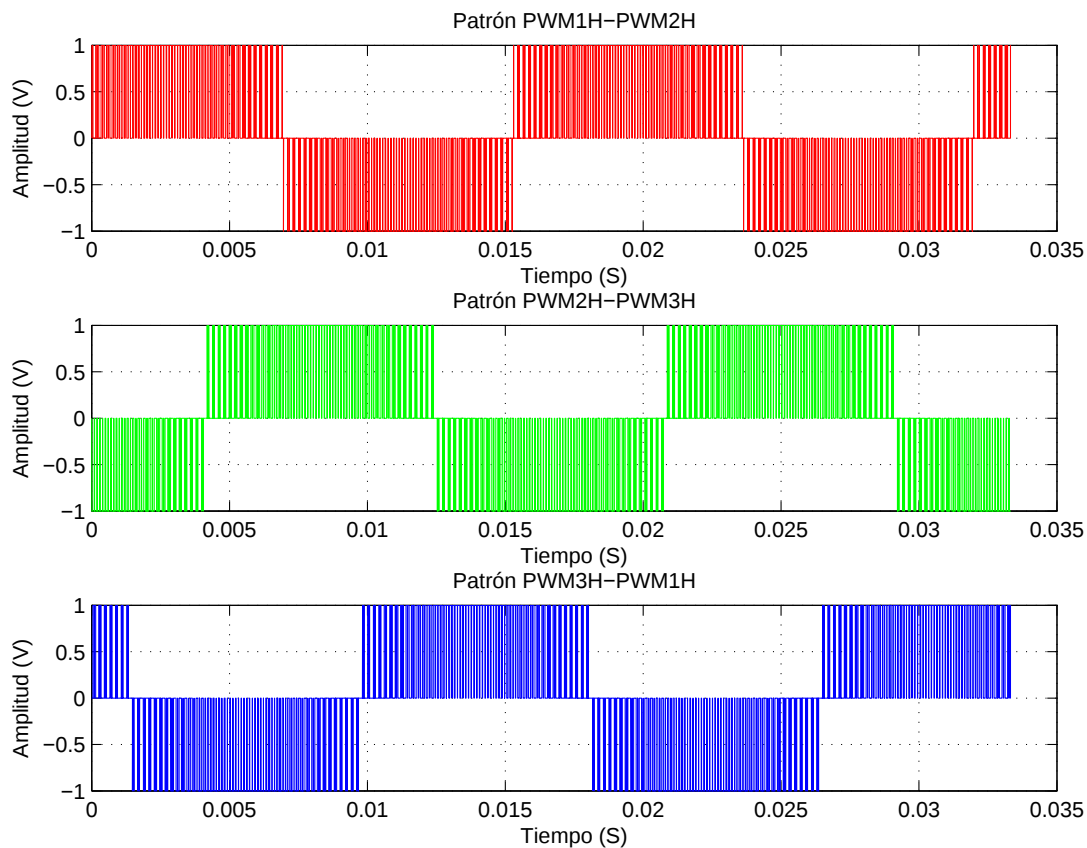


Figura 3.4. Patrón PWM trifásico senoidal generado por el sistema.

- Impulsores para optoacoplar y generar los niveles de voltaje necesarios para el encendido y apagado de cada IGBT.
- Filtro del bus de CD.
- Disipador.
- Fuentes de alimentación flotadas para los impulsores.
- Etapa de protección con fusibles.

3.1.4. Adquisición de Señales del Sensor de Posición Mecánica (Encoder)

Para los algoritmos de diagnóstico de fallas basado en las herramientas análisis tiempo frecuencia es importante conocer la velocidad de la máquina, ya que partiendo de la velocidad

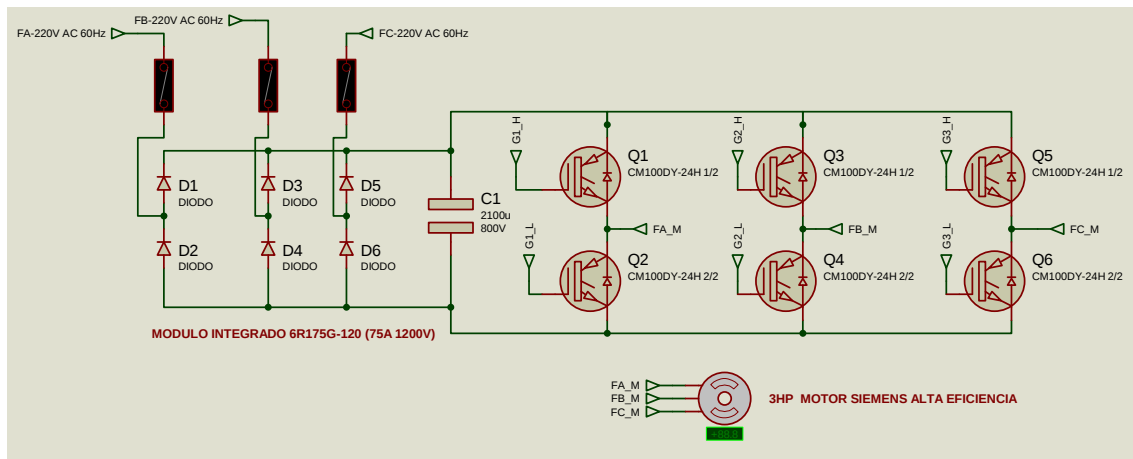


Figura 3.5. Diagrama esquemático simplificado del inversor trifásico de puente completo.

mecánica es posible estimar el deslizamiento de la misma. El deslizamiento s es necesario para determinar la frecuencia del espectro de firma de falla para el caso de la falla eléctrica de rotor por ejemplo. En el banco de pruebas experimentales desarrollado se utilizó un encoder óptico (BEI modelo HS25) el cual es capaz de proporcionar 2000 pulsos por revolución. La información del encoder de cuadratura Q_A , $\overline{Q_A}$, Q_B , $\overline{Q_B}$, $INDEX$ and $\overline{INDEX}$ es proporcionada en niveles de voltaje TTL, estas señales son adquiridas de forma diferencial para minimizar el efecto del ruido inducido mediante el uso de circuito integrado MAX485. Las señales se acondicionan al rango de 3 V, al cual opera el DSP principal. Un esquema simplificado del sistema de adquisición de señales del encoder se muestra en la figura 3.7

3.1.5. Comunicación con el DSP Esclavo dsPIC30F4011 para Exhibir Datos y Realizar Funciones Alternativas

Una característica importante del sistema de diagnóstico de fallas es que puede operar como un sistema embebido sin necesidad de depender de la PC. El CPU principal del sistema de diagnóstico de fallas efectúa comunicación continua con otro DSP alternativo (dsPIC30F4011), el cual efectúa las siguientes funciones dentro del sistema:

- Exhibición de datos en la pantalla gráfica de cristal líquido.
- Entrada de datos a través un teclado de computadora del tipo PS2.
- Control alternativo via puerto serial de un variador de tipo comercial (Baldor Vector Drive Serie 18H).
- Lectura de un encoder óptico de cuadratura opcional.

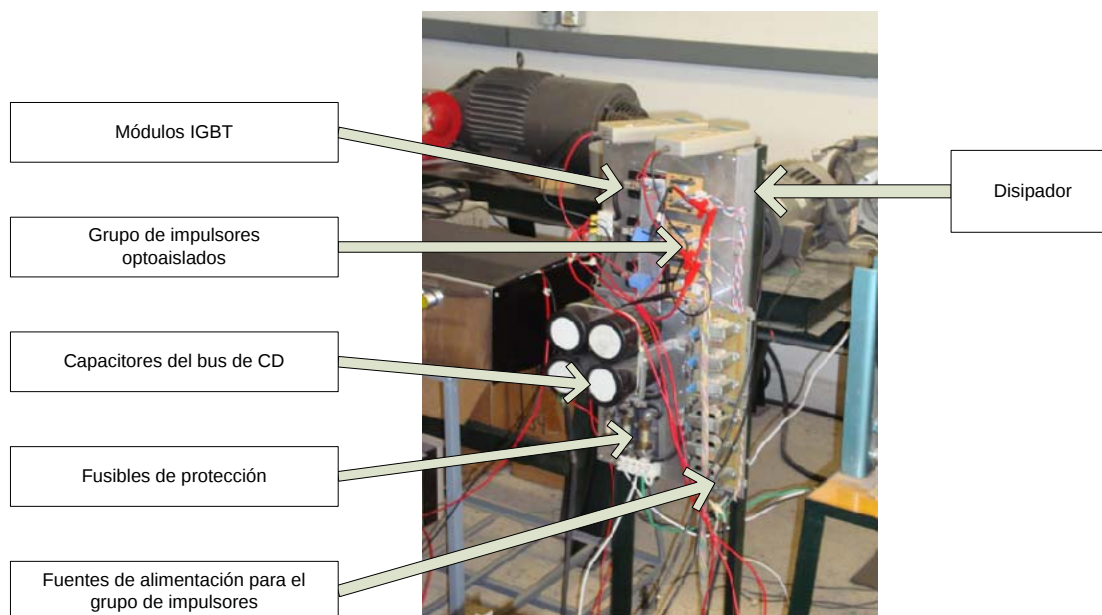


Figura 3.6. Inversor trifásico completo.



Figura 3.7. Diagrama simplificado de la adquisición de señales del encoder de cuadratura.

La idea de un DSP alternativo es minimizar la carga computacional del CPU principal y poder concentrar su capacidad de procesamiento en los algoritmos de diagnóstico de fallas.

3.1.6. Control del Chopper de Cuatro Cuadrantes para Generar Par de Carga Variable

Los algoritmos de diagnóstico de fallas están basados en el ISP principalmente, la idea del diseño del banco experimental es poder validar los algoritmos en el régimen de par y velocidad variable. Por lo que surge la necesidad de contar con una herramienta con capacidad de regeneración para producir un par de carga variable a través de la máquina de CD. El par se modifica enviando una señal analógica generada por el DSP principal

mediante el uso de un convertidor digital-análogo (DAC0808), dicha tarjeta fue diseñada y acoplada al CPU principal para entregarle una señal analógica de 0 a 5V el cual representa un valor proporcional al par de carga del 0 al 100 %. En la figura 3.8 se presenta un diagrama simplificado del esquema implementado de control para generar el par de carga variable con el sistema.

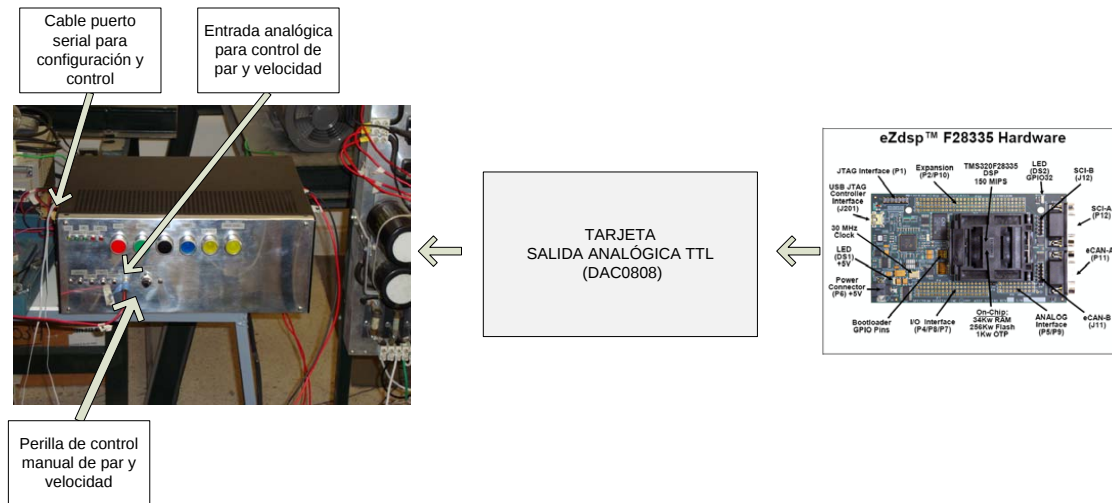


Figura 3.8. Diagrama simplificado del control para generar el par de carga T_L variable del MI.

3.1.6.1. Implementación del Chopper de Cuatro Cuadrantes

Con el fin de contar un banco de pruebas experimentales completo se modificó un chopper de cuatro cuadrantes existente y volverlo más versátil en cuanto a la manera en que se reajustaba para el cambio de los niveles de protección de sobre-voltaje y corriente.

Se sustituyó el CPU original por un microcontrolador PIC18F4520, el cual efectúa las siguientes acciones de control del chopper:

- Medición de niveles de corriente y voltaje del motor de CD.
- Control del disparo de las protecciones por sobre voltaje o corriente.
- Configuración de los niveles de protección mediante un software alternativo de configuración y monitoreo en tiempo real desarrollado en el lenguaje de programación de alto nivel Delphi.
- Proceso de la carga y descarga del bus de CD.

- Ejecución del algoritmo de operación en modo chopper para controlar un motor de CD (no usado en el sistema de diagnóstico de fallas) y en modo regeneración (usado en el sistema de diagnóstico de fallas para generar el par de carga variable).
- Visualización en tiempo real las formas de onda de corriente y voltaje del motor de CD, así como sus valores RMS mediante el software en la PC.

3.2. MIs con Fallas

Un grupo de MI Siemens fueron modificados para inducirles a cada uno diferentes tipos de fallas. Las fallas inducidas a nivel experimental para fines de los alcances del trabajo son sólo fallas del tipo eléctrico en rotor y estator.

3.2.1. Modificación del MI para Inducir Falla de Estator

Para el caso del estator se indujeron dos tipos de falla:

- Falla incipiente de 15 espiras en cortocircuito en una de las cuatro secciones que conforman una fase con aproximadamente 80 espiras por sección (320 espiras por fase).
- Falla severa con el 50 % del devanado de una fase en cortocircuito.

El MI utilizado se opera a bajo voltaje (220 V) y tiene una conexión de doble estrella en paralelo. Para el caso de falla incipiente se realizaron derivaciones del circuito del estator identificando el grupo de bobinas que conforman cada fase. Una vez identificado el grupo de una fase se obtuvieron dichas derivaciones comenzando con 1 vuelta, y después con incrementos de 3 vueltas hasta llegar a 15 tal y como se muestra en el diagrama esquemático de la figura 3.9.

En la figura 3.10 se muestra el proceso de modificación del MI para inducirle los diferentes niveles de daño al circuito del estator, además se aprecian las derivaciones que se extrajeron fuera de la máquina para ser cortocircuitadas mediante un arreglo de contactores para la validación experimental de los algoritmos de diagnóstico.

3.2.2. Modificación del MI para Inducir Falla de Rotor

Para el caso de la falla eléctrica de rotor se estudió uno de los más interesantes que es el de falla de ruptura parcial de una barra del rotor. Para tal propósito se modificaron varios MI, se identificaron las barras del rotor y posteriormente se efectuó una perforación de un diámetro de $1/8$ pulgada y profundidades desde 2 mm hasta 15 mm. Cabe señalar que esta

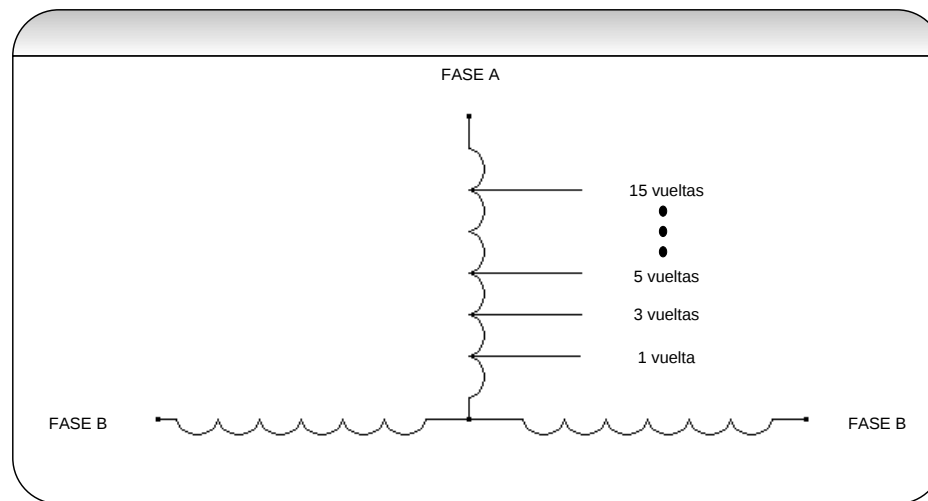


Figura 3.9. Diagrama esquemático con las derivaciones efectuadas en el circuito del estator del MI.

última profundidad no fragmenta completamente la barra ya que tiene un espesor de 25 mm . En la figura 3.11 se muestra una fotografía que muestra el detalle de dichas perforaciones efectuadas en la zona de los anillos de cortocircuito del rotor.

3.3. Banco de Pruebas Completo

El banco de pruebas experimentales completo se muestra en la figura 3.12 y está integrado por los siguientes elementos:

- Sistema electrónico de diagnóstico de fallas
- Plataforma con un MI trifásico acoplado a un motor de CD.
- Inversor trifásico de puente completo.
- Chopper de cuatro cuadrantes y resistencia de regeneración.
- Variac para ajustar el nivel de la tensión trifásica aplicada al inversor.

3.4. Programa de Computadora

Para el sistema de diagnóstico de fallas se desarrolló un programa de computadora alternativo el cual dispone de todos los algoritmos de diagnóstico de fallas del sistema embe-

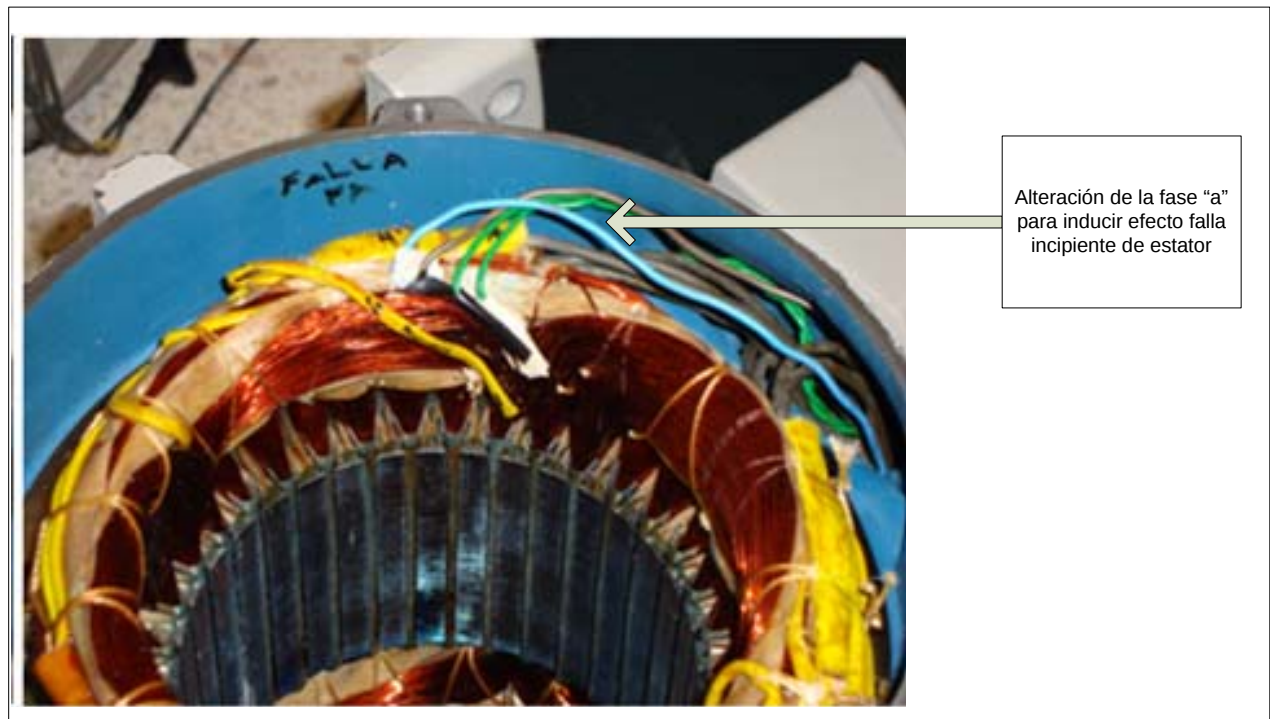


Figura 3.10. Detalles de la modificación del estator del MI para inducir falla.

bido además de contar con una serie de recursos que permiten visualizar las señales del motor y los resultados del procesamiento de éstas en tiempo real. Este programa fue implementado en el lenguaje de programación de alto nivel Delphi, la ventana principal del programa se muestra en la figura 3.13.

Cuando se utiliza el programa de computadora, el sistema de hardware embebido opera como un sistema de adquisición de datos. El programa tiene las siguientes funciones:

- Captura de las señales de corriente y tensión del estator del MI.
- Mapeo de las corrientes del estator al marco de referencia $\alpha - \beta$.
- Obtención del patrón del ISP.
- Cálculo del módulo del ISP.
- Cálculo del espectro de frecuencias del ISP.
- Visualización a través de galvanómetros indicadores de los niveles pico y RMS de las corrientes y tensiones del estator.



Figura 3.11. Detalles de la modificación del rotor del MI para inducir falla.

- Lectura de la posición y velocidad angulares de la flecha del rotor del MI.
- Exhibición del deslizamiento de la máquina y cálculo de la frecuencia del espectro de firma de falla.
- Ajustes por software de los niveles de offset de la tarjeta electrónica para la adquisición de señales de tensión y corriente.
- Validación del correcto enlace con el DSP remoto.
- Encendido y apagado de la etapa de potencia: inversor o un variador comercial Baldor.
- Control de la velocidad del MI en *RPM* o por frecuencia de la tensión de alimentación en *Hz*.
- Control del par de carga a través del chopper.
- Ajuste de la velocidad de arranque en los experimentos de captura de las señales transitorias de corriente, voltaje, posición y velocidad.
- Análisis gráfico 3D de la información de par, frecuencia y amplitud armónica.
- Análisis comparativo del diagnóstico de fallas eléctricas de estator y rotor.

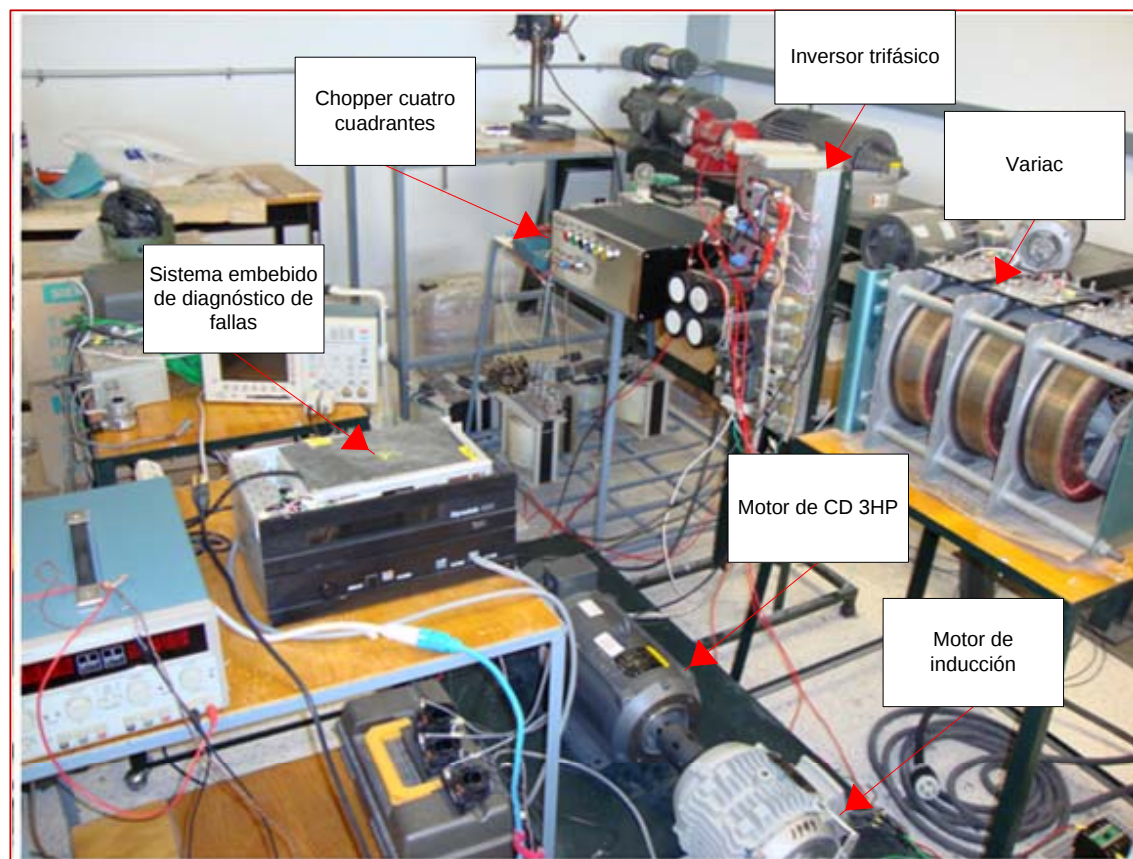


Figura 3.12. Banco de pruebas experimentales para el diagnóstico de fallas en el MI.

- Diagnóstico de fallas eléctricas de estator y rotor basada en RNA FFBP.

3.4.1. Graficador de Alta Velocidad con DirectX

Una característica importante del programa de computadora es la capacidad de adquirir las señales de tensión y de corriente en tiempo real. Esto se logró mediante la incorporación de herramientas de DirectX 9.0 sobre la plataforma de alto nivel en Delphi con la cual se diseñó en bajo nivel un graficador. El diseño del graficador efectúa el acceso al hardware de la tarjeta de video de la PC logrando una visualización a alta velocidad. En la figura 3.14 se muestra la ventana del programa con dicho graficador.

Es posible ajustar los niveles deseados de tensión y corriente máxima del graficador, además se puede modificar los niveles de offset del hardware para la adquisición de las señales de voltaje y corriente, la ventana del programa de computadora que permite dichas modificaciones se muestra en la figura 3.15

3.4.2. Análisis del ISP

Esta parte del programa permite obtener la magnitud del ISP de las corrientes del estator.

Las operaciones efectuadas por este módulo del programa son:

- Captura de la secuencia discreta de las corrientes del estator para cada una de las tres fases del estator del MI.
- Cálculo y exhibición de la secuencia discreta del mapeo de las corrientes al marco de referencia $\alpha - \beta$.
- Cálculo y visualización de los niveles pico o RMS de las corrientes del estator.
- Cálculo y exhibición de la secuencia discreta del módulo ISP.
- Cálculo y visualización del nivel de desbalance de la máquina en porcentaje.
- Cálculo y exhibición de la secuencia discreta del espectro de magnitud del módulo del ISP.
- Visualización del patrón del ISP.
- Graficación del módulo del ISP.
- Graficación del espectro de frecuencias del ISP.
- Exhibición del gráfico del mapeo de las corrientes al marco de referencia $\alpha - \beta$.
- Captura de una secuencia única de las corrientes del estator.
- Apertura de ventana adicional para observar detalles del espectro de frecuencias obtenido del ISP.

El gráfico del mapeo de las corrientes al marco de referencia $\alpha - \beta$ muestra los detalles y niveles de desbalance que pueden ser ocasionados por desbalance en la alimentación, o bien, por el efecto de los diferentes niveles de falla inducida a cada uno de los MIs.

En la figura 3.17 se muestra el detalle del mapeo de las corriente de referencia primero al marco de referencia $d - q$ y posteriormente al marco $\alpha - \beta$.

Uno de los algoritmos más importantes para el diagnóstico de las fallas es el análisis espectral mediante la FFT base 2 diezmada en tiempo. Esta herramienta del programa cuenta con una ventana especial que permite ver detalles y navegar a través del espectro de

frecuencias mediante el uso del click derecho del ratón y arrastrar para amplificar. Mediante el click izquierdo es posible desplazarse para navegar en el espectro.

En la figura 3.18 se muestra la ventana del programa de computadora para el uso de dicho recurso. Se puede observar el espectro de frecuencias no sólo del ISP, sino también de las corrientes de línea para cada una de las tres fases, además es posible seleccionar una casilla la cual ejecuta un algoritmo que permite hacer el módulo del espectro insensible al par de carga. Esta herramienta es de gran utilidad en los casos de diagnóstico de fallas incipientes, en el cual la magnitud asociada al nivel de daño es pequeña.

3.4.3. Herramienta Alternativa de Análisis Espectral del ISP

Para el diagnóstico de fallas mediante el análisis espectral del ISP se cuenta con otra herramienta alternativa en el programa el cual permite tener un mayor nivel de detalle en la magnitud de los espectros, principalmente para el diagnóstico de fallas incipientes. En la figura 3.19 se muestra la ventana del programa con detalles de los espectros, aquí mediante herramientas con perillas virtuales es posible hacer acercamientos en magnitud y en frecuencia a un espectro característico.

3.4.4. Captura de las Señales de Tensión del Estator del MI

El programa permite la captura de las secuencias discretas de las señales de tensión del estator, así como un graficador que al igual que en el caso de las corrientes lo hace en tiempo real. En los algoritmos implementados en el presente trabajo, estas señales no se utilizan. Se incorporó esta función pensando en otras técnicas alternativas como el análisis de la potencia instantánea del motor para un trabajo futuro. En la figura 3.20 se muestra la ventana del programa que exhibe las señales de voltaje del estator.

El tensión aplicada al estator del MI son patrones PWM trifásicos los cuales no se ven reflejados en el sistema de adquisición de datos debido al filtro anti-aliasing que tiene una frecuencia de corte en aproximadamente $6KHz$, el patrón de modulación PWM tiene una frecuencia de $9KHz$.

3.4.5. Ajuste de la Frecuencia de Muestreo F_s

El programa de computadora permite efectuar la modificación de las frecuencias de muestreo F_s del DSP principal. Un módulo especial tiene ya definida una ciertas frecuencias características de los experimentos comúnmente utilizados, pero además permite definir cualquier frecuencia de muestreo como se muestra en la figura 3.21

La frecuencia de muestreo se logra a través del uso del timer 0 del CPU principal el cual es un temporizador de 32 bits el cual tiene una frecuencia de reloj de 150MHz . El rango de tiempos que se logran medir es de $6.6 \times 10^{-9}\text{s}$ a aproximadamente 28s , proporcionando una rango de frecuencias de muestreo de 150MHz a 0.035Hz .

3.4.6. Medición de la Posición y Velocidad

El programa permite medir de forma continua la posición y velocidad del MI. Cuenta con una herramienta gráfica que muestra el giro angular correspondiente a la posición de la flecha del motor y dos indicadores virtuales de velocidad mecánica en RPM y frecuencia mecánica en Hz , en la figura 3.22 se muestra la ventana correspondiente. Además, el programa cuenta con el algoritmo que permite identificar la frecuencia del espectro de firma de falla para el caso de la falla del rotor con base en el deslizamiento mecánico obtenido a partir de la medición de la velocidad.

3.4.7. Control de Velocidad, Arranque y Par de Carga

Es posible efectuar el control de la velocidad del MI en RPM o en frecuencia mecánica en Hz . Además, es factible definir la velocidad con la que arranca el motor en los experimentos de transitorio de arranque. El par de carga constante del MI para algunos experimentos se define en esta herramienta del programa. En la figura 3.23 se muestra el módulo desarrollado.

3.4.8. Transitorios de Arranque del MI

Otra herramienta importante es el módulo de captura de datos transitorios de arranque del motor, en el cual se adquieren corrientes, tensiones, posición y velocidad. En la figura 3.24 se muestra la ventana con la captura de un transitorio de arranque del MI de 3HP .

Además, es posible obtener el ISP de la secuencia capturada (frame largo), se le llama de esta manera ya que la cantidad de datos discretos de cada señal es más elevada que la mostrada en las ventanas tiempo frecuencia. Para el frame largo se capturan 4000 muestras de corriente, voltaje, posición y velocidad mecánica a diferencia de las ventanas de tiempo real que sólo presentan 256 muestras por señal. En la figura 3.25, presenta el detalle de análisis espectral para el frame largo de un transitorio de arranque del MI.

3.4.9. Visualización en 3D de Frecuencia-Amplitud-Par de Carga

Para estudiar el efecto del incremento de la amplitud al barrer el par de carga se desarrolló una herramienta en 3D la cual permite efectuar dicho barrido de manera automática

y capturar la información. En la figura 3.26 se muestra la ventana del programa con esta herramienta.

3.4.10. Análisis Espectral Comparativo de Diagnóstico de Fallas

Una herramienta muy útil en el diagnóstico de fallas es aquella que permite efectuar un análisis espectral de las corrientes del ISP con y sin falla. Para el caso de la falla incipiente del estator se obtuvieron un grupo de derivaciones del devanado de una fase del estator del MI, estas derivaciones se cortocircuitan mediante un arreglo de contactores. Esta herramienta permite obtener una curva espectral característica con y sin la falla y lograr así un nivel comparativo.

En la figura 3.27 se muestra la ventana del análisis comparativo para uno de los casos estudiados de la falla del estator con y sin la falla.

3.4.11. Diagnóstico de Fallas mediante RNA FFBP

Otra herramienta implementada de forma alternativa al análisis espectral son las RNA y de manera específica el diseño de una red del tipo Feed Forward Backpropagation (FFBP). Esta red fue probada a nivel simulación con patrones de los cuatro escenarios de falla propuestos en el presente trabajo y de forma experimental sólo para los casos de falla eléctrica. El programa de computadora se divide básicamente en dos partes:

- La parte de evaluación, en la que se aplica una secuencia de 128 muestras del ISP como entrada a la RNA con la cual se emite un diagnóstico de fallas.
- La segunda parte que consiste en un grupo de algoritmos de entrenamiento de la red basados en la derivada de gradiente del error δ_0 .

En la figura 3.28 se muestra la ventana del programa que presenta un diagnóstico de los escenarios propuestos y del lado derecho de la ventana el proceso de entrenamiento con dichos patrones de la red.

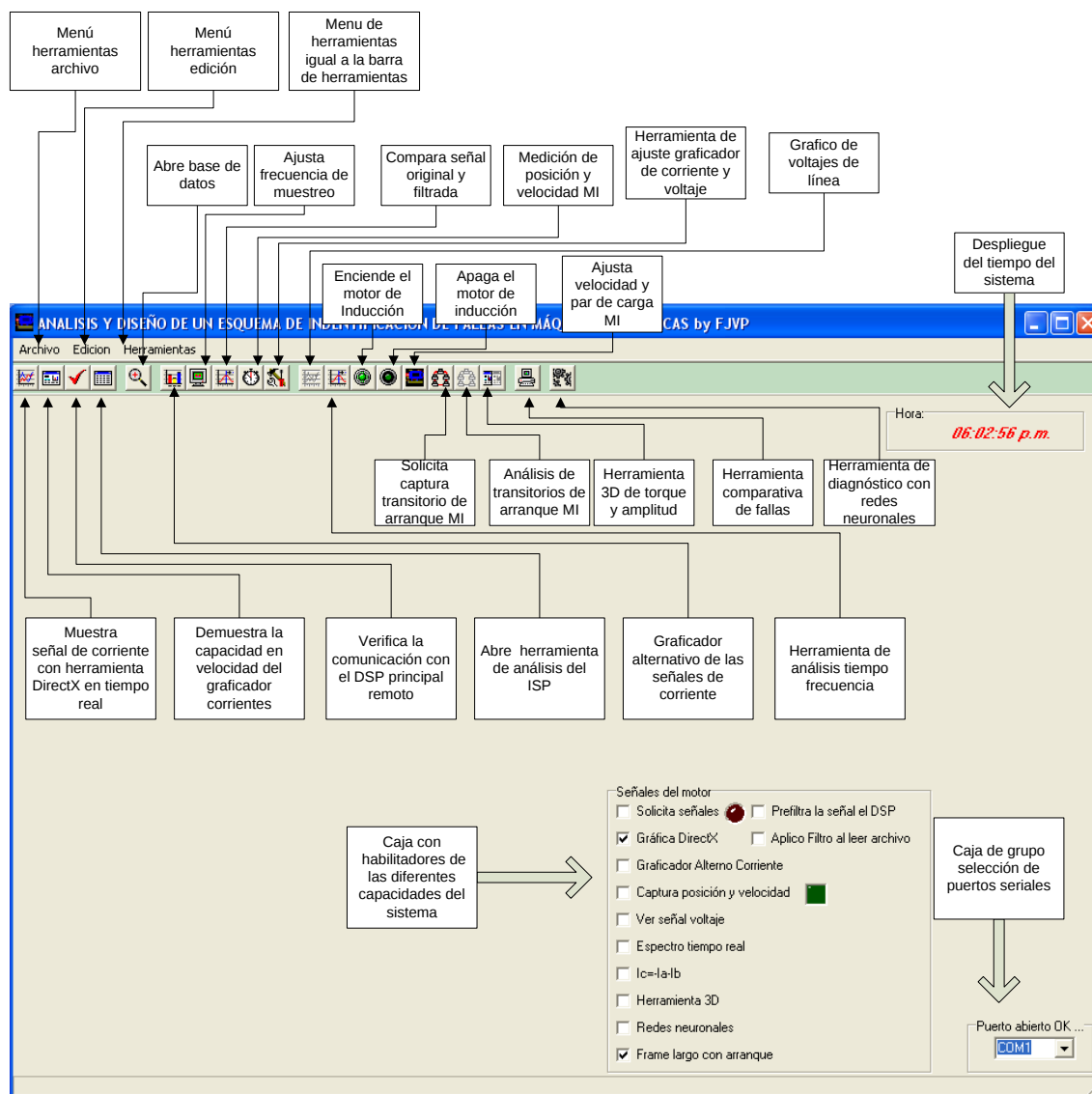


Figura 3.13. Ventana principal del programa para PC para el diagnóstico de fallas redundante del MI.

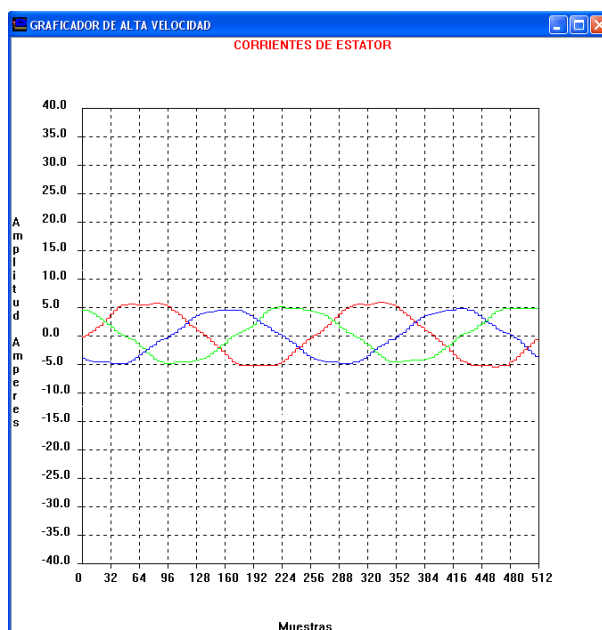


Figura 3.14. Ventana del programa de PC con graficador de alta velocidad basado en DirectX 9.0.

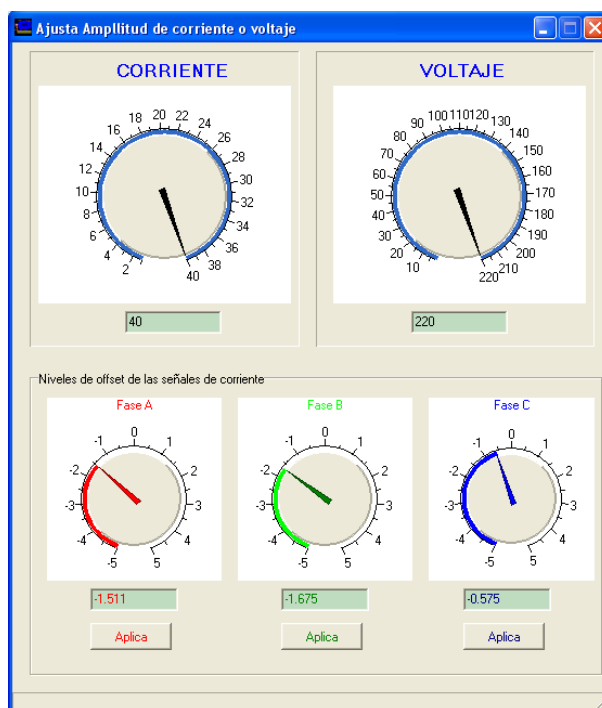


Figura 3.15. Ventana del programa de PC para el ajuste de niveles de tensión, corriente y offsets.

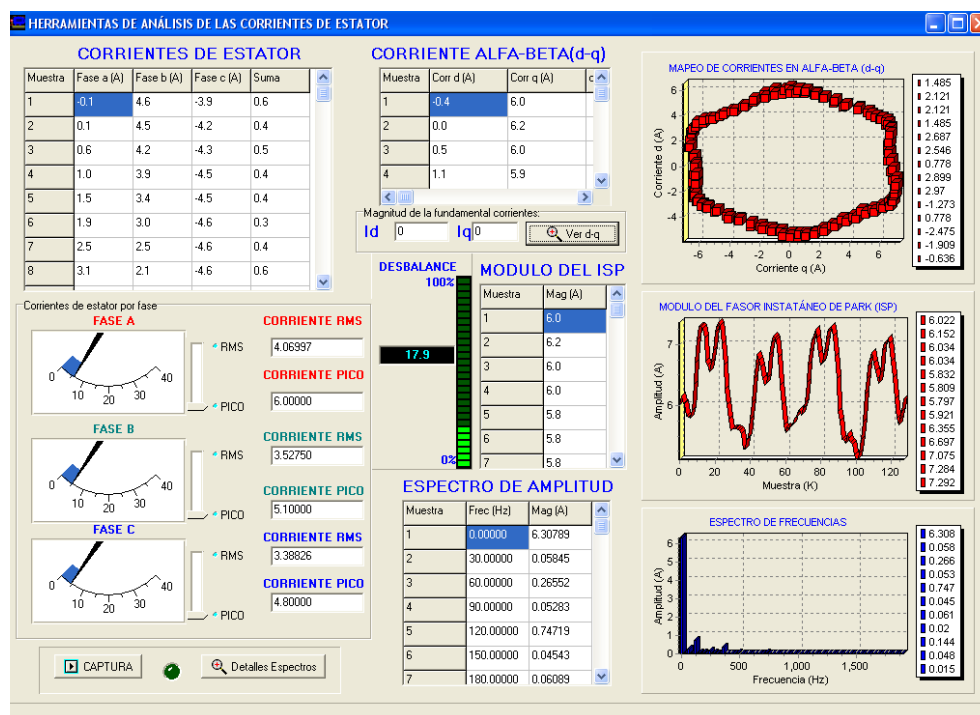
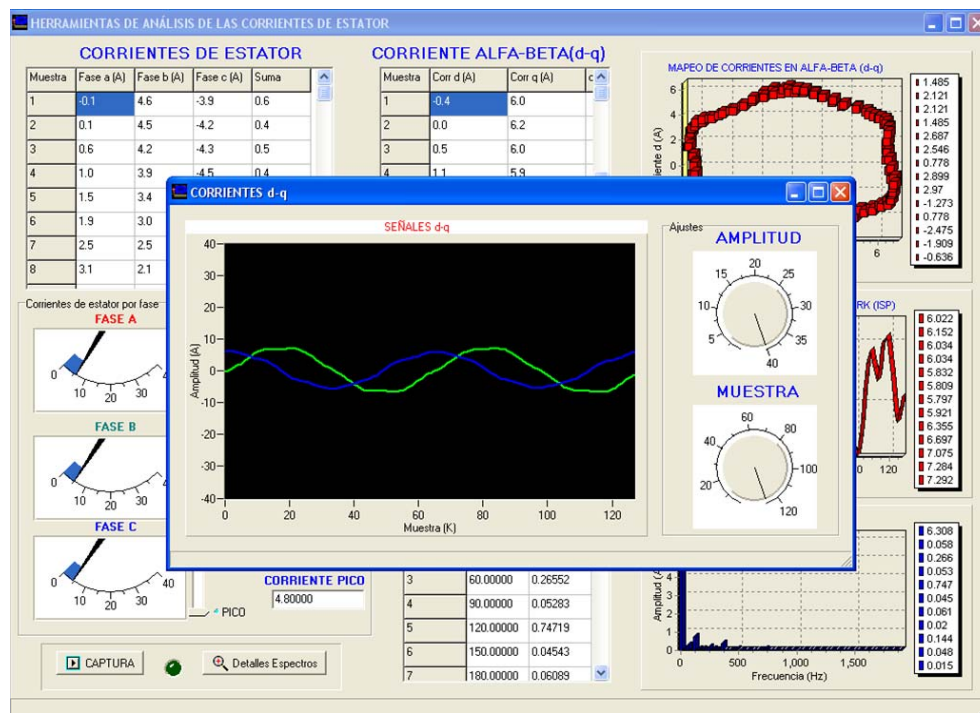


Figura 3.16. Ventana del programa de PC con el análisis del ISP.

Figura 3.17. Ventana del programa de PC con mapeo de corrientes al marco de referencia $\alpha - \beta$.

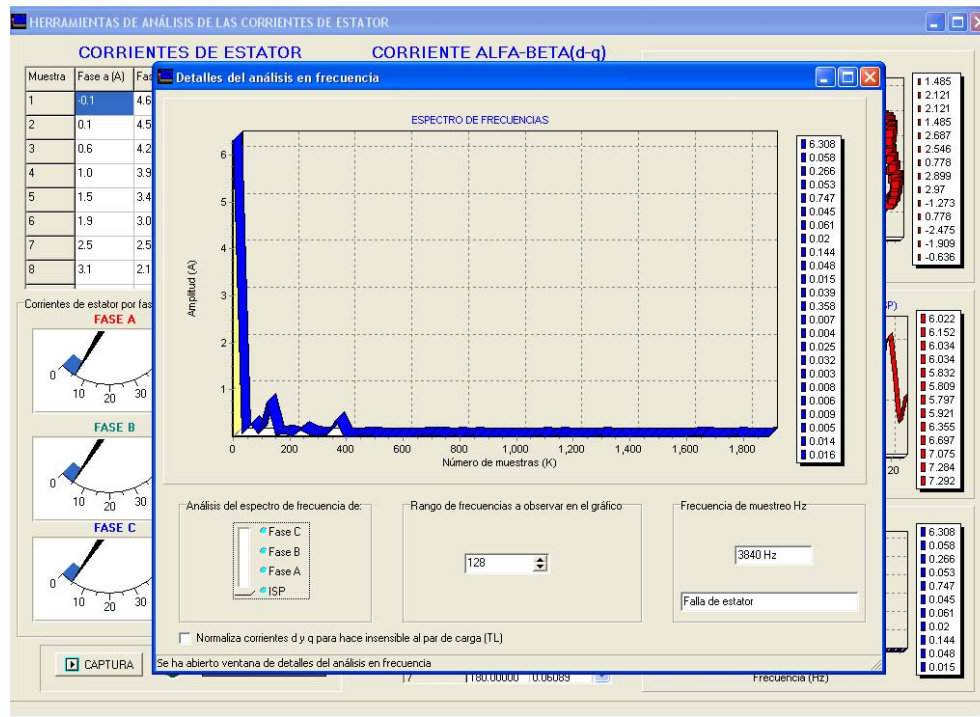


Figura 3.18. Ventana del programa de PC con detalles del espectro del módulo del ISP.

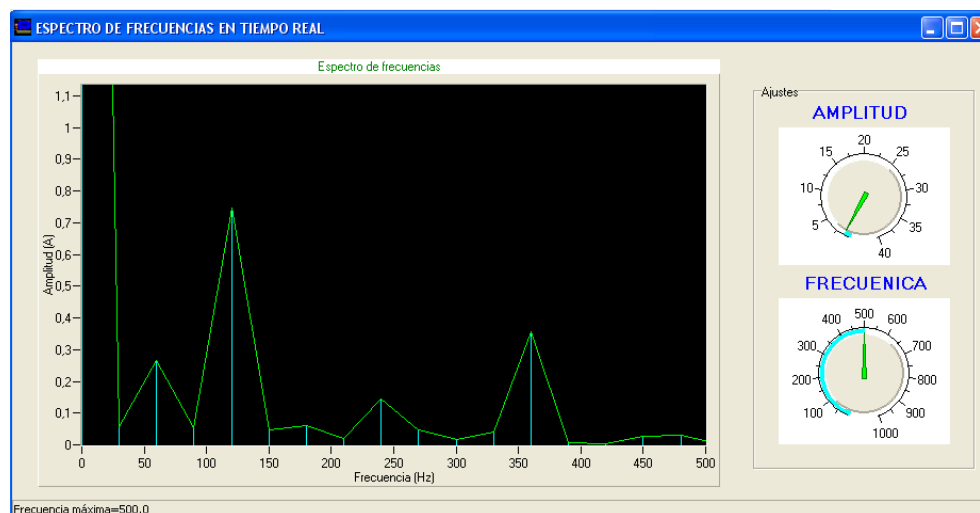


Figura 3.19. Ventana del programa de PC con herramienta alternativa del espectro del módulo del ISP.

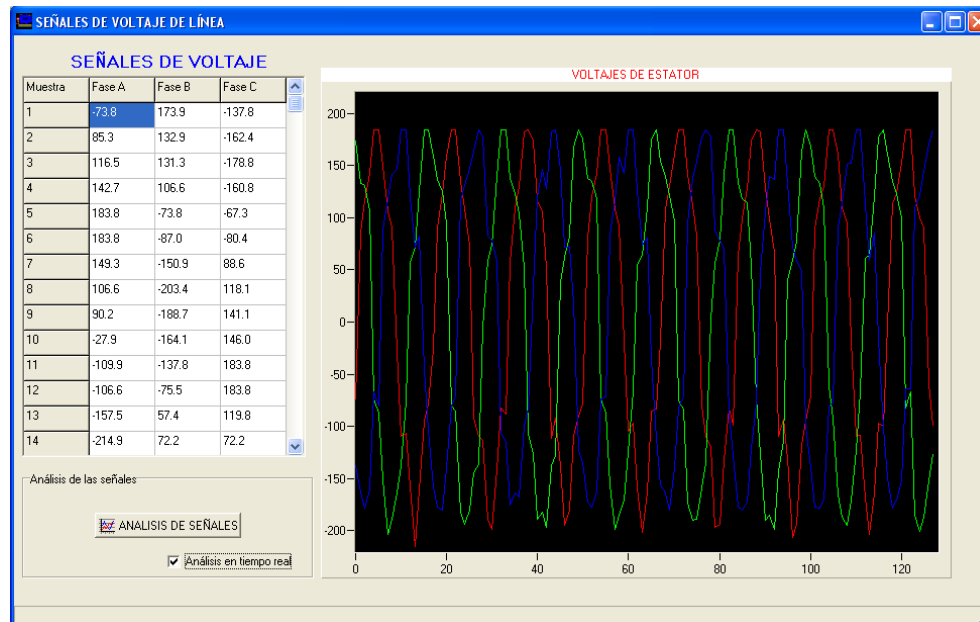


Figura 3.20. Ventana del programa de PC con señales de tensión del estator del MI.

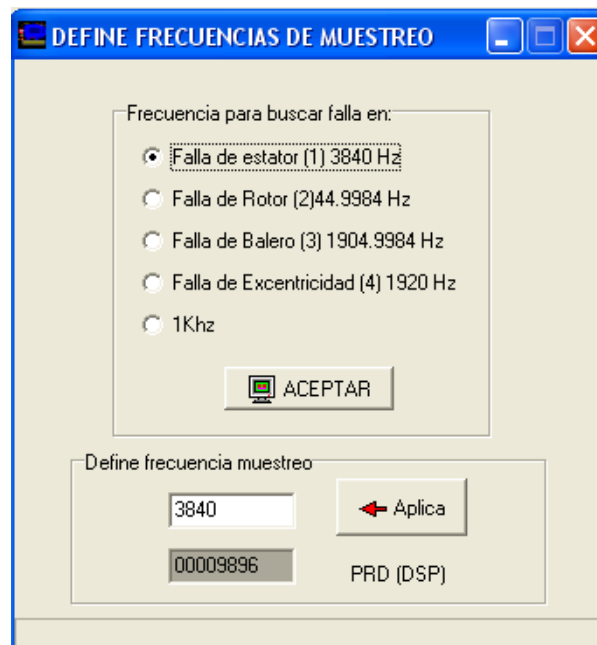


Figura 3.21. Ventana del programa PC para ajustar frecuencia de muestreo F_s .

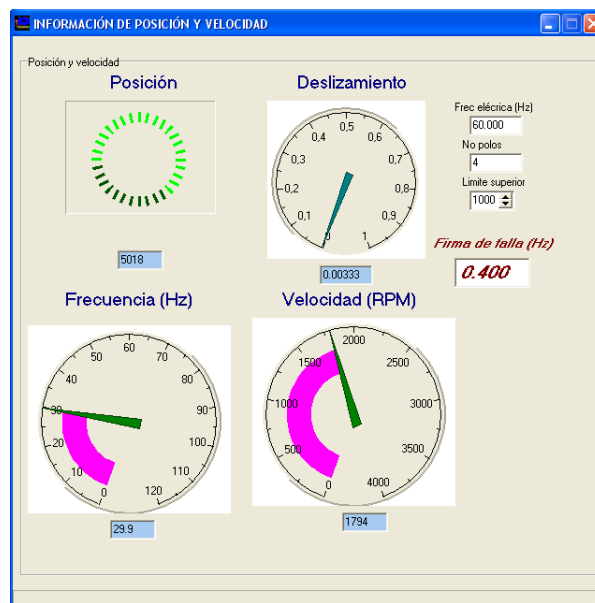


Figura 3.22. Ventana del programa de PC que exhibe posición, velocidad y deslizamiento.

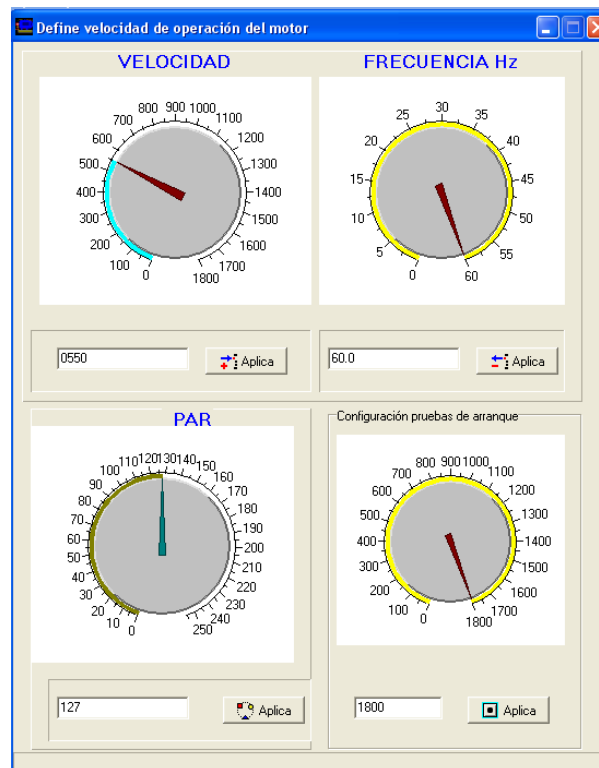


Figura 3.23. Ventana del programa de PC con el control de velocidad, arranque y par de carga.

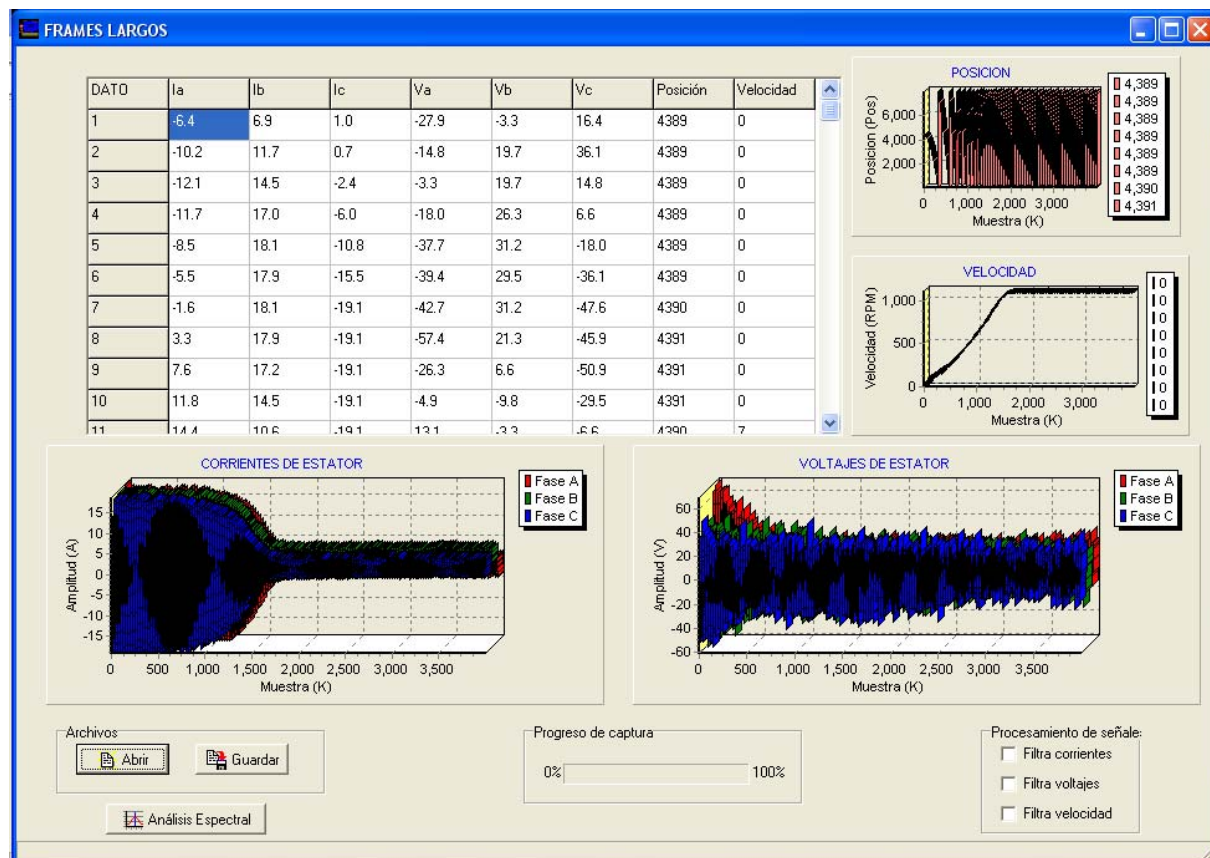


Figura 3.24. Ventana del programa de PC con captura de transitorio de arranque del MI.

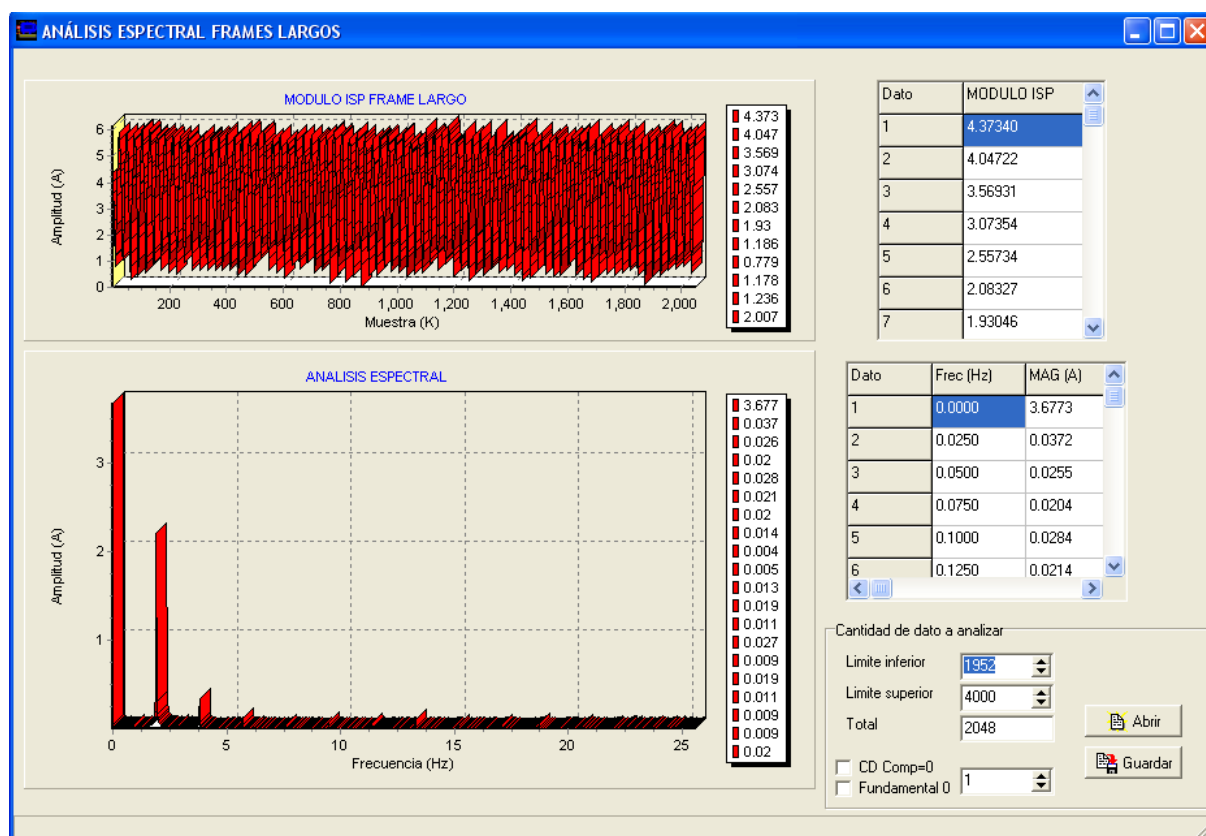


Figura 3.25. Ventana del programa de PC con análisis espectral del módulo del ISP del transitorio de arranque.

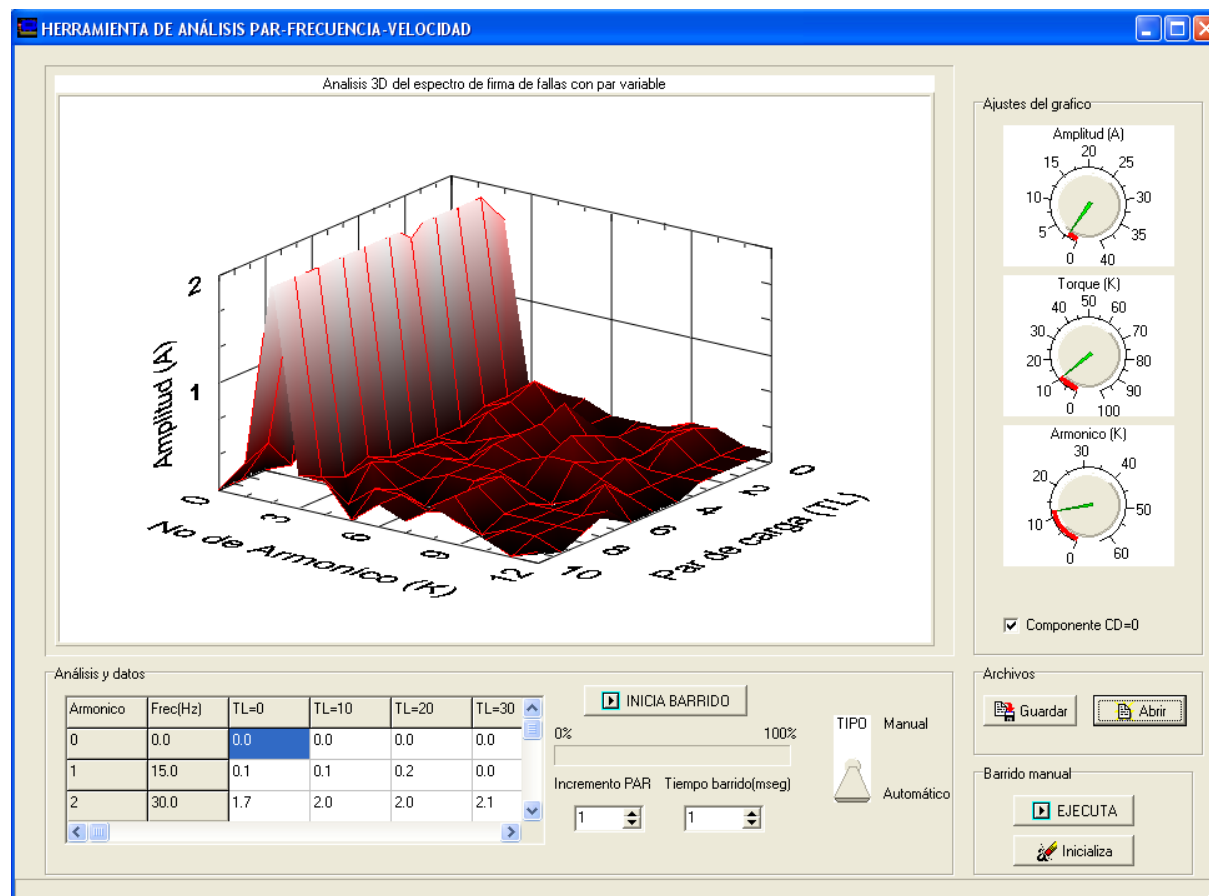


Figura 3.26. Ventana del programa de PC con visualización en 3D para el estudio de par de carga.

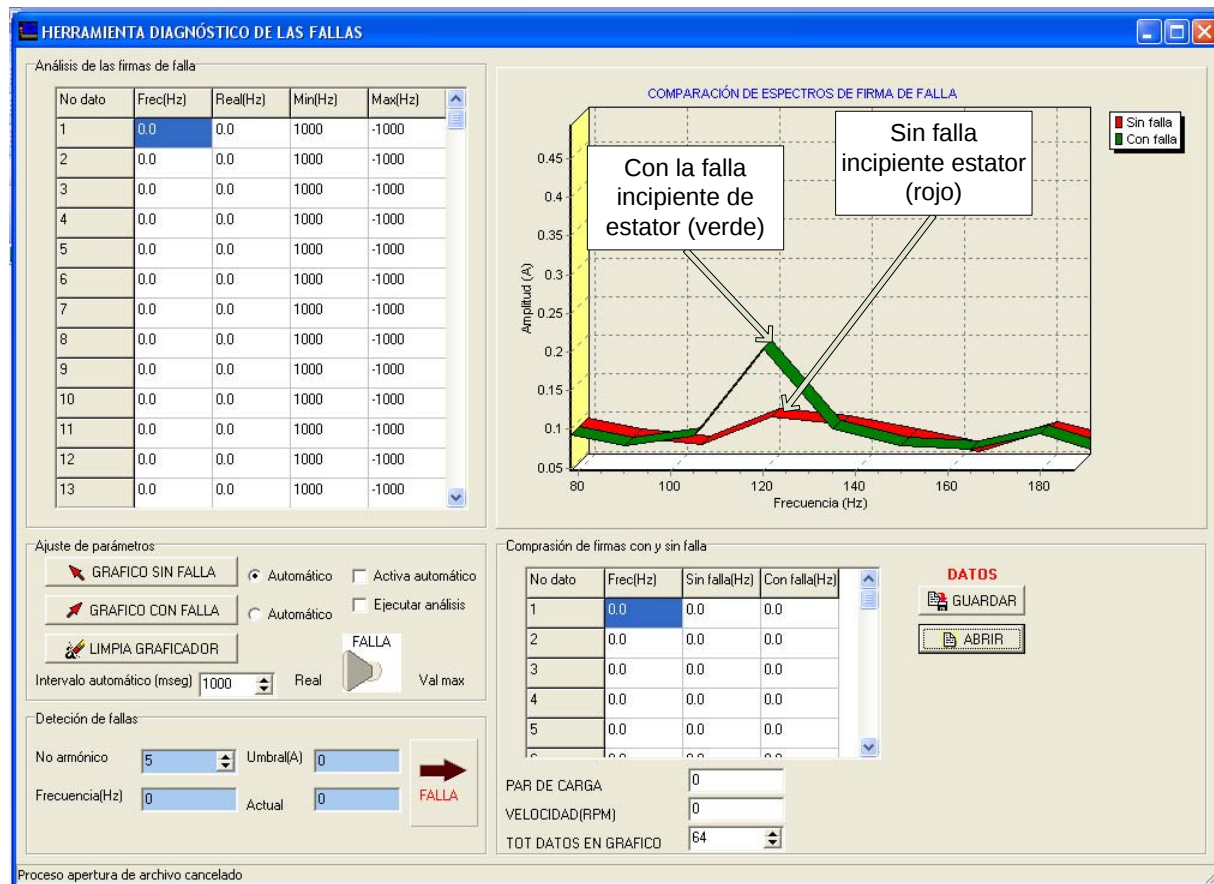


Figura 3.27. Ventana del programa de PC con herramienta de análisis comparativo para casos con y sin falla.

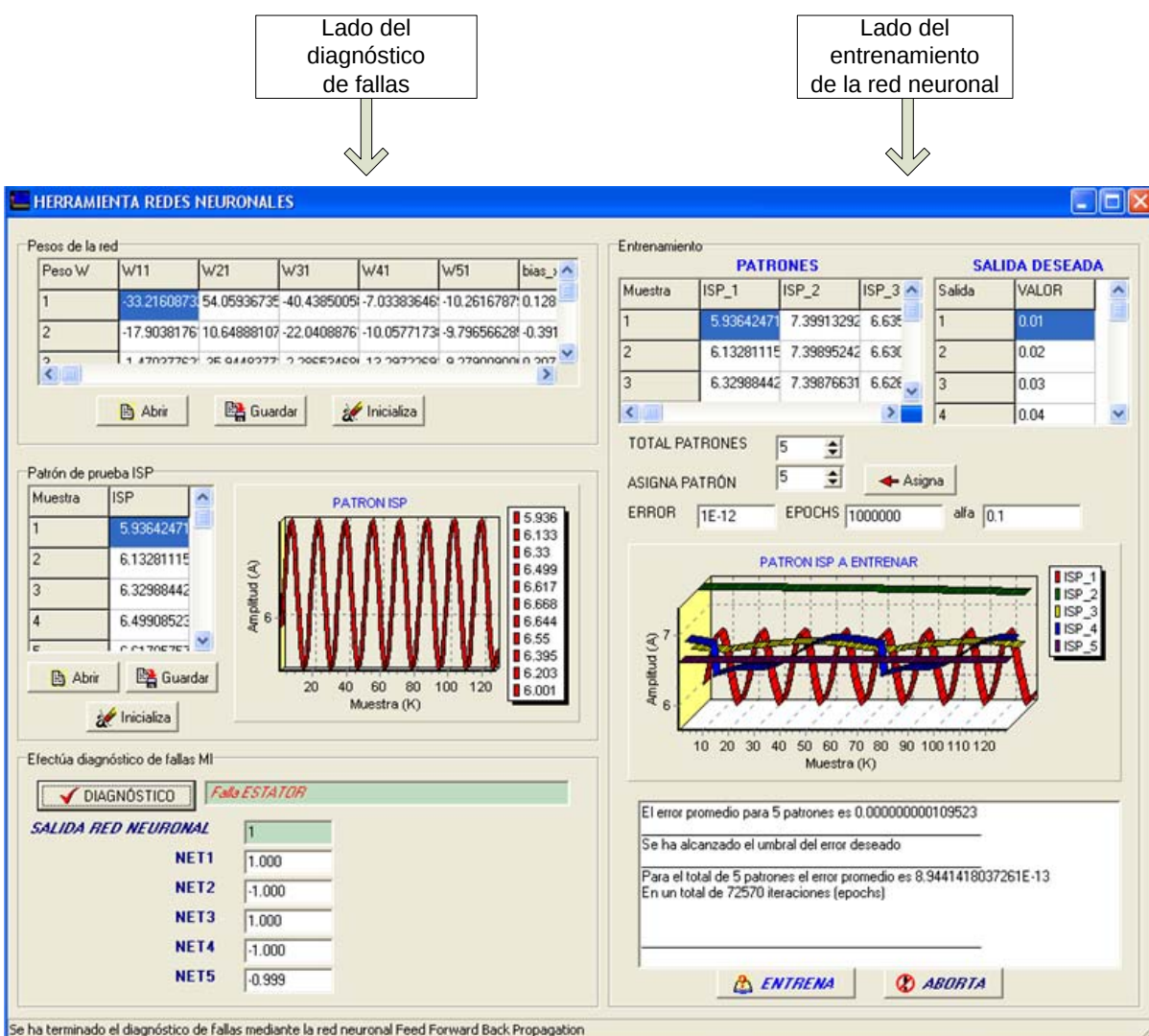


Figura 3.28. Ventana del programa de PC con herramienta de RNA FFBP.

Capítulo 4

Resultados de Simulación y Experimentales

En esta capítulo se presentan los resultados de simulación y experimentales de este trabajo. Para los casos de fallas eléctricas de rotor y estator se muestran resultados de simulación y experimentales, en tanto que para las fallas mecánicas solo se dan resultados a nivel de simulación debido a los alcances del proyecto.

Los escenarios de fallas eléctricas para los cuales es posible realizar el diagnostico se describen a continuación:

- Falla incipiente de estator, este caso corresponde al de un bajo porcentaje de espiras del devanado de una fase en cortocircuito.
- Falla severa de estator, se considera el caso en el que el 50 % del devanado de una fase del estator se encuentra en cortocircuito.
- Falla incipiente de rotor, se abordan un par de casos de fractura parcial de una barra de la jaula del rotor con diferente grado de daño.
- Fallas simultáneas de estator y rotor.

Cabe señalar que las técnicas de diagnóstico de fallas del tipo tiempo-frecuencia solo dependen de ciertos umbrales que se emplean para contrastar las magnitudes de los espectros de frecuencias de las firmas de falla y para el caso de las RNA se hace uso del módulo del ISP.

Los umbrales usados para definir las diferentes fallas y su nivel se determinan a partir de la corriente nominal especificada en los datos de placa del fabricante de la máquina de inducción. Para los casos estudiados se utiliza un umbral correspondiente al 5 % de la corriente nominal en vacío del MI [79].

4.1. Operación del MI en Condiciones Normales

Se presentan a continuación algunos resultados en simulación y experimentales de la operación del MI en condiciones normales que servirán de referencia para posteriormente abordar los casos con fallas.

4.1.1. Resultados en Simulación - Condiciones Normales

La primera parte del trabajo consistió en estudiar la dinámica del MI analizando su comportamiento bajo condiciones normales de operación, es decir, si ningún tipo de falla y asumiendo una tensión de alimentación balanceada.

Las señales de corriente obtenidas en simulación con los parámetros estimados del MI trifásico Siemens de alta eficiencia de 3 *HP* alimentado con una tensión de 220 *V* y conectado en doble estrella en paralelo se muestran en la figura 4.1.

El patrón del ISP resultante de trazar las componentes de las corrientes del estator mapeadas en el marco de referencia $\alpha - \beta$ se presenta en la figura 4.2, en la cual se puede observar una curva centrada en el origen. Esta forma del patrón del ISP indica la ausencia de fallas.

El rizo que se observa en el patrón se debe a que el modelo del MI se alimenta por un inversor PWM con el fin de que las condiciones de la simulación sean lo más próximas a las de la experimentación.

Cabe señalar que el patrón del módulo del ISP se utiliza sólo para verificar el funcionamiento correcto del modelo del MI comparando los resultados de éste con los experimentales.

El vector de corrientes de Park mostrado en la figura 4.2 no es un círculo debido a que la fuente de tensión del estator no es una senoidal pura, es decir esta alimentado mediante un patron PWM trifásico senoidal.

Uno de los objetivos en el presente trabajo es estudiar el comportamiento de la máquina bajo condiciones de falla en diferentes regímenes de par y de velocidad variable. En las figuras 4.3 y 4.4 se muestran los espectros del módulo ISP obtenidos en simulación cuando el MI opera a una frecuencia $f_L = 60Hz$ y $f_L = 50Hz$, respectivamente, con variaciones del par de carga T_L del 0 % al 100 % con incrementos del 20 %. En ambas figuras se aprecian la presencia

de una componente al doble de la frecuencia de alimentación pero de amplitud pequeña.

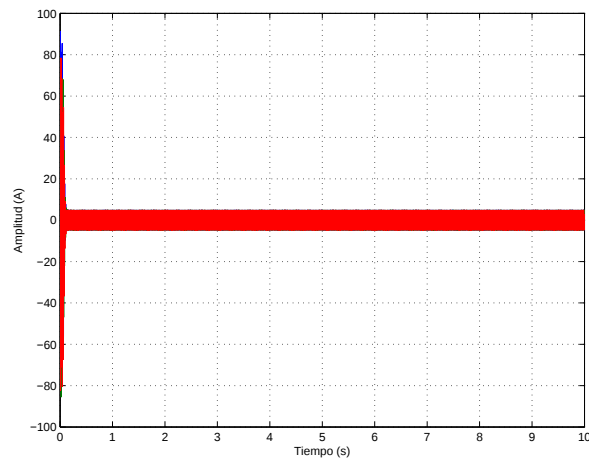


Figura 4.1. Corrientes del estator bajo condiciones normales de operación-Simulación.

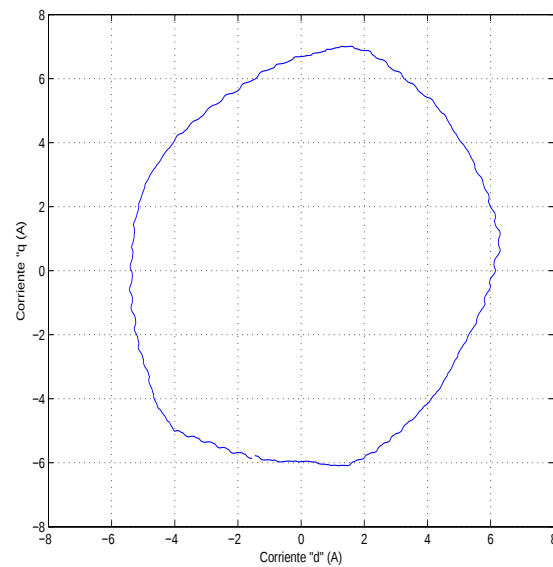


Figura 4.2. Patrón del ISP bajo condiciones normales de operación-Simulación.

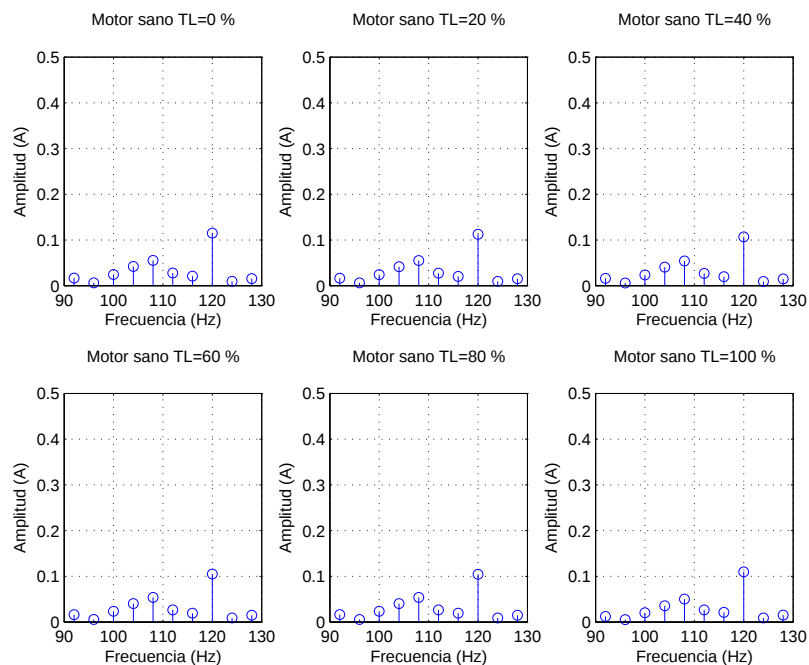


Figura 4.3. Espectros de frecuencias del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

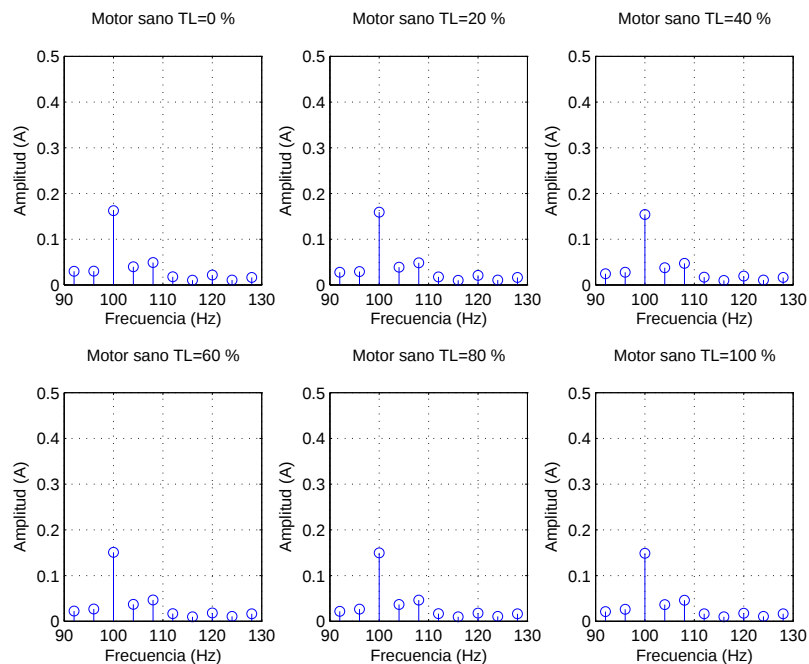


Figura 4.4. Espectros de frecuencias del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1500 *RPM* ($f_L = 50 \text{ Hz}$)-Simulación.

La magnitud relativa M_{rel} con respecto a la fundamental es

$$M_{rel} = \frac{0.1}{6} A \% \quad (4.1)$$

se tiene entonces un magnitud relativa del 1.67 %

4.1.2. Resultados Experimentales - Condiciones Normales

La operación del MI bajo condiciones normales de operación muestra un patrón del ISP (figura 4.5) ligeramente diferente del obtenido en simulación para condiciones sin falla pero cualitativamente equivalente. Las discrepancias se deben a causas como son las asimetrías en la máquina, la variación en los parámetros por fase, y a que la tensión de alimentación no es perfectamente senoidal. La figura 4.6 presenta el espectro del módulo del ISP cuando el MI opera a una frecuencia $f_L = 60Hz$ con variaciones del par de carga donde se puede observar el aumento en la amplitud de los espectros de firma de falla de manera proporcional al par de carga. El orden de la magnitud de la frecuencia de la corriente fundamental es de $6A$.

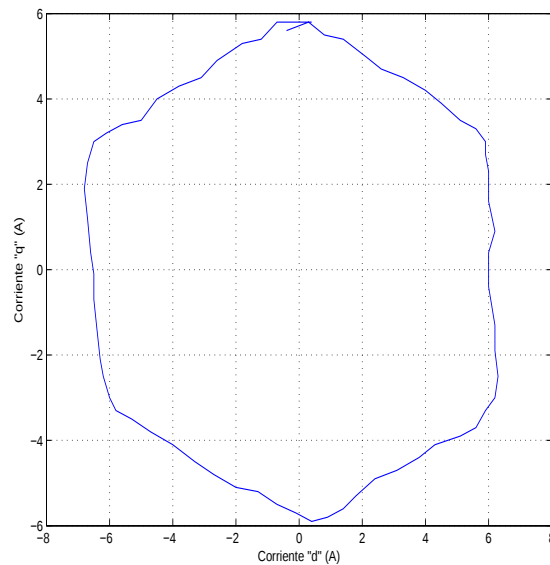


Figura 4.5. Patrón del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación-Experimental.

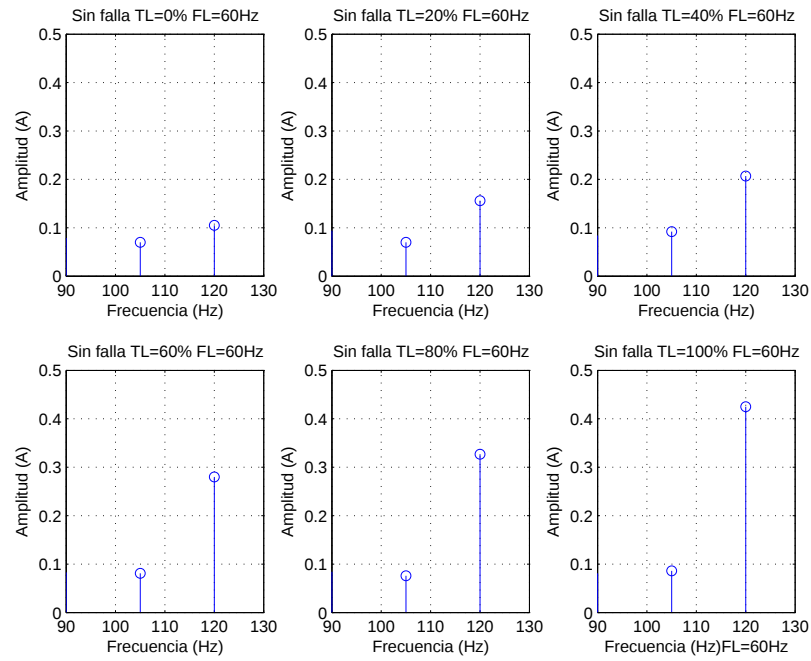


Figura 4.6. Espectros de frecuencias del módulo del ISP bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{ Hz}$)-Experimental.

Tabla 4.1. Resultados comparativos de simulación y experimentales de un motor sano a 1800 PRM $f_l = 60\text{ Hz}$

Par	0 %	20 %	40 %	60 %	80 %	100 %
Magnitud Simulación (A)	0.12	0.12	0.12	0.12	0.12	0.12
Magnitud Experimental (A)	0.12	0.16	0.21	0.28	0.32	0.42

4.1.3. Discusión de Resultados bajo Condiciones Normales de Operación

- El patrón del ISP simulado 4.2 y experimental 4.5 presentan diferencias en la orientación debidas a la selección de la secuencia de fases de la tensión de alimentación.
- En el patrón del ISP experimental 4.2 no se aprecia el rizo del patron ISP simulado 4.5 debido a la cantidad de información tomada de manera experimental. Para el ISP simulado se toman 16384 muestras de las corrientes del estator y el patron ISP experimental toma solo 128 muestras. Se logra el diagnóstico con solo 128 muestras

ajustando la frecuencia de muestreo F_s a un múltiplo de la frecuencia de firma de falla buscada y lograr además el manejo de poca información para el recurso de tiempo real.

- En la tabla 4.1 se muestran los resultados comparativos entre la simulación y los resultados experimentales para un MI sano en los cuales se aprecia para el caso de simulación que el armónico de firma de falla permanece constante independientemente del cambio de par de carga T_L esto debido a que mantiene una perfecta balance en los parámetros del MI (resistencias e inductancias). A nivel experimental se observa un incremento en la magnitud del armónico de firma de falla conforme aumenta el par de carga T_L debido a que por cuestiones de manufactura del MI no existe un perfecto balance en los parámetros del MI (resistencia e inductancias). Al aumentar el par de carga T_L aumenta la magnitud de la corriente fundamental lo cual trae como consecuencia que aumenta la magnitud de los armónicos de firma de falla en la misma proporción.

4.2. Falla Eléctrica de Estator

En caso de una falla del estator se provoca un desbalance en las corrientes, lo que ocasiona que el patrón del módulo del ISP adopte una forma elipsoidal. Para el caso de una falla de estator en la fase a, la figura 4.15 presenta el patrón del ISP en simulación y la figura 4.16 para el caso experimental. Para el caso de una falla de estator en la fases a y b, la figura 4.7 presenta el patrón del módulo del ISP obtenido en simulación. Es importante mencionar que dependiendo de la fase en la que se presenta el daño (fase a, b o c), cambia la orientación del patrón del módulo del ISP, sin embargo el espectro de frecuencia es el mismo independientemente de la fase.

El espectro de frecuencias del módulo del ISP para el caso de daño en fases a y b para una frecuencia de 60 Hz obtenido en simulación se muestra en la figura 4.8, puede observarse que la componente debida a la falla ocurre en múltiplos del doble de la frecuencia de la tensión de alimentación.

Para este tipo de falla se consideraron dos escenarios a continuación, falla incipiente con 15 espiras del devanado de una fase en cortocircuito y falla severa con un 50 % del campo dañado.

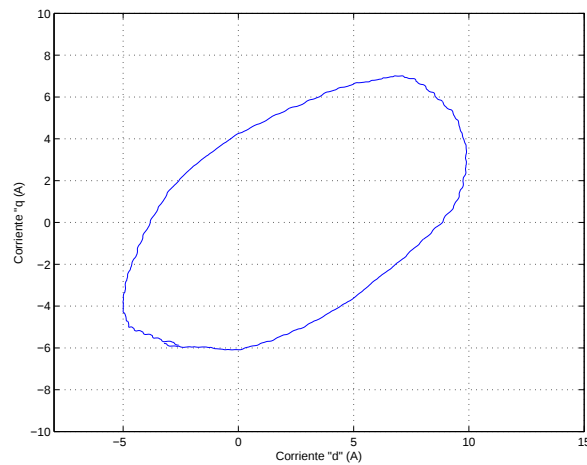


Figura 4.7. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator en las fases a y b-Simulación.

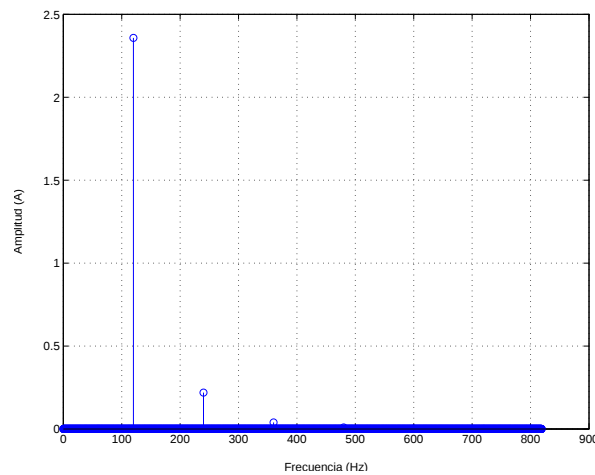


Figura 4.8. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator en las fases a y b-Simulación.

4.2.1. Resultados en Simulación - Falla de Estator Incipiente

El primer caso estudiado para el escenario de la falla eléctrica del estator es cuando se presenta una falla de unas pocas espiras en cortocircuito de una fase. Para inducir este nivel de falla en el modelo de simulación se procedió a contar el número de espiras de los devanados del MI y a medir los parámetros de inductancia y resistencia respectivos. A continuación se calculó un estimado en porcentaje del daño ocasionado al reducir 15 espiras del total con que cuenta el devanado (320 espiras). Este porcentaje estimado de variación de los parámetros se introdujo en el modelo.

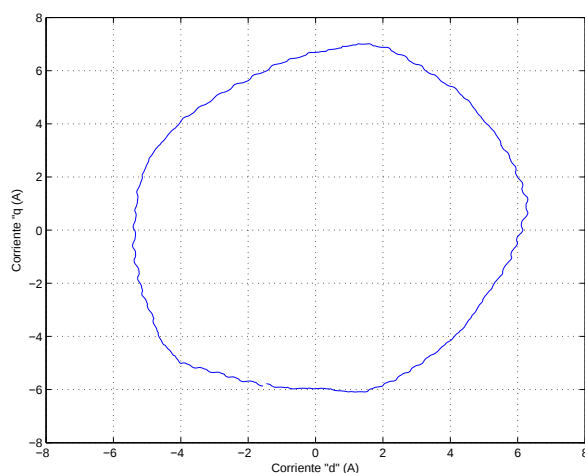


Figura 4.9. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito)-Simulación.

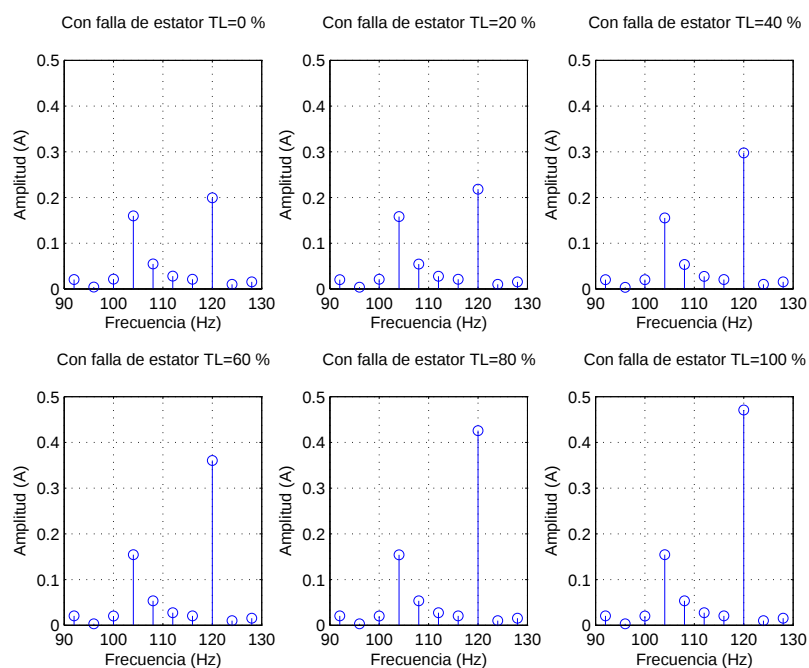


Figura 4.10. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

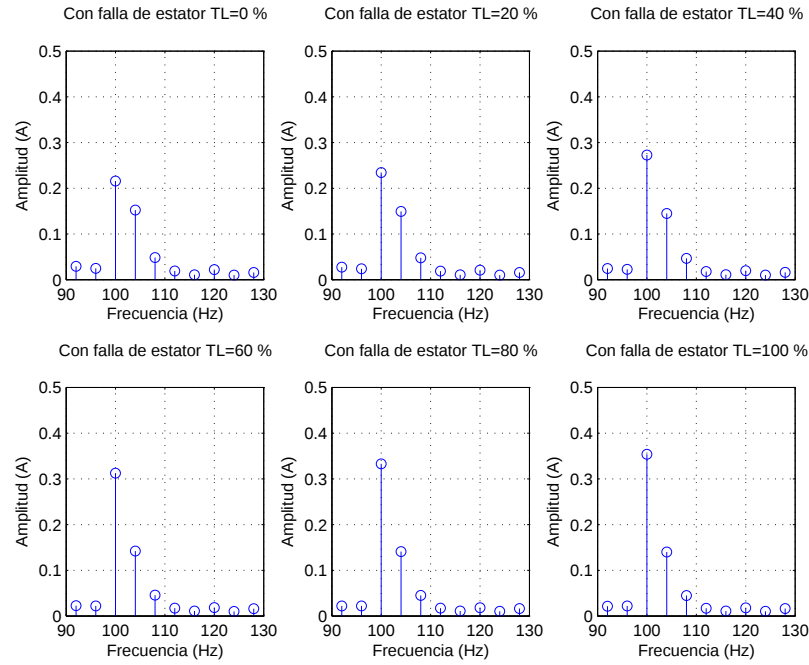


Figura 4.11. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1500 *RPM* ($f_L = 50 \text{ Hz}$)-Simulación

En la figura 4.9 se presenta el patrón del ISP simulado para estas condiciones. Se puede observar que a partir de esta curva es difícil discernir si existe una falla si se compara con el patrón del MI sano o sin falla (figura 4.2). Sin embargo en los resultados obtenidos para los espectros del módulo del ISP si se observa un incremento considerable en las componentes con respecto a aquellas del caso sin falla (figura 4.10), los resultados de simulación se presentan para un barrido de par de carga del 0 % al 100 % para una frecuencia $f_L = 60 \text{ Hz}$.

Se puede apreciar en las figuras 4.10 y 4.11 el aumento en la amplitud de los espectros de firma de falla para frecuencias $f_L = 60 \text{ Hz}$ y $f_L = 50 \text{ Hz}$, respectivamente.

4.2.2. Resultados Experimentales - Falla de Estator Incipiente

Las gráficas de los espectros de frecuencias del módulo del ISP obtenidos experimentalmente para el caso de 15 espiras en cortocircuito de una fase se muestran en las figuras 4.13 y 4.14 para tensiones de alimentación de frecuencias de 60 *Hz* y 50 *Hz*. En ambos casos se puede apreciar el incremento en la amplitud de la componente asociada a la falla (120 *Hz*) conforme se incrementa el par de carga aplicado, lo cual permite la detección de esta tipo de falla.

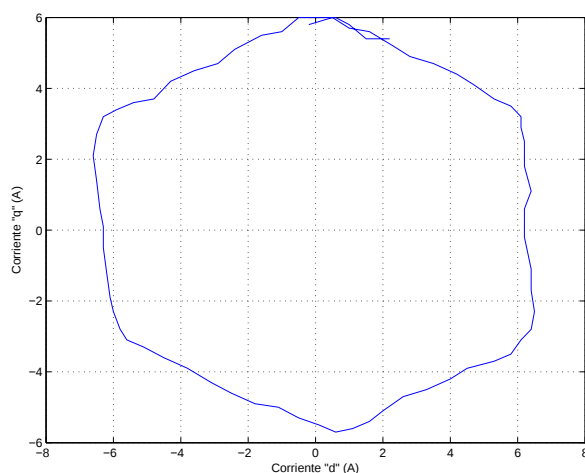


Figura 4.12. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito)-Experimental.

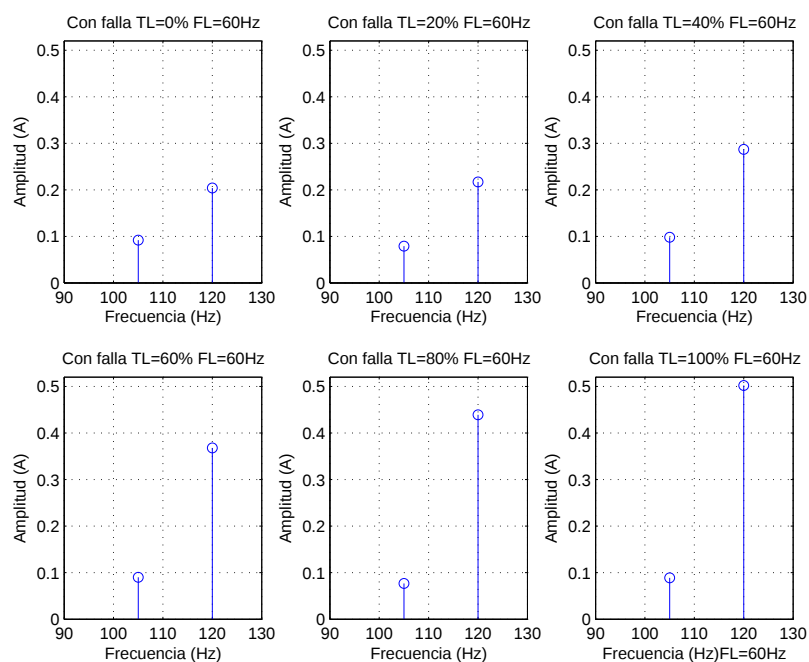


Figura 4.13. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60$ *Hz*)-Experimental.

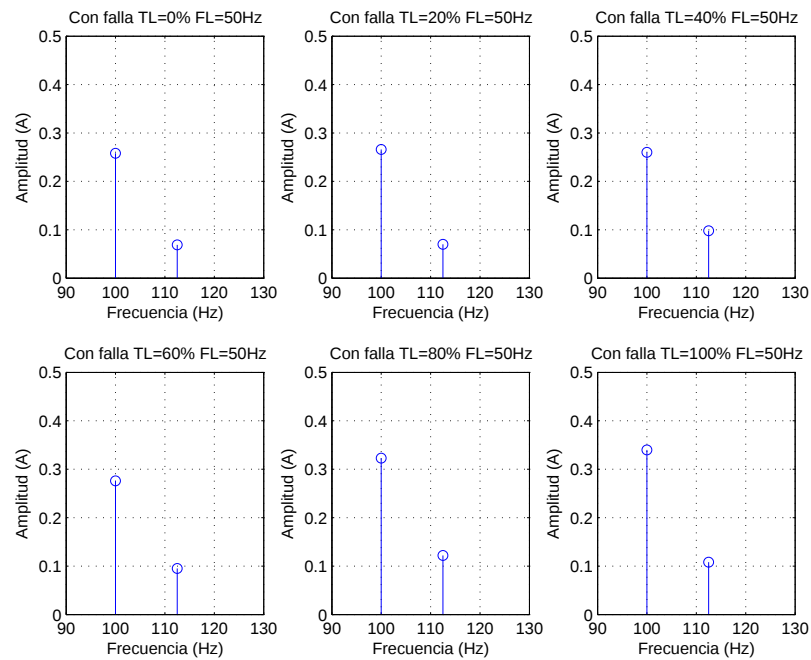


Figura 4.14. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator incipiente (15 espiras en cortocircuito) a una velocidad de 1500 RPM ($f_L = 50\text{ Hz}$)-Experimental.

Tabla 4.2. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla incipiente estator 15 espiras en corto circuito a $1800PRM f_l = 60Hz$

Par	0 %	20 %	40 %	60 %	80 %	100 %
Magnitud Simulación (A)	0.20	0.22	0.30	0.36	0.42	0.49
Magnitud Experimental (A)	0.21	0.22	0.29	0.38	0.41	0.50

Tabla 4.3. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla incipiente estator 15 espiras en corto circuito a $1500PRM f_l = 50Hz$

Par	0 %	20 %	40 %	60 %	80 %	100 %
Magnitud Simulación (A)	0.21	0.24	0.28	0.31	0.33	0.35
Magnitud Experimental (A)	0.26	0.28	0.28	0.29	0.32	0.34

4.2.3. Discusión de Resultados Falla Estator Incipiente

- En el patrón del ISP experimental 4.12 no se aprecia el rizo del patron ISP simulado 4.9 debido a la cantidad de información tomada de manera experimental. Para el ISP simulado se toman 16384 muestras de las corrientes del estator y el patron ISP experimental toma solo 128 muestras.
- En la tabla 4.2 y 4.3 se muestran los resultados comparativos del espectro de frecuencias de firma de falla del ISP a una velocidad de $1800RPM f_L = 60Hz$ y $1800RPM f_L = 60Hz$ respectivamente. En estos resultados se aprecian ciertas diferencias debidas a errores en la estimación paramétricas.
- Se muestra la capacidad del sistema y los algoritmos de diagnóstico para la detección de un nivel de falla incipiente que es uno de los casos más importantes por que es el comienzo de la propagación de la falla.
- Se tiene un error entre los resultados de simulación y experimentales del orden $\frac{1}{100}$ en la magnitud del armónico de firma de falla. La magnitud de la corriente fundamental del espectro de firma de falla tiene un orden de 6A al 100 % del par de carga T_L .

4.2.4. Resultados en Simulación - Falla de Estator Severa

Otro de los escenarios de falla eléctrica estudiado, es el caso de la falla de estator que corresponde al 50 % del circuito del estator de una fase cortocircuitado. A nivel simulación, y al igual que en los otros casos de falla de estator, se modificó de manera proporcional la magnitud de los parámetros de inductancia y resistencia para inducir el daño en el modelo dinámico. En la figura 4.15 se presenta el patrón del módulo del ISP y en la figura 4.17 se muestran los resultados de simulación para el espectro de frecuencias del módulo del ISP para una tensión de alimentación con una frecuencia $f_L = 60 Hz$. Puede apreciarse el incremento drástico en la magnitud del espectro de firma de falla debido al nivel de daño provocando en el devanado del estator, dicha magnitud también aumenta de manera proporcional al par de carga aplicado. Por simplicidad se presenta sólo el caso a velocidad nominal.

4.2.5. Resultados Experimentales - Falla de Estator Severa

El caso de la falla eléctrica del estator con un 50 % del devanado cortocircuitado se logró evaluar de manera experimental eliminando la mitad de un devanado de una fase. La estructura del estator del MI es en doble estrella en paralelo, lo cual facilita implementar este experimento. El patrón del módulo del ISP se presenta en la figura 4.16, se puede

observar que la curva ahora es doble con respecto al del caso del MI sano y además presenta una forma elipsoidal debido a que la corriente de las fases ya no es balanceada. El espectro de frecuencias del módulo del ISP para una tensión de alimentación con una frecuencia $f_L = 60 \text{ Hz}$ se muestra en la figura 4.18, los resultados son similares a los obtenidos en simulación.

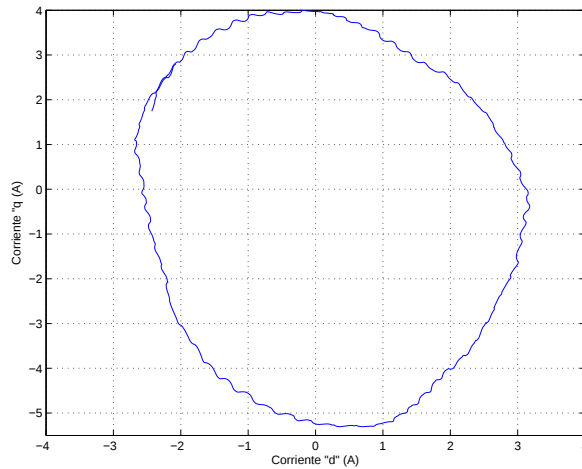


Figura 4.15. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito)-Simulación.

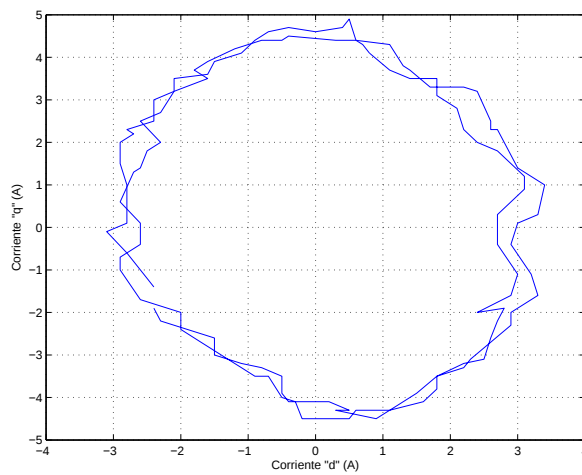


Figura 4.16. Patrón del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito)-Experimental.

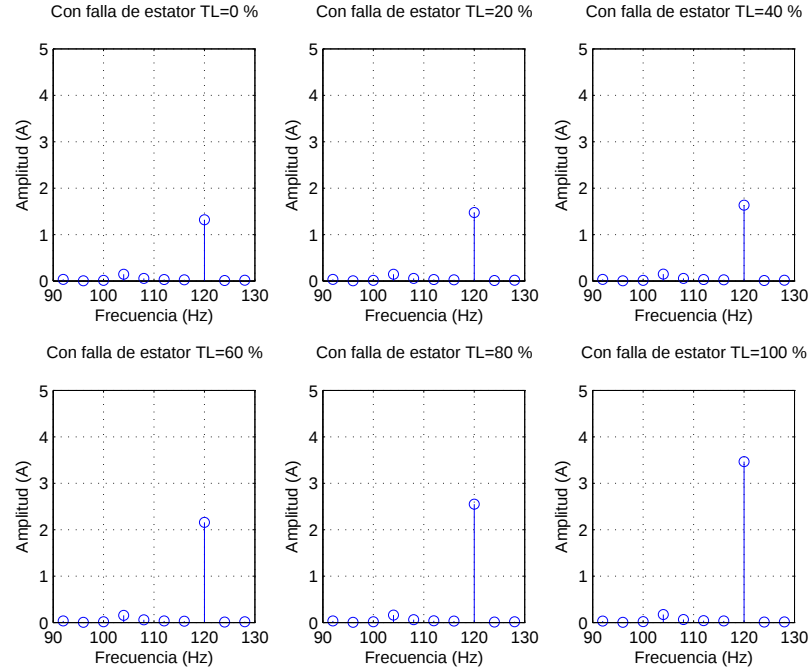


Figura 4.17. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito) a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

4.2.6. Discusión de Resultados Falla Estator Incipiente

- En el patrón del ISP experimental 4.16 no se aprecia el rizo del patrón ISP simulado 4.15 debido a la cantidad de información tomada de manera experimental. Para el ISP simulado se toman 16384 muestras de las corrientes del estator y el patrón ISP experimental toma solo 128 muestras.
- En la tabla 4.4 se muestran los resultados comparativos del espectro de frecuencias de firma de falla del ISP a una velocidad de 1800 *RPM* $f_L = 60 \text{ Hz}$. En estos resultados se aprecian ciertas diferencias debidas a errores en la estimación paramétricas.
- Se tiene un error entre los resultados de simulación y experimentales del orden $\frac{1}{10}$ en la magnitud del armónico de firma de falla. La magnitud de la corriente fundamental del espectro de firma de falla tiene un orden de 6A al 100 % del par de carga T_L .

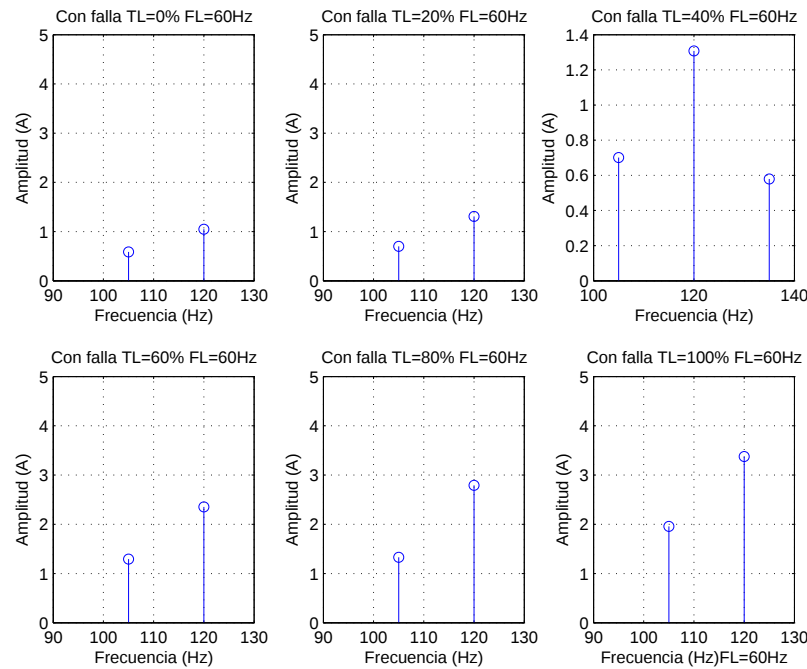


Figura 4.18. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del estator severa (50 % del devanado de una fase en cortocircuito) a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Experimental.

Tabla 4.4. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla 50 % estator en corto circuito a 1800 *PRM* $f_l = 60 \text{ Hz}$

Par	0 %	20 %	40 %	60 %	80 %	100 %
Magnitud Simulación (A)	1.2	1.5	1.8	2.1	2.5	3.5
Magnitud Experimental (A)	1	1.2	1.3	2.2	2.8	3.3

4.3. Falla Eléctrica de Rotor

Otro de los escenarios estudiados es el de la falla eléctrica de rotor. Esta falla tiene un espectro de firma de falla de baja frecuencia, la componente característica está asociada al deslizamiento del MI. En la figura 4.19 se presentan las señales de corriente del estator para el caso de una barra rota del rotor donde se puede observar la envolvente de baja frecuencia. El patrón del módulo del ISP cuando hay una barra completamente rota en el rotor se muestra en la figura 4.20.

El espectro de firma de falla del rotor depende de la frecuencia de la tensión de alimentación y del par de carga a través del deslizamiento. En la figura 4.21 se muestra la simulación del espectro de frecuencia para el caso del MI sano.

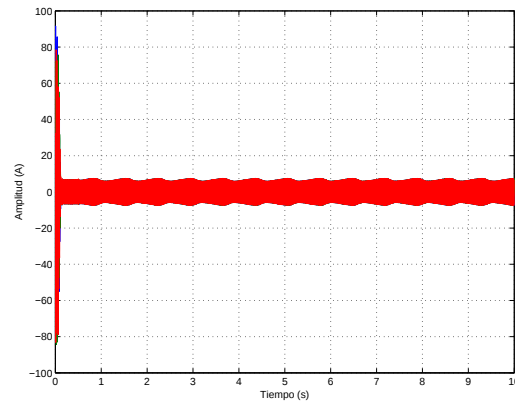


Figura 4.19. Corrientes del estator para el caso de 1 barra rota del rotor a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{Hz}$)-Simulación.

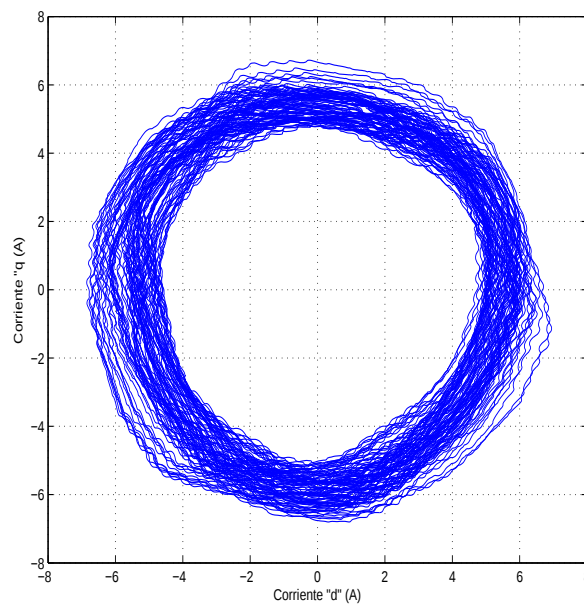


Figura 4.20. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor (barra rota) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{Hz}$)-Simulación.

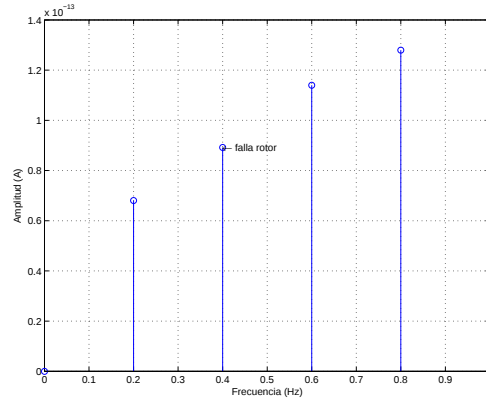


Figura 4.21. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para un MI sano a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

4.3.1. Resultados en Simulación - Falla de Rotor Incipiente 1

En las figuras 4.22 y 4.23 se muestran los resultados obtenidos en simulación correspondientes al patrón y al espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor con una barra parcialmente rota (perforación de $1/8 \text{ pulgada} \times 2 \text{ mm}$ en una barra con un espesor de 25 mm) para $f_L = 60 \text{ Hz}$, respectivamente. Para el caso del patrón del módulo del ISP, no se aprecia un cambio considerable con respecto al del MI sano (figura 4.2) pero el grosor de la curva es menor que en el caso de 1 barra rota (figura 4.20). Sin embargo la componente asociada a la falla en $f = 0.4 \text{ Hz}$ si experimenta un aumento considerable como se puede apreciar en la figura 4.23.

Para inducir el nivel de falla en el rotor se procedió a perforar el rotor, a diferencia del procedimiento efectuado para el caso de falla incipiente del estator no se tiene acceso directo a la medición de parámetros de la jaula de ardilla del rotor. El procedimiento que se efectuó es similar al descrito en la figura 1.20, conociendo el grupo de parámetros del MI en condiciones normales, se capturó el transitorio de arranque de las señales de corriente del estator con la perforación en el rotor y posteriormente se llevó a cabo el procedimiento dado en [71]. Con los parámetros bajo condiciones normales de operación y falla del rotor se obtuvo el nivel de cambio en las resistencias e inductancias del rotor debido a la falla incipiente.

4.3.2. Resultados en Simulación - Falla de Rotor Incipiente 2

Los resultados en simulación para el caso en el que se tiene una perforación de mayor profundidad ($1/8 \text{ pulgada} \times 10 \text{ mm}$) entre el anillo de corto circuito y una de las barras

del rotor se muestran en las figuras 4.24 y 4.25. De igual manera que en el caso anterior, el patrón del módulo del ISP no se percibe un cambio considerable con respecto al del MI sano. No obstante se vuelve a observar un incremento en la magnitud del armónico de firma de falla ($f = 0.4 \text{ Hz}$) (figura 4.25).

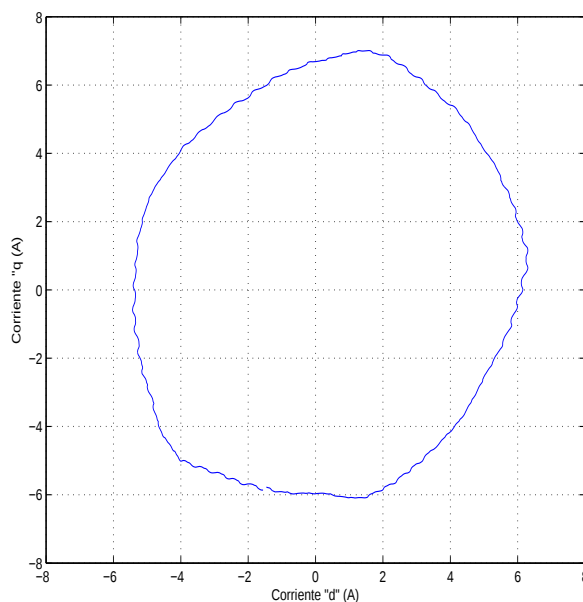


Figura 4.22. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8 \text{ pulgada} \times 2 \text{ mm}$) a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

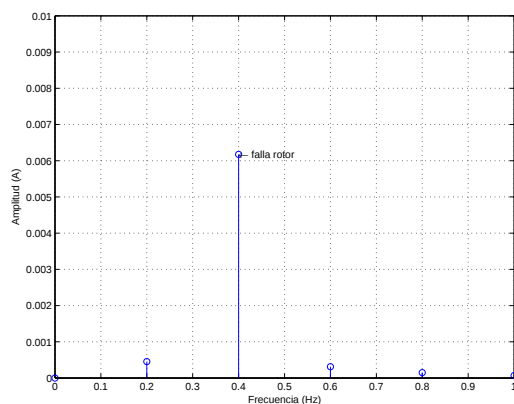


Figura 4.23. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8 \text{ pulgada} \times 2 \text{ mm}$) a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

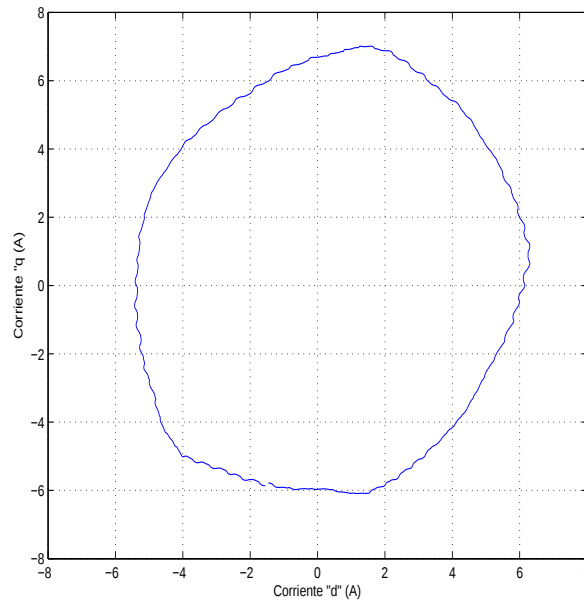


Figura 4.24. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 10 mm) a una velocidad de 1800 *RPM* aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.

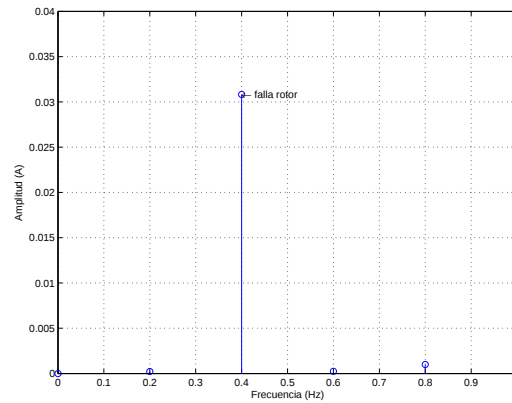


Figura 4.25. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times$ 10 mm) a una velocidad de 1800 *RPM* aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.

4.3.3. Resultados Experimentales - Falla de Rotor Incipiente 1

Los resultados experimentales obtenidos para el caso en el que el rotor tiene una perforación de $1/8$ pulgada $\times$ 2 mm se presentan en las figuras 4.26 y 4.27, corresponden al patrón y al espectro de frecuencias del módulo del ISP para $f_L = 60$ Hz, respectivamente. Esta falla se indujo al realizar una perforación $1/8$ pulgada $\times$ 2 mm entre el anillo de corto

circuito y una de las barras de la jaula de ardilla del rotor. Dado que el espesor de la barra es de 25 mm , la falla se considera de tipo incipiente. La curva del patrón del módulo del ISP presenta un rizo menor que en simulación, sin embargo la forma es también hexagonal. Respecto al espectro de frecuencias, se observa la componente asociada a la falla en $f = 0.4\text{ Hz}$ con una amplitud cercana al caso en simulación.

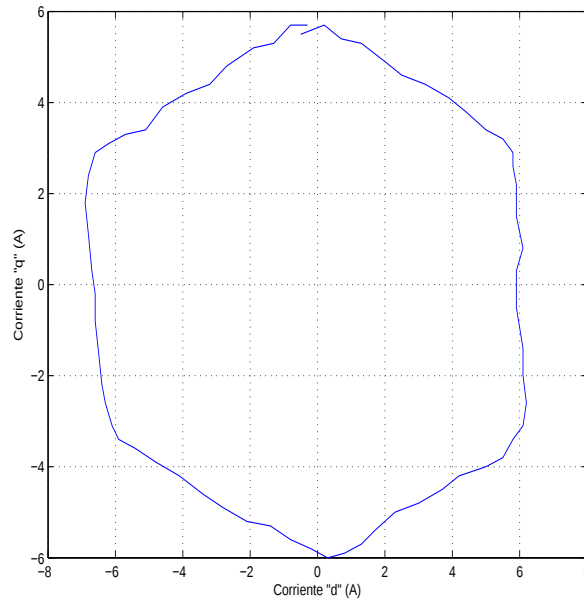


Figura 4.26. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8\text{ pulgada} \times 2\text{ mm}$) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{ Hz}$)-Experimental.

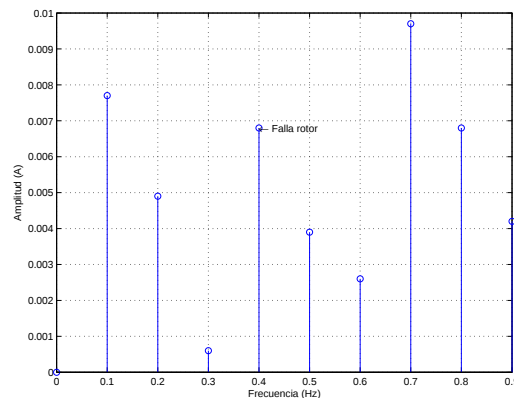


Figura 4.27. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8\text{ pulgada} \times 2\text{ mm}$) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{ Hz}$)-Experimental.

4.3.4. Resultados Experimentales - Falla de Rotor Incipiente 2

Para lograr una fractura mayor de una barra de la jaula de ardilla del MI, se perforó aun más el anillo de cortocircuito hasta un nivel de 10 mm con el mismo diámetro de $1/8\text{ pulgada}$. Sin embargo, esta perforación no fragmentó la barra debido a que el espesor es de 25 mm . Cabe señalar que las perforaciones del rotor se realizaron gradualmente logrando identificar un daño a partir de los 2 mm de profundidad dejándose en un nivel de 10 mm perfectamente identificable por el sistema.

Debido a que el objetivo de esta prueba era detectar un nivel de falla incipiente y no una ruptura de la barra, la cual puede identificarse inclusive acústicamente, ya no se perforó más el rotor. En las figuras 4.28 y 4.29 se muestran los resultados obtenidos correspondientes al patrón y al espectro de frecuencias del módulo del ISP para $f_L = 60\text{ Hz}$, respectivamente. Nuevamente se observa en el espectro de frecuencias que la componente asociada a la falla en $f = 0.4\text{ Hz}$ tiene una amplitud cercana al caso en simulación.

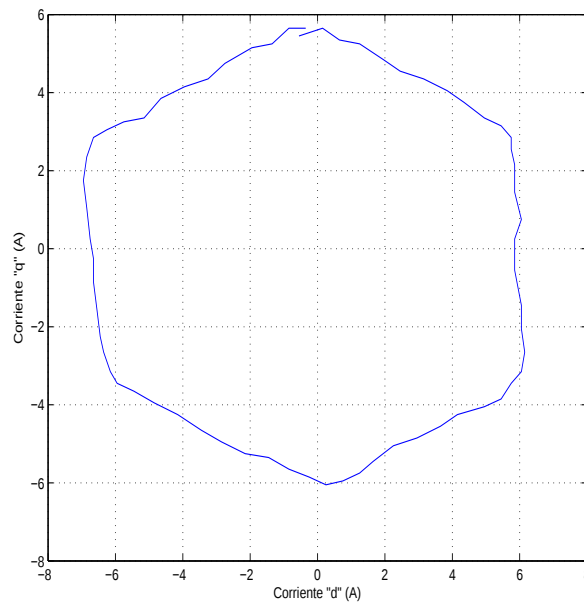


Figura 4.28. Patrón del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8\text{ pulgada} \times 10\text{ mm}$) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{ Hz}$)-Experimental.

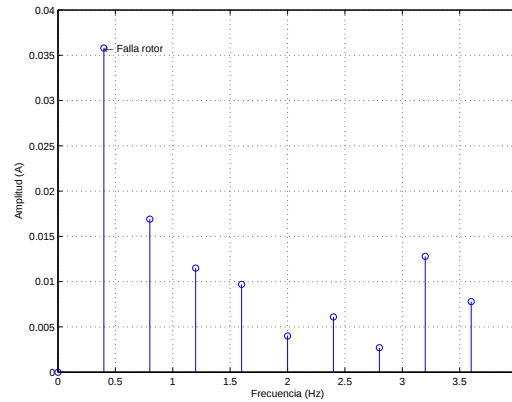


Figura 4.29. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla del rotor incipiente (perforación $1/8$ pulgada $\times 10$ mm) a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60$ Hz)-Experimental.

Tabla 4.5. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla rotor incipiente 1 perforación rotor $2\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ a 1800PRM $f_l = 60\text{Hz}$

Tipo	Deslizamiento s	Frecuencia firma de falla Hz	Magnitud (A)
Simulación	0.0033	0.4	0.0063
Experimental	0.0033	0.4	0.0068

Tabla 4.6. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla rotor incipiente 1 perforación rotor $10\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ a 1800PRM $f_l = 60\text{Hz}$

Tipo	Deslizamiento s	Frecuencia firma de falla Hz	Magnitud (A)
Simulación	0.0033	0.4	0.032
Experimental	0.0033	0.4	0.036

4.3.5. Discusión de Resultados Falla Rotor Incipiente

- Debido al proceso de estimación de los parámetros tanto bajo condición normales de operación como bajo condiciones de falla incipiente para la perforación de $1/8$ pulgada $\times 2$ mm se tiene un grado de variabilidad de $\frac{2}{10000}$ de la amplitud del espectro de firma de falla como se muestra en 4.5.

- Para el caso de perforación del rotor de $1/8$ pulgada $\times 10$ mm se tiene un grado de variabilidad de $\frac{2}{1000}$ de la amplitud del espectro de firma de falla como se muestra en 4.6.
- A pesar del grado de variabilidad se considera que es buena la aproximación de los resultados de simulación y experimentales. Además de que siempre existen errores en los procesos de medición y ruido.

4.4. Falla de Balero - Resultados en Simulación

El modelo dinámico propuesto (1.52)-(1.74) permite simular fallas de balero para el caso en el que se presenta desgaste en la pista interna de éste. Tal fenómeno se modeló a través de una función que determina el coeficiente de fricción viscosa. En la figura 4.30 se muestra el patrón del módulo del ISP correspondiente para $f_L = 60$ Hz.

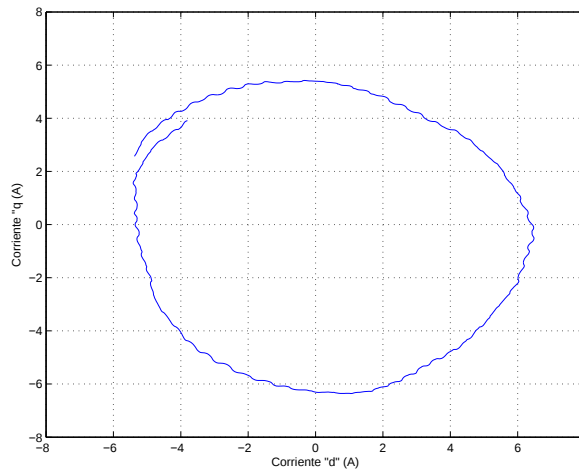


Figura 4.30. Patrón del módulo del ISP para la falla de balero a una velocidad de 1800 RPM aprox. ($f_L = 60$ Hz)-Simulación.

El espectro de frecuencias del módulo del ISP para este caso particular de falla de balero se presenta a la mitad de la frecuencia de la tensión de alimentación f_L (figura 4.31).

Se considera un nivel de falla para el caso de balero del 5%.

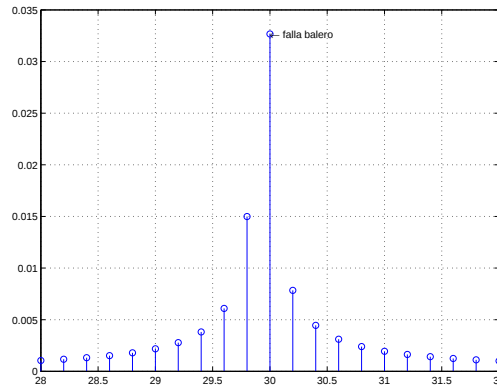


Figura 4.31. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla de balero a una velocidad de 1800 *RPM* aprox. ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

4.5. Falla de Excentricidad Estática - Resultados en Simulación

Para el caso de fallas mecánicas se propone una función que modifica el coeficiente de inductancia mutua de la matriz de inductancias variables ya que éstas dependen de la posición angular de la flecha del rotor que es lo que le da el carácter no lineal al modelo dinámico del MI, lo cual permite describir un tipo de excentricidad: la excentricidad estática. En la figura 4.32 se muestra el patrón del módulo del ISP correspondiente.

El espectro de frecuencias del módulo del ISP para el escenario de falla de excentricidad estática se presenta en la figura 4.33 para $f_L = 60 \text{ Hz}$.

Se considera un nivel de falla para el caso de la excentricidad estática del 5 %.

4.6. Fallas Eléctricas y Mecánicas Simultáneas

El modelo dinámico completo propuesto en (1.52)-(1.74) permite simular los diferentes escenarios de fallas eléctricas y mecánicas anteriores, inclusive cuando ocurren de manera simultánea. El peor caso que puede ocurrir en simulación se muestra en la figura 4.34 a través del espectro de frecuencias del módulo del ISP de cada una de las fallas eléctricas (falla de rotor y estator) y mecánicas (falla de balero y excentricidad estática). Cabe mencionar que las fallas mecánicas estudiadas de balero y excentricidad estática tienen espectros de firma de falla casi empalmados, por lo que a nivel experimental es necesario contar con una fuente de información adicional a la de las señales de corrientes del estator como podría ser la

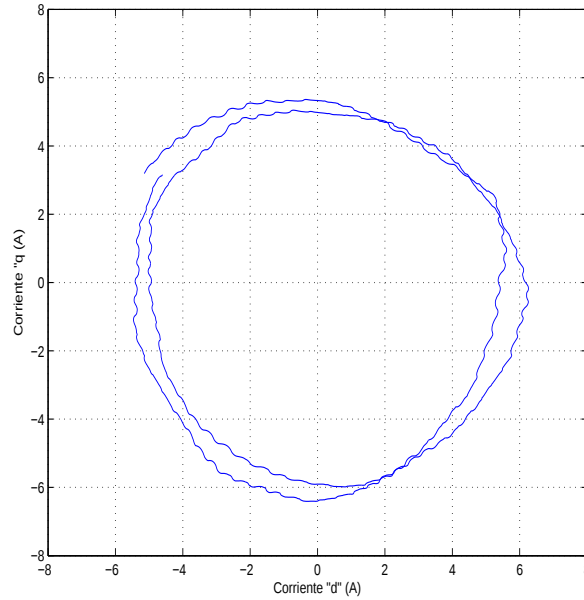


Figura 4.32. Patrón del módulo del ISP para la falla de excentricidad estática a una velocidad de 1800 *RPM* aprox. ($f_L = 60 \text{ Hz}$)-Simulación.

proveniente de algún sensor de vibración mecánica (acelerómetro o proximito).

El espectro de frecuencias en 4.34 presenta armónicos de frecuencia de magnitudes importantes no asociados a la caracterización de espectros de firma de falla eléctrica de rotor y estator los cuales son debidos a que la tensión de alimentación del MI es un patrón PWM senoidal principalmente.

4.6.1. Resultados en Simulación - Fallas Eléctricas Simultáneas

En esta sección se presentan los resultados en simulación para los casos particulares de fallas simultáneas:

1. Fallas incipiente del rotor con una perforación de $10\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ y una falla severa del estator con 50% de la fase a en corto circuito para los casos de simulación 4.35 y experimental 4.35.
2. Fallas incipiente del rotor con una perforación de $10\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ y una falla incipiente de 15 espiras de la fase a en corto circuito para el caso de simulación 4.37 y experimental 4.38.
3. Fallas incipiente del rotor con una perforación de $15\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ y una falla incipiente de

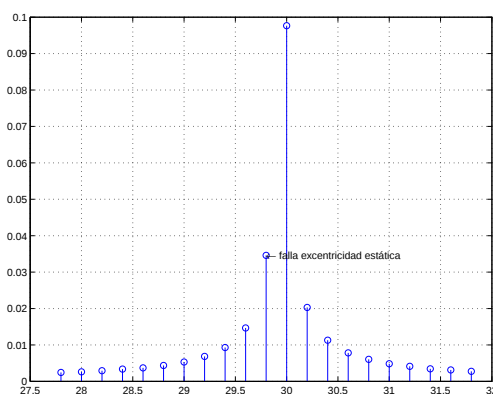


Figura 4.33. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para la falla de excentricidad estática a una velocidad de 1800 *RPM* aprox. ($f_L = 60\text{ Hz}$)-Simulación.

25 espiras de la fase a en corto circuito para el caso de simulación 4.39 y experimental 4.40.

4.6.2. Resultados Experimentales - Fallas Eléctricas Simultáneas

El sistema de diagnóstico de fallas tiene la capacidad de detectar, aislar e identificar fallas de diferentes niveles de daño y de naturalezas diversas en el MI. Una característica importante del presente trabajo es la capacidad de los algoritmos desarrollados, así como del sistema electrónico de instrumentación diseñado, de diagnosticar fallas simultáneas de rotor y estator.

Tabla 4.7. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla simultánea rotor incipiente perforación rotor $10\text{ mm} \times \frac{1}{8}\text{ in}$ y 50 % estator fase a en corto circuito a 1800 PRM $f_l = 60\text{ Hz}$

Tipo de análisis	Magnitud rotor (A) $f_{falla} = 0.4\text{ Hz}$	Magnitud estator (A) $f_{falla} = 120\text{ Hz}$
Simulación	0.025	0.75
Experimental	0.023	0.75

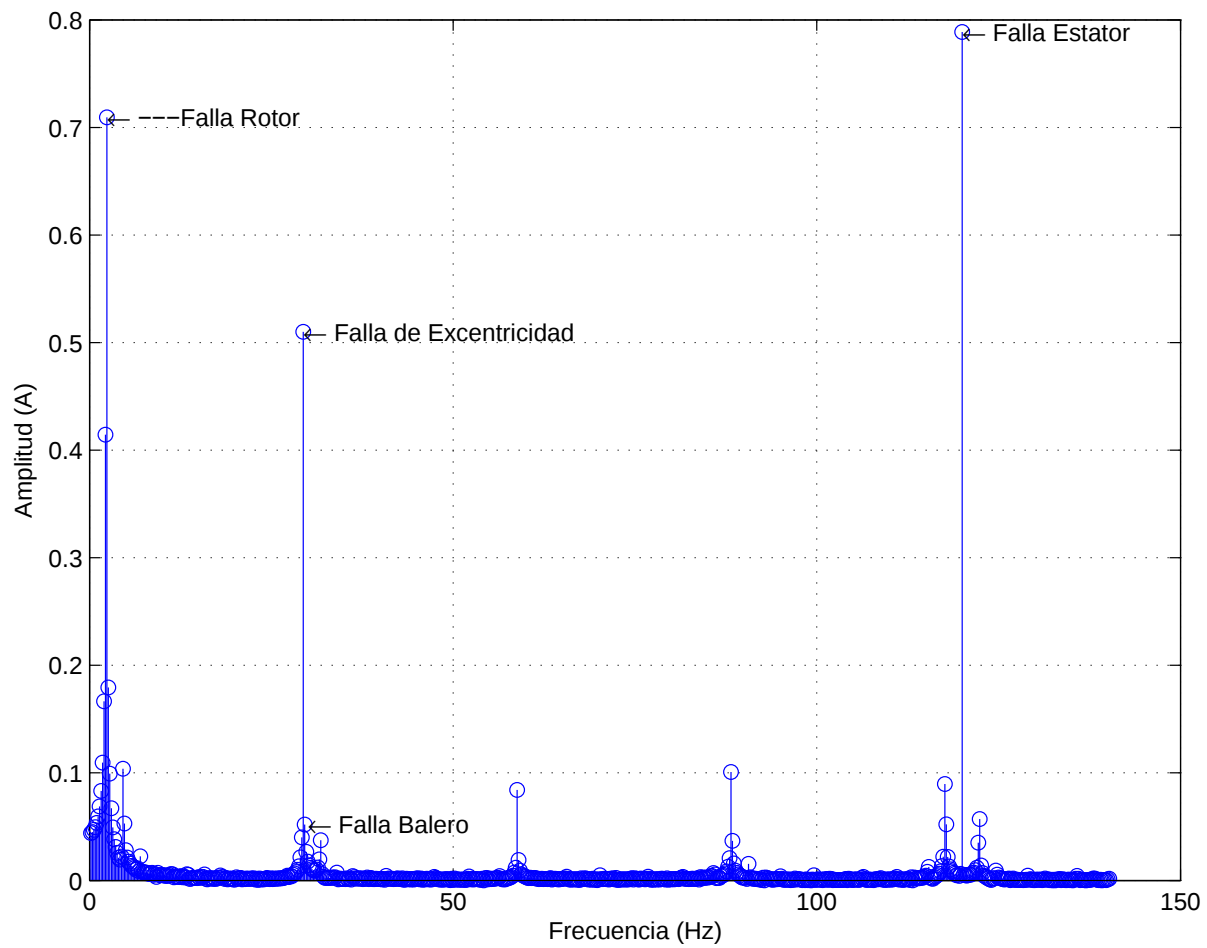


Figura 4.34. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas eléctricas y mecánicas simultáneas a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60Hz$)-Simulación.

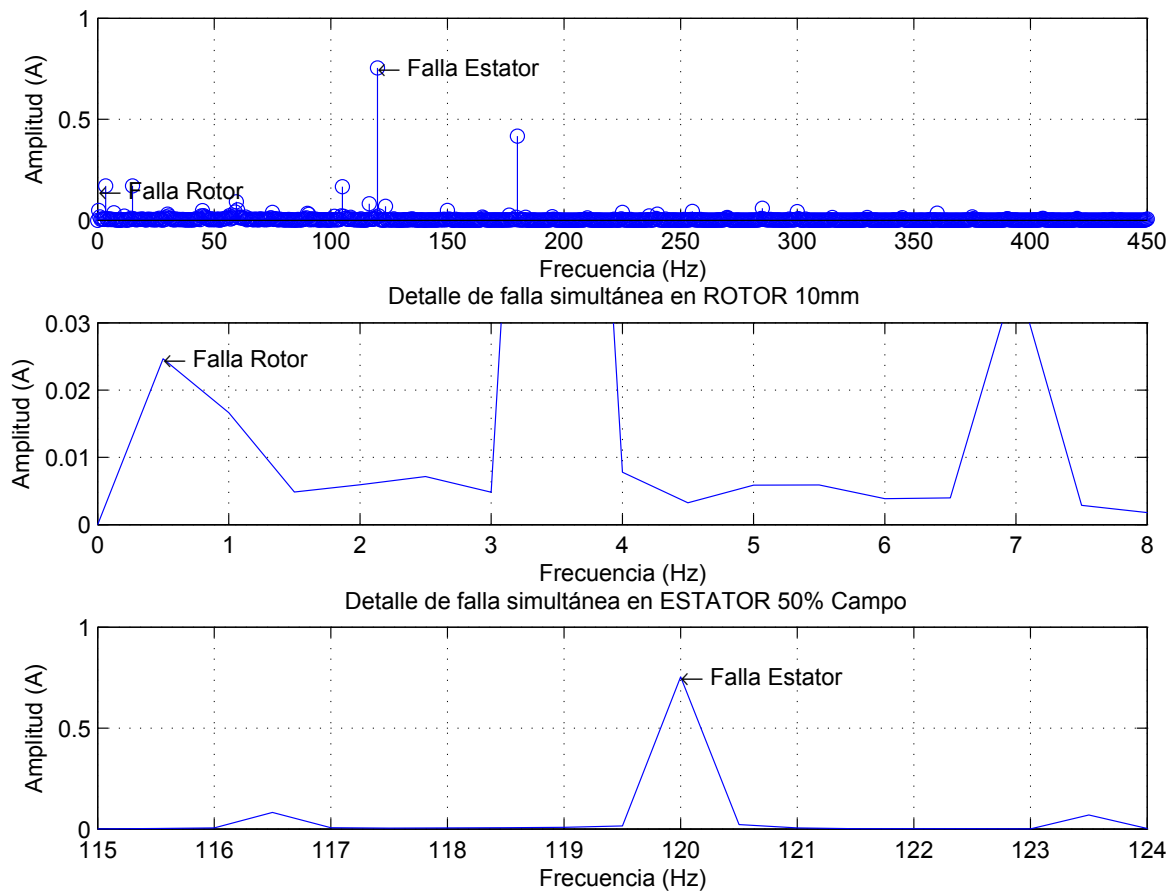


Figura 4.35. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 50% de campo y rotor con perforación de $10mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60Hz$)-Simulación.

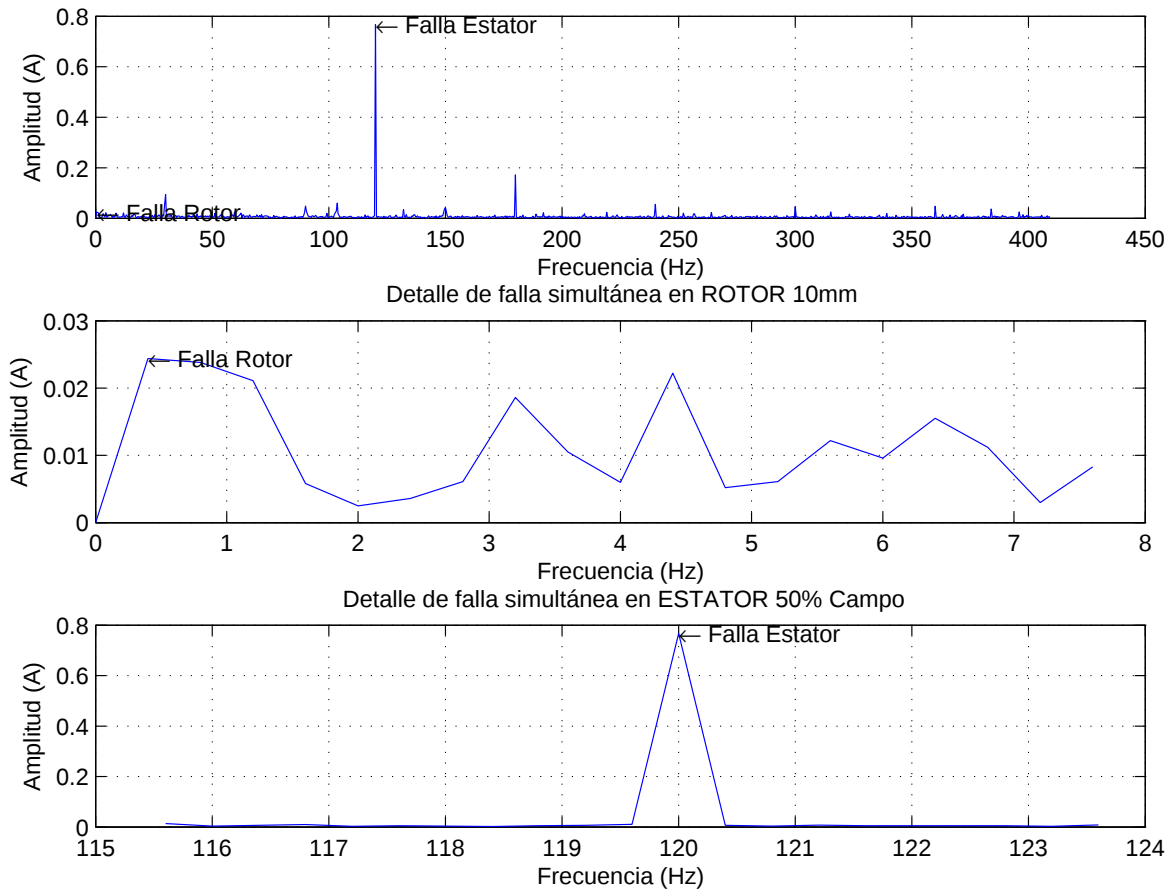


Figura 4.36. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 50% de campo y rotor con perforación de $10mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60Hz$)-Experimental.

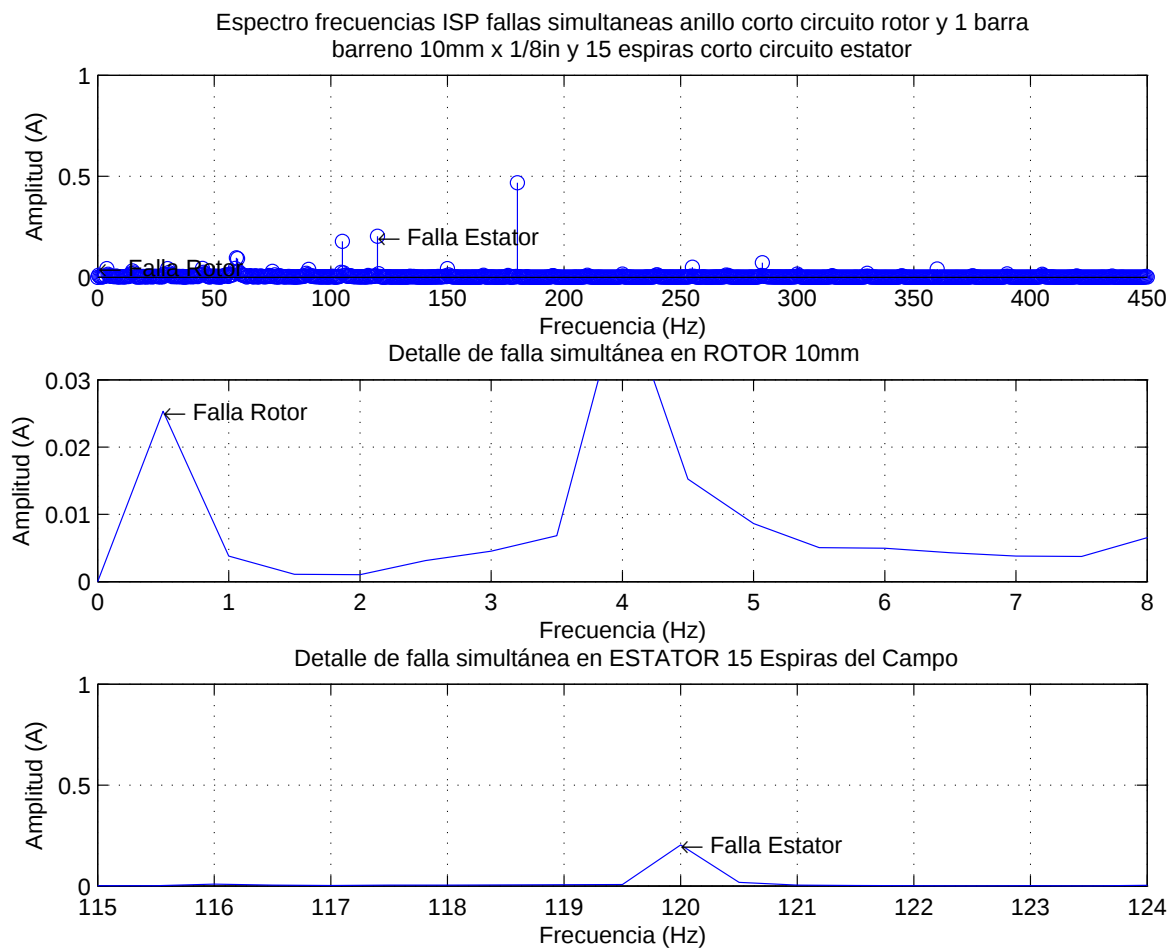


Figura 4.37. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 15 espiras en corto circuito y perforación del rotor $10\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ simultáneas a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{Hz}$)-Simulación.

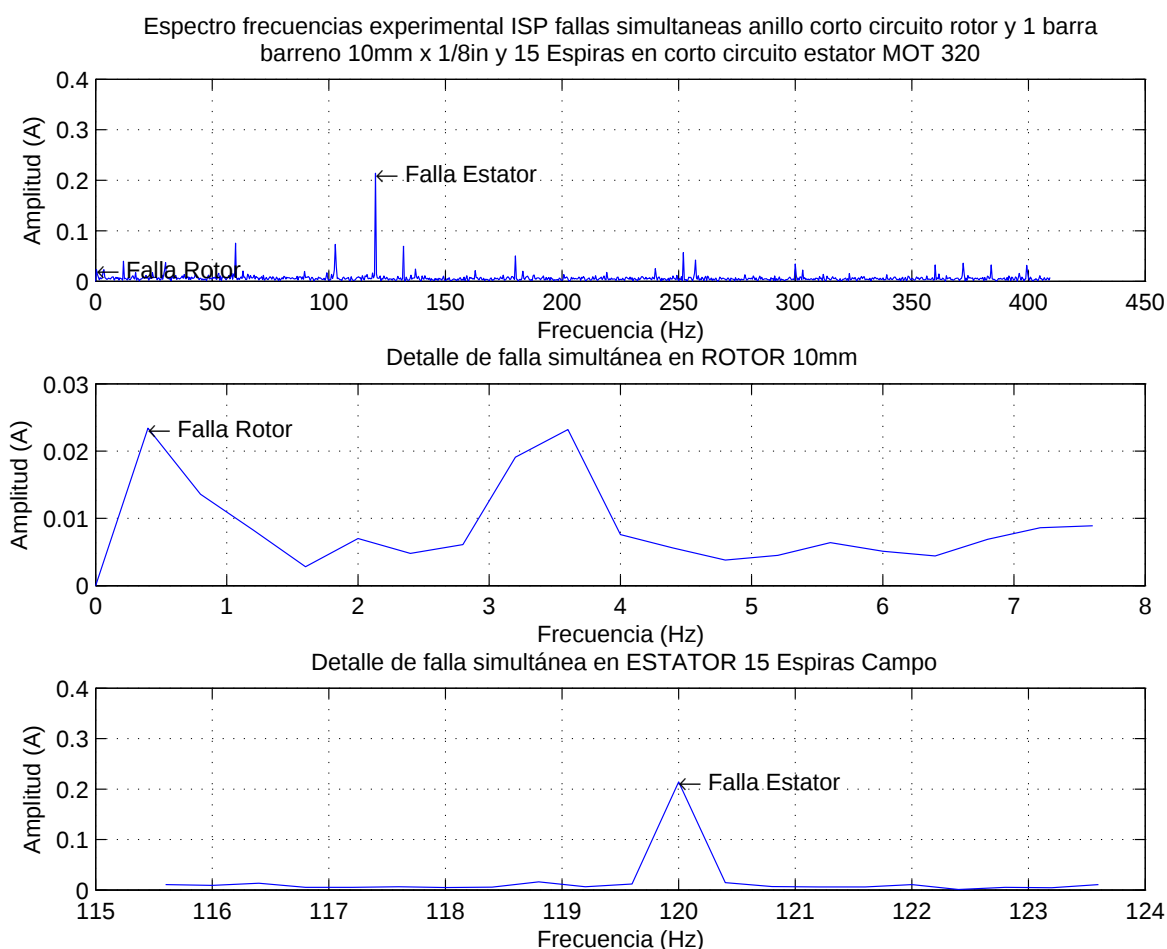


Figura 4.38. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 15 espiras en corto circuito y perforación del rotor $10\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ simultáneas a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{Hz}$)-Experimental.

Tabla 4.8. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla simultánea rotor incipiente perforación rotor $10\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ y 15 espiras estator en corto circuito a 1800PRM $f_l = 60\text{Hz}$

Tipo de análisis	Magnitud rotor (A) $f_{falla} = 0.4\text{Hz}$	Magnitud estator (A) $f_{falla} = 120\text{Hz}$
Simulación	0.025	0.20
Experimental	0.023	0.21

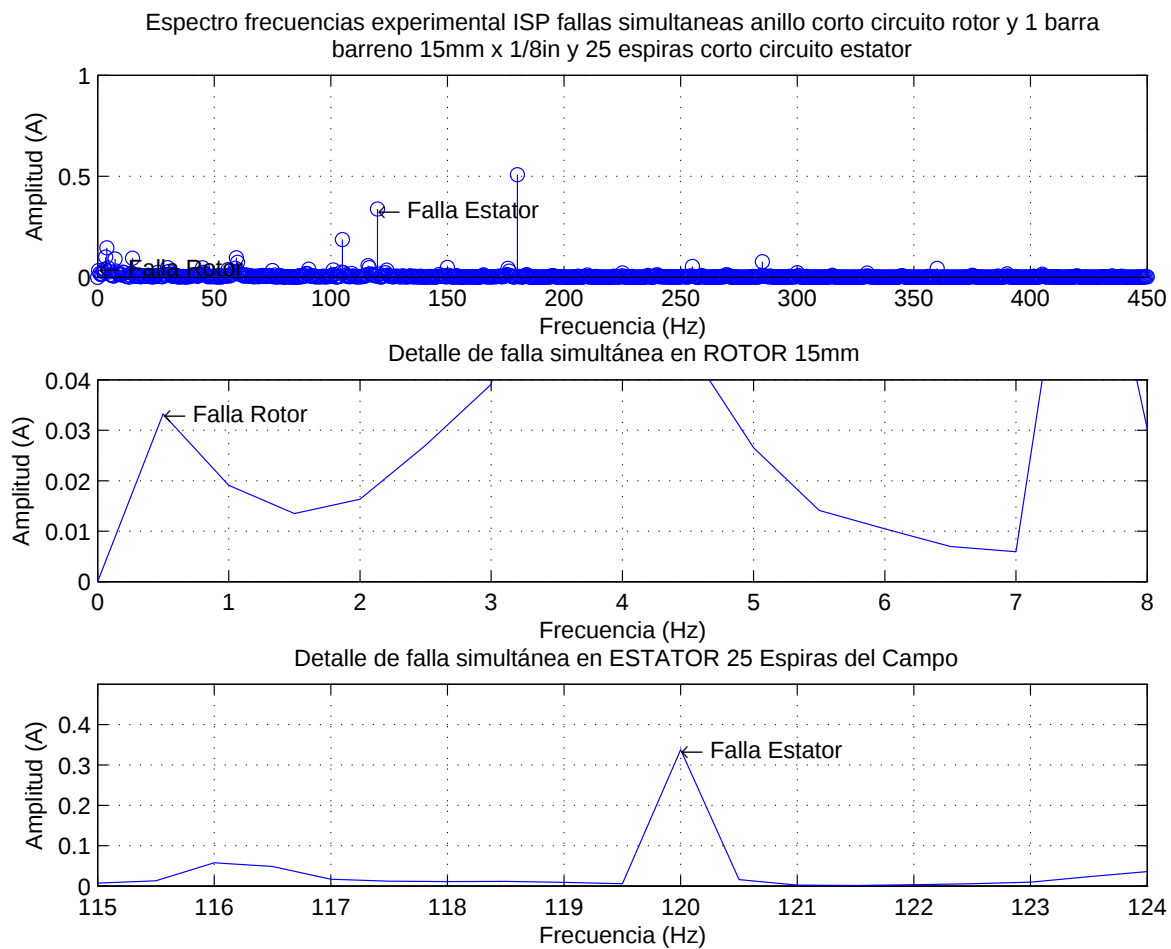


Figura 4.39. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 25 espiras en corto circuito y perforación del rotor $15mm \times \frac{1}{8}in$ simultáneas a una velocidad de $1800\ RPM$ ($f_L = 60Hz$)-Simulación.

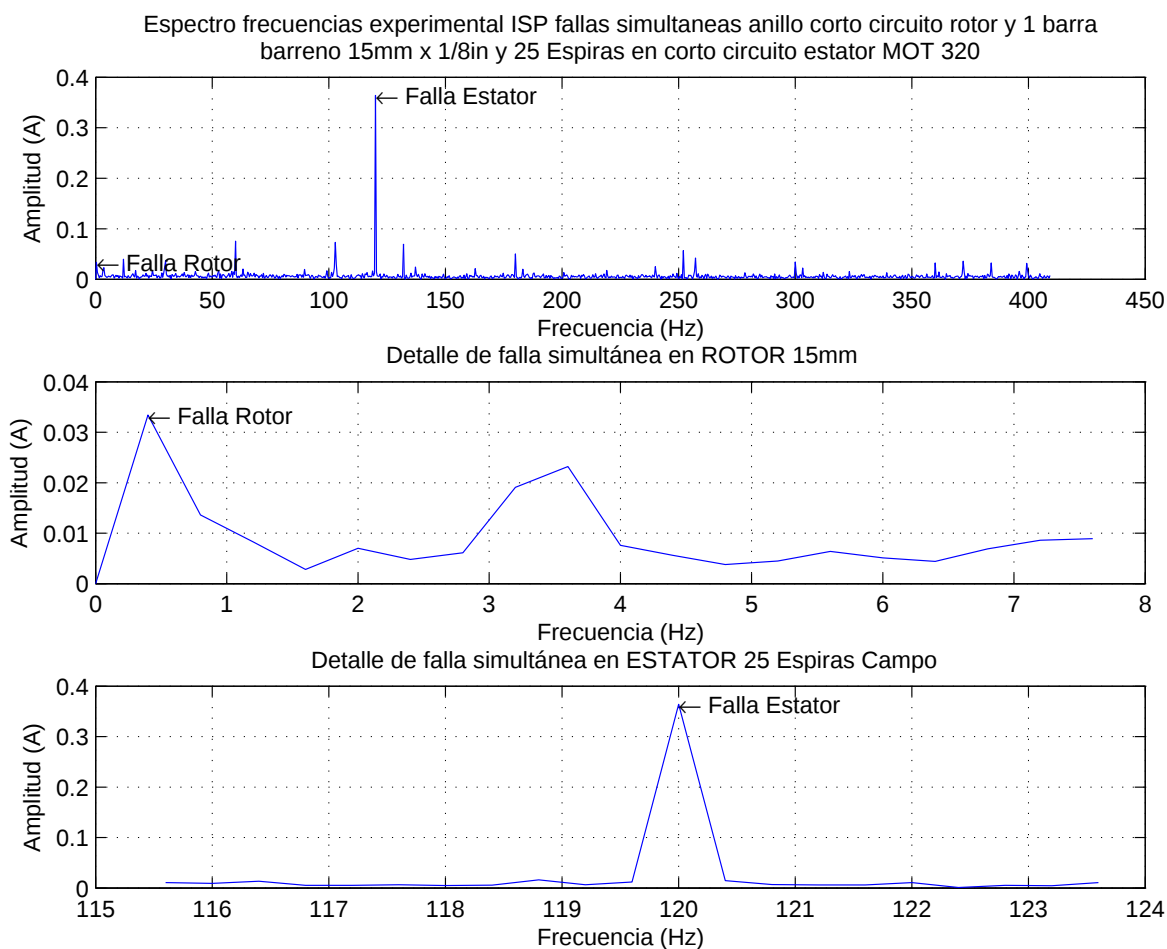


Figura 4.40. Espectro de frecuencias del módulo del ISP para fallas de estator 25 espiras en corto circuito y perforación del rotor $15\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ simultáneas a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60\text{Hz}$)-Experimental.

Tabla 4.9. Resultados comparativos de simulación y experimentales falla simultánea rotor incipiente perforación rotor $15\text{mm} \times \frac{1}{8}\text{in}$ y 25 espiras estator en corto circuito a 1800PRM $f_l = 60\text{Hz}$

Tipo de análisis	Magnitud rotor (A) $f_{falla} = 0.4\text{Hz}$	Magnitud estator (A) $f_{falla} = 120\text{Hz}$
Simulación	0.032	0.32
Experimental	0.032	0.35

4.6.3. Discusión de Resultados Fallas Simultáneas Eléctricas

- Para el caso de fallas simultáneas la magnitud del espectro de firma para el caso del estator con el 50 % del campo en corto circuito resulta igual en simulación que de forma experimental.
- La magnitud del espectro de firma de falla para el caso de la falla incipiente de rotor para la perforación de $10mm \times \frac{1}{8}in$ presenta una variación de la magnitud del espectro de firma de falla de $\frac{2}{1000}$.
- Para el caso de las fallas simultáneas incipientes con la perforación del rotor de $10mm \times \frac{1}{8}in$ y la falla del estator de 15 espiras en corto circuito se presenta una variación en la magnitud del espectro de firma de falla $\frac{2}{1000}$ y $\frac{1}{100}$ respectivamente.
- Para el caso de las fallas simultáneas incipientes con la perforación del rotor de $15mm \times \frac{1}{8}in$ y la falla del estator de 25 espiras en corto circuito se presenta solo variación en la magnitud del espectro de firma de falla del estator de $\frac{2}{100}$.
- A nivel simulación y experimental se presentan espectros de frecuencia no considerados en la caracterización de los espectros de firma de falla debidos principalmente al efecto de la tensión en el estator proveniente del patrón de conmutación PWM senoidal. Además el efecto de las fallas aditivas y multiplicativas que es un campo abierto en la investigación.
- A pesar de la variabilidad presentada entre los resultados de simulación y experimental se consideran aceptables los resultados.

4.7. Diagnóstico de Fallas con la RNA FFBP

Para realizar el diagnóstico de fallas con la RNA FFBP cada ciclo de entrenamiento se ejecuta aplicando cinco patrones de entrada basados en el módulo del ISP:

- Caso sin falla.
- Falla de estator.
- Falla de rotor.
- Falla de balero.
- Falla de excentricidad estática.

La finalización del entrenamiento de la RNA para cada patrón de entrada se da cuando el error cuadrático medio es menor que un cierto valor de umbral (1×10^{-10}). En caso de no converger el error cuadrático medio, el fin del algoritmo se da por un número máximo de entrenamientos ($epochs \leq 100,000$).

En el proceso de entrenamiento de la RNA la cantidad de iteraciones *epochs* máxima generalmente no se alcanza debido a que el valor propuesto de tasa de aprendizaje α y los valores pivote de conocimiento w permiten converger mucho antes de llegar a dicho valor. Esto se cumple a nivel simulación para todos los escenarios de falla propuestos y de forma experimental para los casos de fallas eléctricas.

Cabe señalar que la tasa de aprendizaje seleccionada para los algoritmos del sistema de diagnóstico de fallas que dio mejor resultado fue $\alpha = 0.1$.

Los escenarios del modulo de diagnóstico de fallas empleando la RNA son:

- Sin falla 4.41.
- Falla de estator, se le aplica el patrón del ISP con falla de estator para el diagnóstico como se muestra en 4.42.
- Falla de rotor, se le aplica el patrón del ISP con falla de rotor para el diagnóstico como se muestra en 4.43.
- Falla de balero, se le aplica el patrón del ISP con falla de balero para el diagnóstico como se muestra en 4.44.
- Falla de excentricidad, se le aplica el patrón del ISP con falla de excentricidad para el diagnóstico como se muestra en 4.45.

4.7.1. Discusión de Resultados Diagnóstico de Fallas con RNA FF-BP

- El diagnóstico de fallas mediante la RNA FFBP es otra alternativa de redundante para el diagnóstico de fallas en el MI.
- No presenta ninguna ventaja significativa excepto la característica redundante respecto al enfoque MCSA.
- Presenta la desventaja de requerir suficiente memoria del DSP principal para el almacenamiento de las ganancias de conocimiento W .

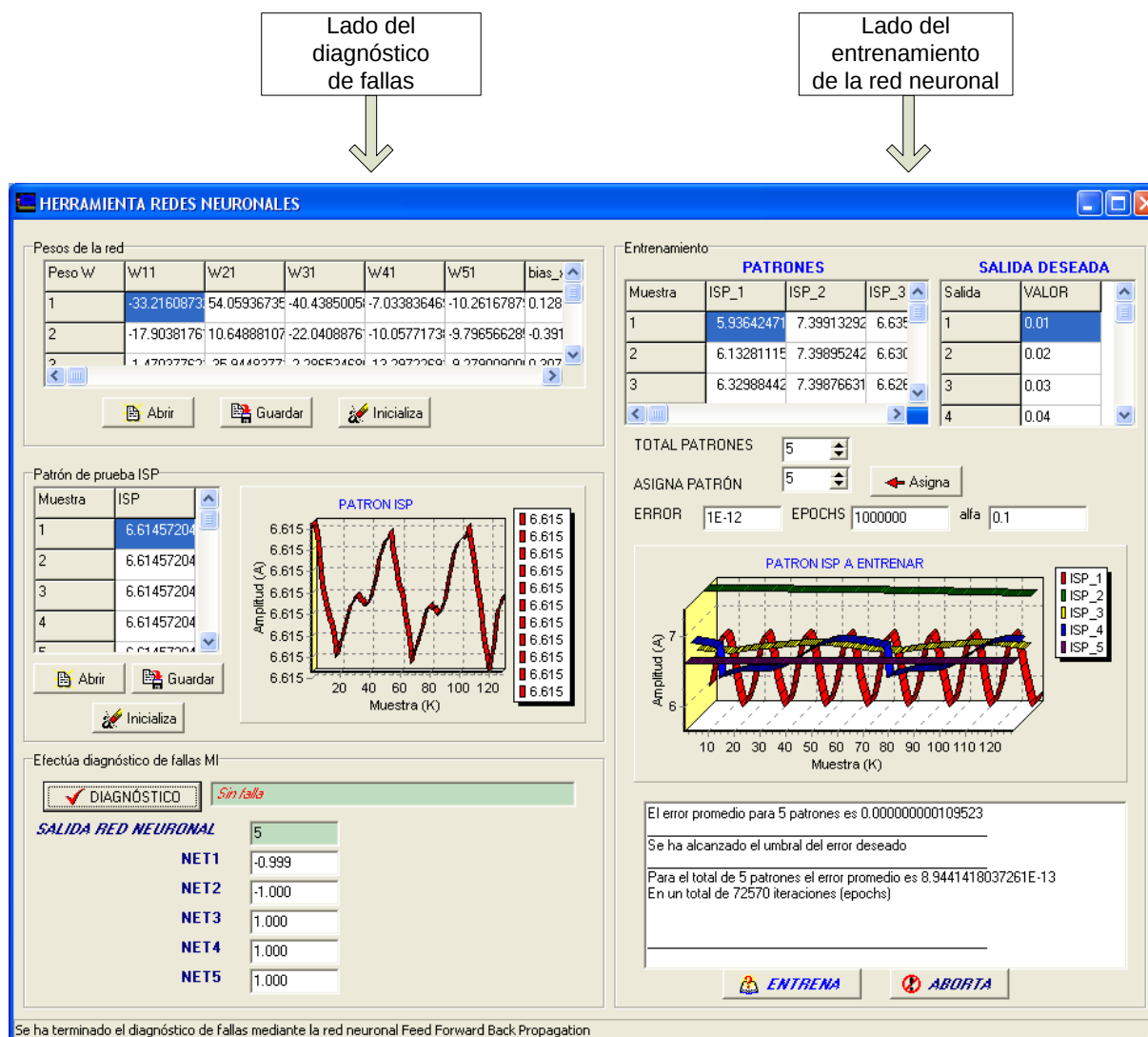


Figura 4.41. Diagnóstico de fallas caso sin falla mediante RNA FFBP

- La cantidad necesaria de registros de memoria para almacenar el conocimiento de la RNA FFBP tomando en cuenta que son 5 neuronas en la capa de entrada y cada una requiere de 129 registros, además de la neurona de salida que requiere 6 da un total de 651 registros de memoria necesarios del DSP.
- Como se muestra en 4.41, 4.42, 4.43, 4.44 y 4.45 las RNA muestran buena adaptación en el entrenamiento cuando se entrenan con señales contaminadas por ruido electro-magnético.
- La ventaja principal en el esquema de diagnóstico de fallas en el MI es contar con dos herramientas para el diagnóstico más confiable.

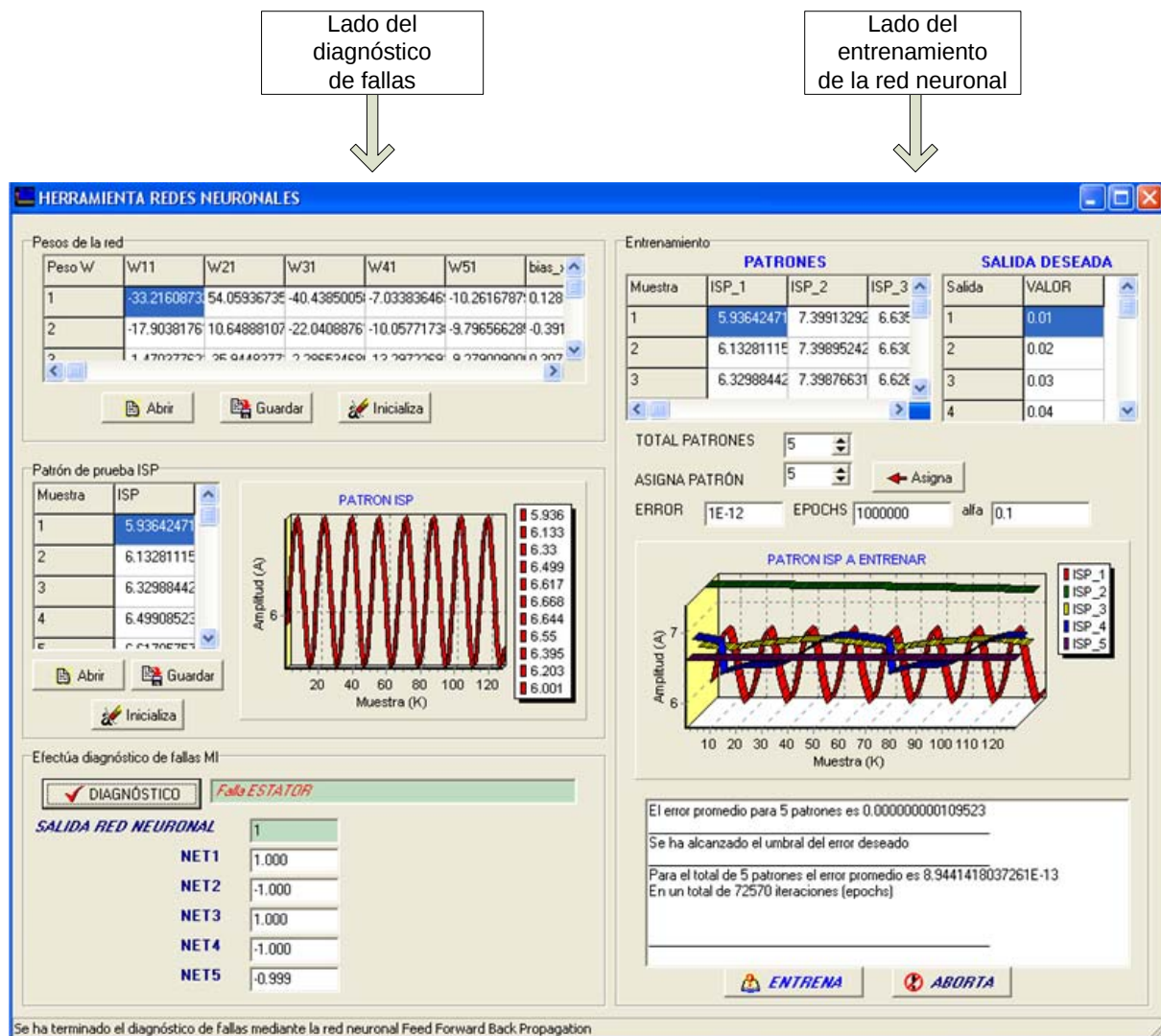


Figura 4.42. Diagnóstico de fallas de estator mediante RNA FFBP

4.8. Tiempos de Procesamiento del DSP Principal

Una característica importante del sistema de diagnóstico de fallas es la capacidad de operar en tiempo real. Los algoritmos son ejecutados por el procesador de señales digitales (DSP TMS320F28335), el cual opera a una frecuencia de reloj de 150 MHz . Esto proporciona un tiempo de ciclo de instrucción de 6.66×10^{-9} segundos. En la tabla 4.10 se muestran los tiempos de procesamiento para algunos módulos de los algoritmos implementados. Es importante mencionar que los tiempos mostrados para el tiempo de procesamiento del mapeo de variables al marco de referencia $\alpha - \beta$, FFT2 y la RNA FFBP es para el caso de ventanas con 256 bytes de datos.

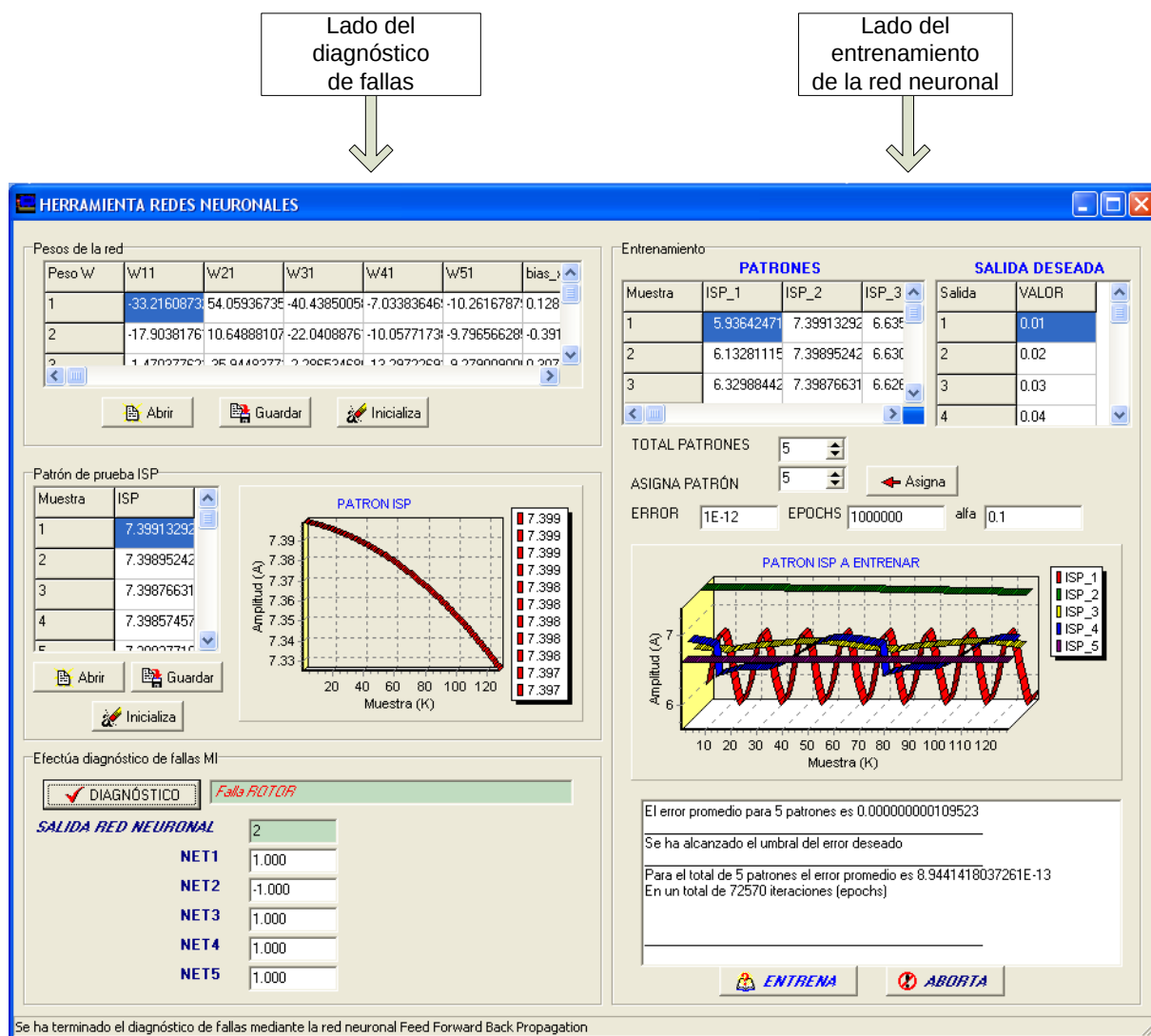


Figura 4.43. Diagnóstico de fallas de rotor mediante RNA FFBP

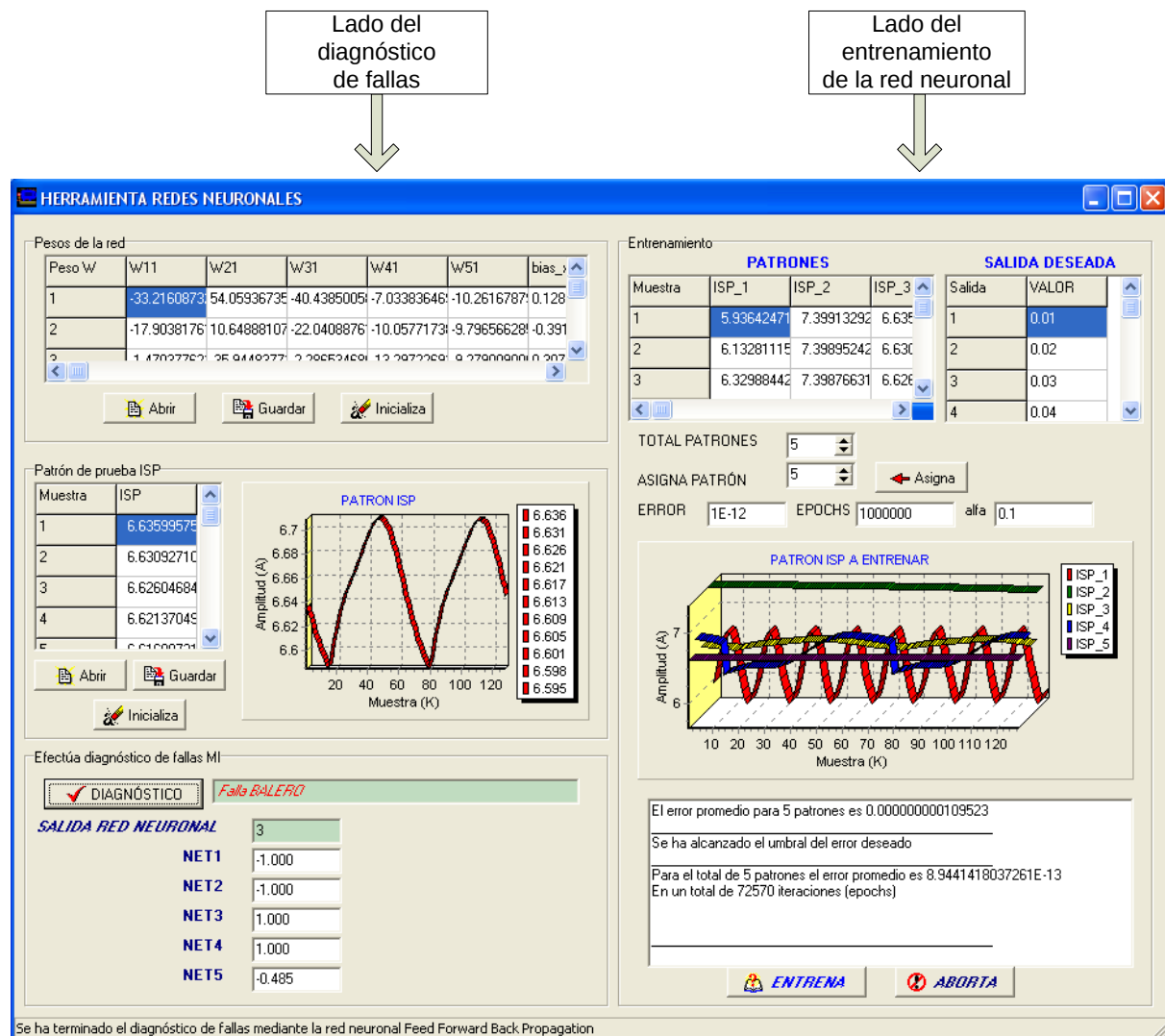


Figura 4.44. Diagnóstico de fallas de balero mediante RNA FFBP

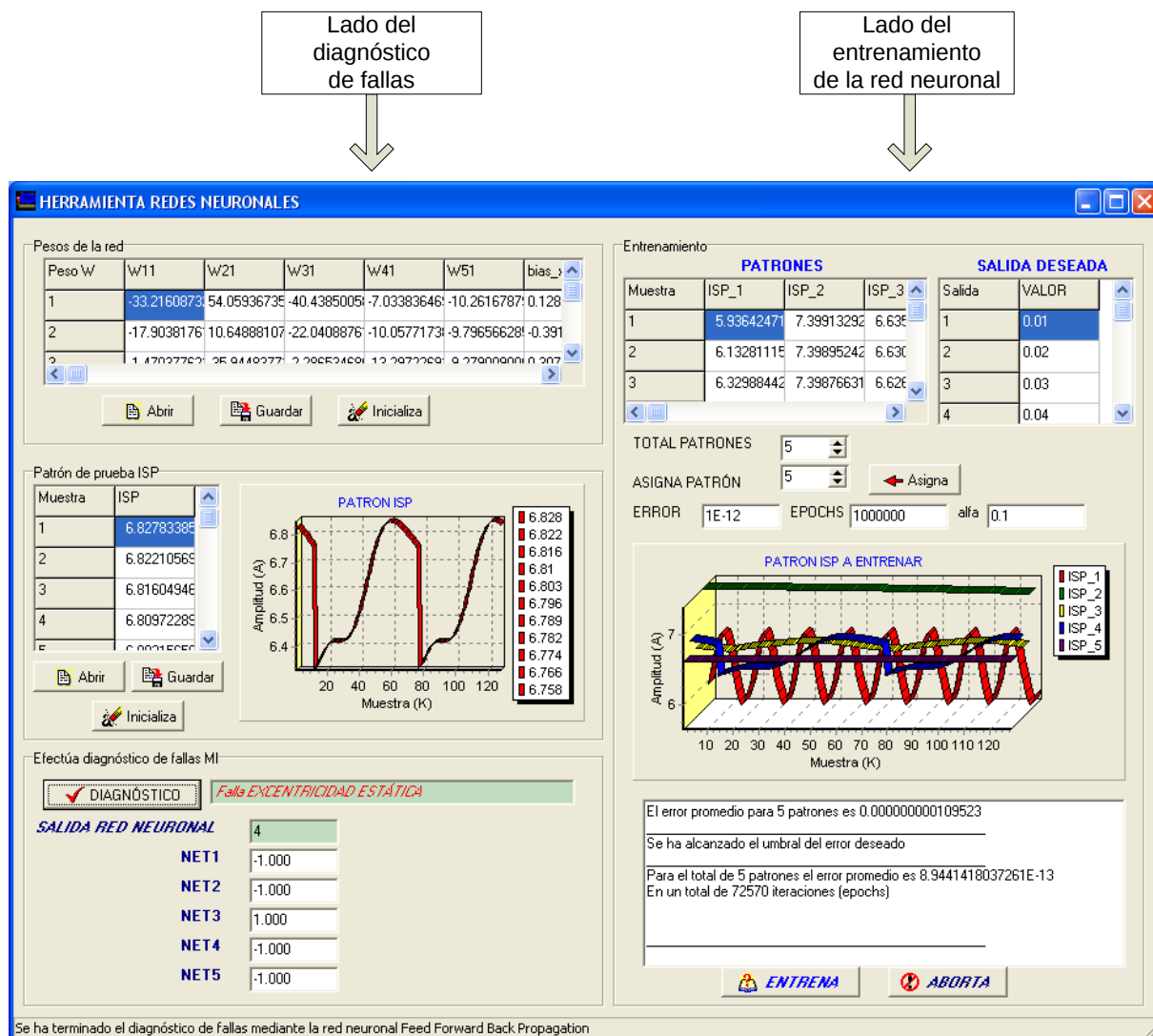


Figura 4.45. Diagnóstico de fallas de excentricidad mediante RNA FFBP

Tabla 4.10. Detalle del tiempo de procesamiento del DSP principal

Módulo del algoritmo	Tiempo (Seg)
Comunicación con PC	86.8 μ s por byte
Comunicación con DSP esclavo	86.8 μ s por byte
Exhibición de caracter en LCD	1000 μ s
Captura de tecla incluyendo enlace al DSP esclavo	434 μ s
Comando entre PC y DSP esclavo	337.2 μ s
Mapeo de las corrientes del estator al marco $\alpha - \beta$	10 μ s
Cálculo de la FFT2	120 μ s
Cálculo de la RNA FFBP	160 μ s

Conclusiones y Trabajo Futuro

En el presente trabajo se abordó el problema de diagnóstico de fallas simultáneas en el MI en diferentes regímenes de velocidad y par de carga, así como la validación de los algoritmos propuestos en un banco de pruebas. El banco de pruebas se construyó con características similares a las que se encuentran en las aplicaciones industriales. En este capítulo se hace primeramente la recapitulación de las actividades realizadas, después se presentan las conclusiones y recomendaciones para trabajo futuro.

Recapitulación del Trabajo Realizado

Respecto al modelo dinámico del MI en $a - b - c$ se realizó lo siguiente:

- Se propuso un modelo para simular tanto fallas eléctricas (estator y rotor) como mecánicas (balero y excentricidad estática) de manera conjunta. Los modelos reportados no incluyen los escenarios propuestos.
- El modelo permitió analizar diversas técnicas de diagnóstico de fallas para el MI en diferentes condiciones de operación con el fin de seleccionar y mejorarlas para diseñar un esquema de diagnóstico de fallas simultáneas.
- La estimación de parámetros realizada del MI permitió reproducir de manera correcta el comportamiento real de la máquina a través del modelo en condiciones normales de operación y con fallas.
- Los resultados del modelo se validaron de forma experimental para los casos de falla eléctrica de rotor y estator mediante la modificación de un grupo de MIs.
- El modelo dinámico pudo utilizarse en una primera fase de entrenamiento para la RNA propuesta (FBBP) permitiendo así estudiar la dinámica y evolución del aprendizaje bajo diferentes escenarios de falla.

En cuanto a la plataforma experimental para el diagnóstico de fallas en los MIs:

- Se construyó un banco de pruebas semi-industrial para MIs de 3 *HP* en el cual se modificaron un grupo de motores (intercambiables) para inducir diferentes escenarios de falla y con la posibilidad de trabajar en diversos regímenes de velocidad y par de carga.
- Se diseñó y construyó la etapa de hardware de un sistema embebido de diagnóstico de fallas para el MI basado en un DSP de última generación, así como las etapas de adquisición de señales de voltaje, corriente, posición y velocidad del MI.
- Se incorporó al sistema de diagnóstico de fallas un inversor de puente completo trifásico controlado por un algoritmo de tipo Volts/Hertz con un PWM senoidal de 3 niveles para variar la velocidad del MI.
- Se adecuó e incorporó un chopper para aplicar par de carga variable al MI a través de una máquina de CD, además de permitir monitorear el estado de operación de esta última.

Respecto a los programas realizados para el sistema de diagnóstico de fallas en el MI:

- Se desarrolló un programa de PC que permitió mantener comunicación en tiempo real con el sistema embebido de diagnóstico de fallas y con la capacidad de monitorear y variar la velocidad y el par aplicado al MI.
- El programa de PC posibilitó validar las técnicas de diagnóstico de fallas MCSA de manera redundante.
- Un segundo módulo del programa permitió la configuración y monitoreo del chopper con el fin de aplicar par de carga variables al MI.

Conclusiones

Las conclusiones de este trabajo se enlistan a continuación:

- La técnica de diagnóstico de fallas basado en el análisis de corrientes del motor (MCSA) es una opción atractiva frente otros enfoques ya que no requiere de un modelo con un conocimiento preciso de los parámetros del MI. En el trabajo de investigación se estimaron los parámetros para contar con un modelo de simulación pero no son necesarios para el diagnóstico con la herramienta MCSA.

- Para la técnica MCSA es suficiente establecer niveles de umbral de la magnitud de los espectros de firma de falla para definir las condiciones de la máquina, llevar a cabo la toma de decisiones y el diagnóstico de la máquina basándose en los datos de placa del motor [79].
- El enfoque basado la RNA FFBP mostró ser una herramienta alternativa atractiva al análisis del espectro de firmas de falla ya que tiene un tiempo de evaluación rápido, sin embargo se observó la necesidad de requerir un mayor espacio de memoria del DSP para almacenar información con respecto al MCSA .
- Las RNAs mostraron una buena adaptación cuando las señales de firma de falla se encontraban contaminadas por ruido electromagnético.
- Mediante el uso combinado de los dos esquemas de diagnóstico de fallas estudiados (MCSA y RNA) se logró generar un diagnóstico redundante, y por tanto, más confiable.
- Las RNA no presenta una ventaja significativa respecto a la técnica de MCSA excepto el ser una herramienta redundante.
- La técnica de estimación de parámetros [71] presenta un grado de variabilidad importante que se aprecia al estudiar los casos de falla incipiente en los cuales se presenta una magnitud pequeña del espectro de firma de falla.
- Existen errores de medición inherentes al sistema electrónico que también se hacen presentes al estudiar fallas incipientes.
- Los efectos de falla aditiva y multiplicativa son un campo abierto en la investigación en el campo del diagnóstico de fallas en el MI y repercuten al provocar variaciones en las magnitudes de los espectros de firma de falla en los casos de falla simultánea.
- Al alimentar el MI con tensiones provenientes de un PWM trifásico senoidal generan la aparición de componentes de frecuencia de magnitud importante no caracterizadas en los diferentes escenarios de firma de falla para los casos de falla simultánea.

Trabajo a Futuro

Algunos tópicos para posibles investigaciones futuras son:

- Las técnicas de diagnóstico de fallas MCSA y RNA fueron utilizadas en un esquema de lazo abierto y en estado estable para diferentes velocidades y pares de carga, no se

consideró el efecto de compensación que lleva a cabo un controlador en un esquema de lazo cerrado, para un trabajo futuro puede abordarse la adaptación del esquema de diagnóstico en esas condición de operación.

- El diagnóstico de fallas mecánicas de balero y excentricidad estática no se validó experimentalmente, para un próximo trabajo es posible usar información proveniente de un sensor mecánico como un acelerómetro en conjunto con la información de las señales eléctricas.
- En la investigación efectuada solo se validaron fallas eléctricas simultáneas y no se consideró el caso cuando existen problemas mecánicos. Como un trabajo futuro se propone realizar el diagnóstico de fallas simultáneas tanto eléctricas como mecánicas.
- Existen muchos tipos de RNAs en el campo de la inteligencia artificial. Para un trabajo futuro se propone aplicar otros algoritmos como son las máquinas de soporte vectorial.
- En el presente trabajo se estudiaron las fallas en el MI y no se consideraron problemas en la etapa de potencia ni en los sensores. Para un trabajo posterior puede extenderse el esquema propuesto al caso que incluya también ese tipo de fallas.
- La comunicación en tiempo real se efectuó usando una emulación de puerto serial del tipo RS232 de alta velocidad mediante un convertidor Serial-USB. Para un próximo trabajo se puede cambiar el esquema de comunicación a un puerto USB V2.0 o V3.0 el cual permite incrementar la velocidad de transferencia de datos logrando con ello una menor necesidad de recursos de memoria del DSP del sistema de diagnóstico embebido.

Publicaciones Generadas

- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz. *Mathematical Model For Electrical and Mechanical Faults in AC Machine*. IFAC, SAFEPROCESS. Junio-Julio 2008, Barcelona, España.
- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz. *Análisis y Diseño de un Esquema de Identificación de Fallas en Máquinas Eléctricas*. Cuarto Congreso la Investigación en el Posgrado. Abril 2008, Aguascalientes, México.
- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz. *Algunos Resultados Experimentales de un Esquema de Identificación de Fallas en Máquinas Eléctricas*. Quinto Congreso la Investigación en el Posgrado. Abril 2009, Aguascalientes, México.

- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz. *Plataforma experimental de un esquema de identificación de fallas en máquinas eléctricas*. 10mo Seminario de Investigación, Agosto 2009, Aguascalientes, México.
- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz. *Resultados Experimentales de la Falla de Estator y Rotor en Regimen de Velocidad Variable de un Esquema de Identificación de Fallas en Máquinas Eléctricas*. 11vo Seminario de Investigación, Mayo 2010, Aguascalientes, México.
- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz. *Comparativa de las Herramientas de Diagnóstico de Fallas Análisis Tiempo Frecuencia y Red Neuronal de un Esquema de Identificación de Fallas en Máquinas Eléctricas*. Sexto Congreso Nacional y Primer Congreso Internacional la Investigación en el Posgrado, Octubre 2010, Aguascalientes, México.
- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz. *Resultados de Simulación y Experimentales Fallas Simultáneas de Estator y Rotor en Motores de Inducción Trifásicos*. 12vo Seminario de Investigación, Mayo 2011, Aguascalientes, México.
- F. J. Villalobos Piña, R. Álvarez Salas, N. Visairo Cruz, V. Cardenas. *A New Induction Motor Model for Fault Analysis*, publicado en la revista internacional International Review on Modelling and Simulations (IREMOS), Agosto 2011.

Apéndice A

Detalles de la Implementación del Algoritmo FFT2

Se describen a continuación los detalles de la implementación del algoritmo FFT2 en el procesador de señales digitales.

A.1. Cálculo de la Periodicidad Discreta N

El primer paso para la implementación del algoritmo de la FFT2 es necesario obtener el cálculo de la periodicidad discreta con base en dicho principio (2.20).

El principio de periodicidad discreta fue implementado en forma de algoritmo y el diagrama de flujo se ilustra en la figura A.1.

A.2. Cálculo de la Frecuencia de la Señal Fundamental

El cálculo de la frecuencia de la señal fundamental se obtiene mediante (2.19) en donde F_{fun} es la frecuencia fundamental en Hertz es necesario con conocimiento de

- F_s frecuencia de muestreo en Hertz.
- N el período discreto de la secuencia discreta de la señal original.

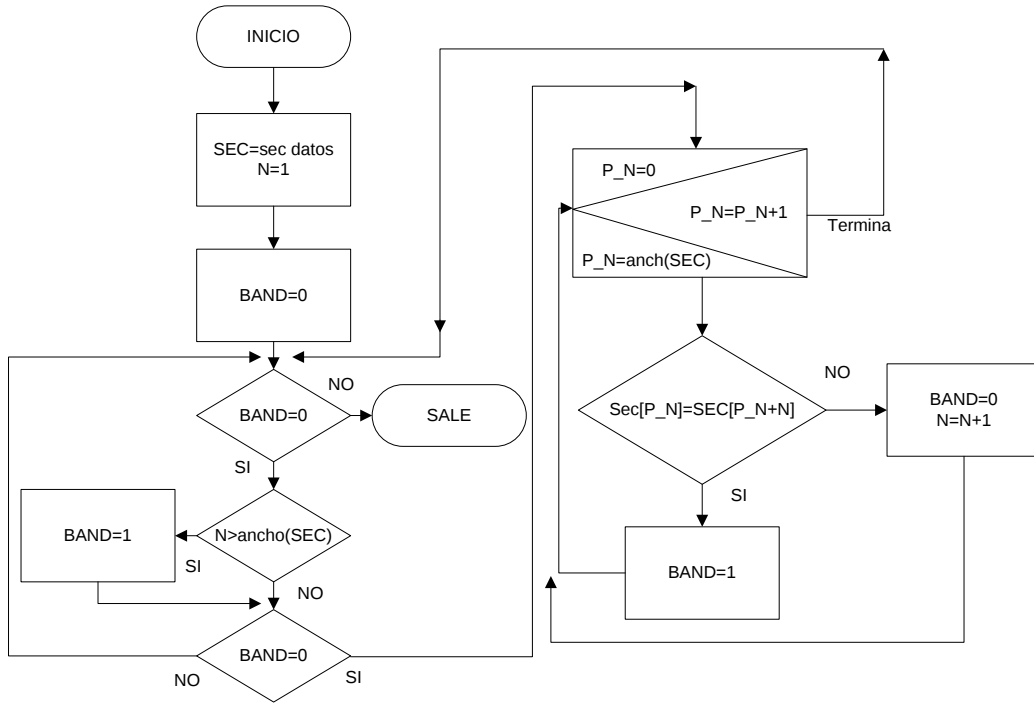


Figura A.1. Algoritmo de periodicidad discreta implementado.

A.3. Cálculo del Número de Etapas de Operaciones Mari- posa

La FFT implementada en el sistema de diagnóstico de fallas del MI es la FFT2 para el caso de un período discreto $N = 8$ se ilustra el proceso de obtención del número de etapas de la operación mariposa en la figura A.2.

Para la obtención del número de etapas se requiere del logaritmo base 2 del período discreto, esta expresión se obtiene de analizar con base en el período discreto N cuantos bits binarios son necesarios para efectuar este conteo. Por ejemplo para el caso de $N = 8$ son necesarios 3 bits binarios para efectuar dicha cuenta por lo tanto el número de etapas necesarias de operaciones mariposa como se mostró en la figura A.2 es igual a 3.

$$No_{Etapas} = \text{Log}_2(N) \quad (\text{A.1})$$

Para la generación de un algoritmo para obtener el logaritmo base 2 el cual fue embebido en el sistema digital desarrollado se parte de la idea de dividir la secuencia binaria en 2 para lograr un valor binario pivote

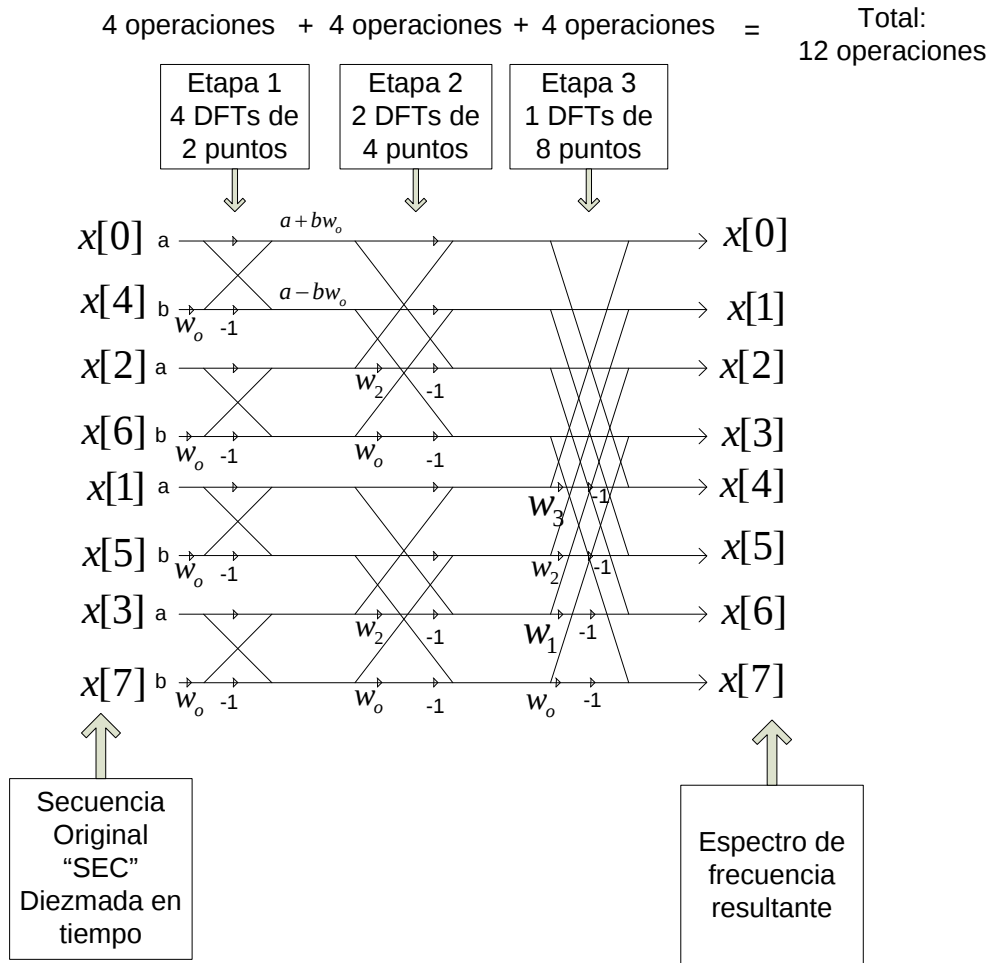


Figura A.2. Proceso de obtención del número de etapas de operaciones mariposa de la FFT2.

$$val_{pivot} = \frac{N}{2} \quad (A.2)$$

Posteriormente, se parte de un valor inicial de 1, se va rotando dicho valor a la izquierda y enmascarando con el valor pivote obtenido en (A.2) y una vez que dichos valores son iguales el número de corrimientos a izquierda efectuados representan el total de etapas de operación mariposa necesarias para obtener el espectro de frecuencias de dicha secuencia digital. Este algoritmo desarrollado se ilustra en la figura A.3.

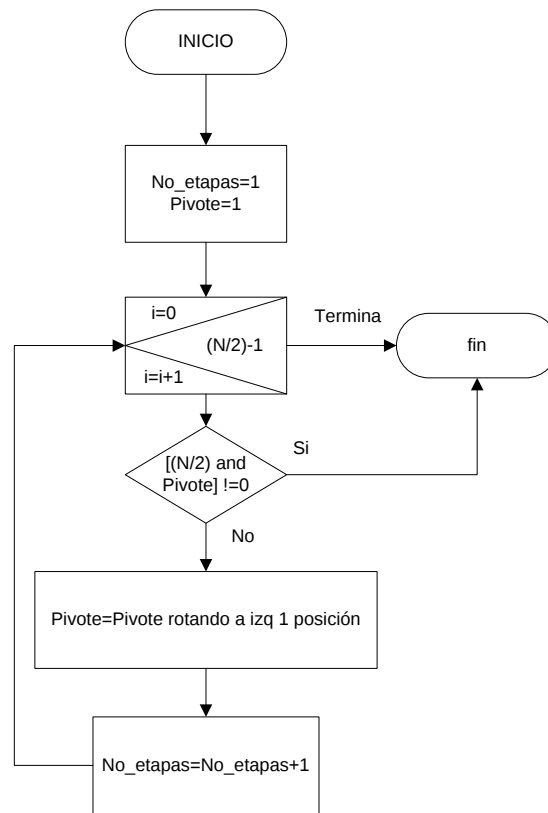


Figura A.3. Diagrama de flujo del algoritmo implementado para la obtención del logaritmo base 2 usado en la FFT2.

A.4. Pre-cálculo de las Constantes de la Exponencial Compleja

La DFT al igual que la serie de Fourier se basa en el concepto de que cualquier señal puede ser generada mediante la suma de componentes pares e impares (senos y cosenos), las cuales haciendo uso de las identidades de Euler son exponenciales complejas.

Lo que se busca al implementar el algoritmo de la FFT2 es lograr una gran velocidad computacional en el cálculo de los espectros de frecuencia de las firmas de falla ISP de las señales de corriente para que el sistema de diagnóstico de fallas opere en tiempo real. Por lo cual se hace necesario para este fin efectuar un pre-cálculo de las constantes de la serie este proceso se ilustra en el algoritmo mostrado en la figura A.4

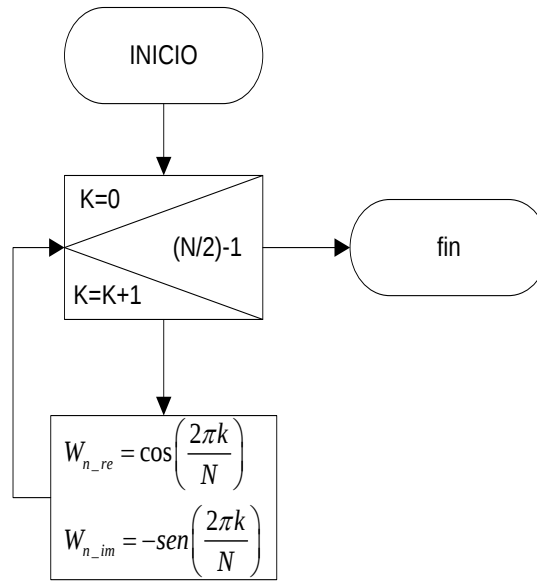


Figura A.4. Diagrama de flujo del algoritmo para el pre-cálculo de las constantes de la exponencial compleja.

A.5. Diezmado en Tiempo

El diezmado en tiempo consiste básicamente en efectuar una reorganización de los elementos de la secuencia discreta, esta consiste en ordenar los elementos en pares e impares. Dicho procedimiento se detalla en la figura A.5

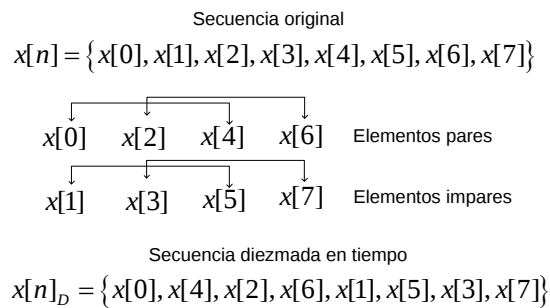


Figura A.5. Diezmado en tiempo de la secuencia discreta original.

Para obtener el nuevo índice binario de la secuencia diezmada en tiempo es solo necesario leer en orden binario invertido el índice original como se muestra en la figura A.6.

Con base en el número de etapas necesarias de operaciones mariposa antes obtenida facilita la obtención del diezmado en tiempo como se ilustra en el diagrama mostrado en la

Puntero de la secuencia original	Diezmado en tiempo	Nuevo puntero
0 – 000	– 000	– 0
1 – 001	– 100	– 4
2 – 010	– 010	– 2
3 – 011	– 110	– 6
4 – 100	– 001	– 1
5 – 101	– 101	– 5
6 – 110	– 011	– 3
7 – 111	– 111	– 7

Figura A.6. Lectura del índice binario invertido para el diezmado en tiempo.

figura A.7.

Una vez finalizada la ejecución del algoritmo de diezmado, la secuencia original reorganizada en índice se encuentra alojada en el vector $Ck_{im}[i]$, la idea es optimizar en el uso de variables vector puesto que el algoritmo fue embebido en una plataforma digital con una cantidad limitada de recursos de memoria.

A.6. Obtención de la FFT2

La FFT2 se basa en una operación elemental llamada mariposa, que es básicamente una de las operaciones efectuadas en la DFT. En la figura A.8 se ilustra la operación básica mariposa núcleo fundamental del algoritmo rápido para el cálculo de espectros de frecuencia discreta, con

$$w'_n = e^{\frac{j2\pi}{N}} \quad (\text{A.3})$$

La operación mariposa consiste básicamente en 2 entradas a y b los cuales son un par de número complejos y un par de salidas $a + w_nb$ y $b - w_nb$, para efectuar dicha operación mariposa es necesaria una multiplicación y 2 sumas complejas, este procedimiento para un período discreto de $N = 8$ se ilustra en la figura A.9.

El diagrama de flujo de la obtención del algoritmo de la FFT2 con base en la operación mariposa se muestra en la figura A.10.

Una vez computado el algoritmo de las operaciones mariposa de la FFT2 se tienen dos vectores:

- $Ck_{re}[n]$ Parte real de la magnitud de los espectros de frecuencia
- $Ck_{im}[n]$ Parte imaginaria de la magnitud de los espectros de frecuencia

A.7. Obtención del Espectro de Amplitud

Básicamente el proceso de obtener el espectro de amplitud es obtener el módulo de las magnitudes complejas obtenidas en la sección anterior, y dicho resultado multiplicarlo por el inverso del período discreto. Al valor resultante se multiplica por 2 excepto para la componente de CD esta algoritmo se muestra en el diagrama de flujo de la figura A.11

A.8. Asignación de Frecuencias a Cada Magnitud

Una vez que se tiene la secuencia de magnitudes es necesario hacer la asignación de cada una de ellas a su correspondiente frecuencia en el dominio del tiempo, este proceso se muestra en el algoritmo de la figura A.12.

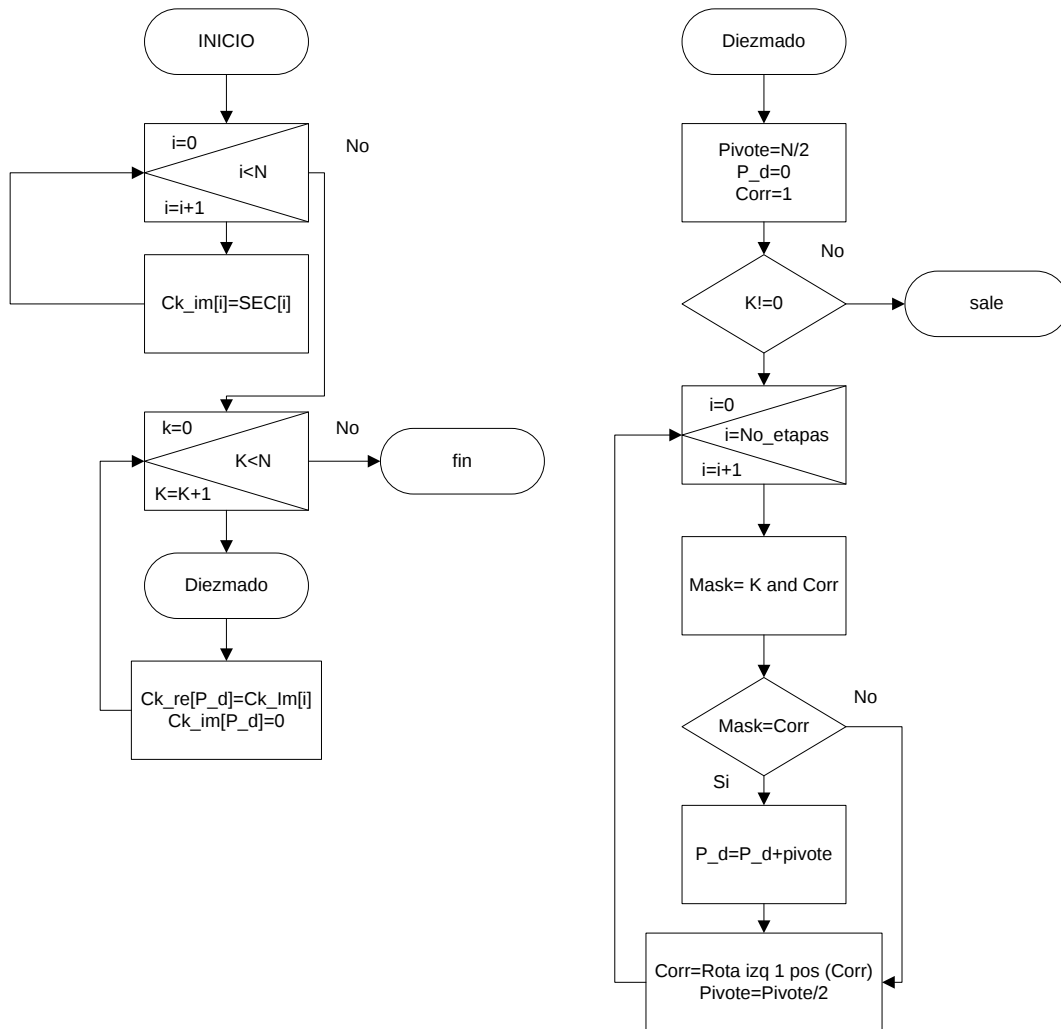


Figura A.7. Diagrama de flujo del algoritmo de diezmado en tiempo.

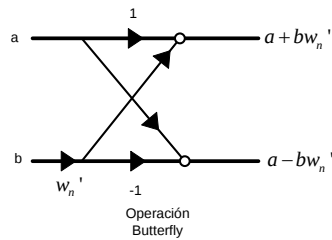


Figura A.8. Operación básica mariposa fundamental de la FFT2.

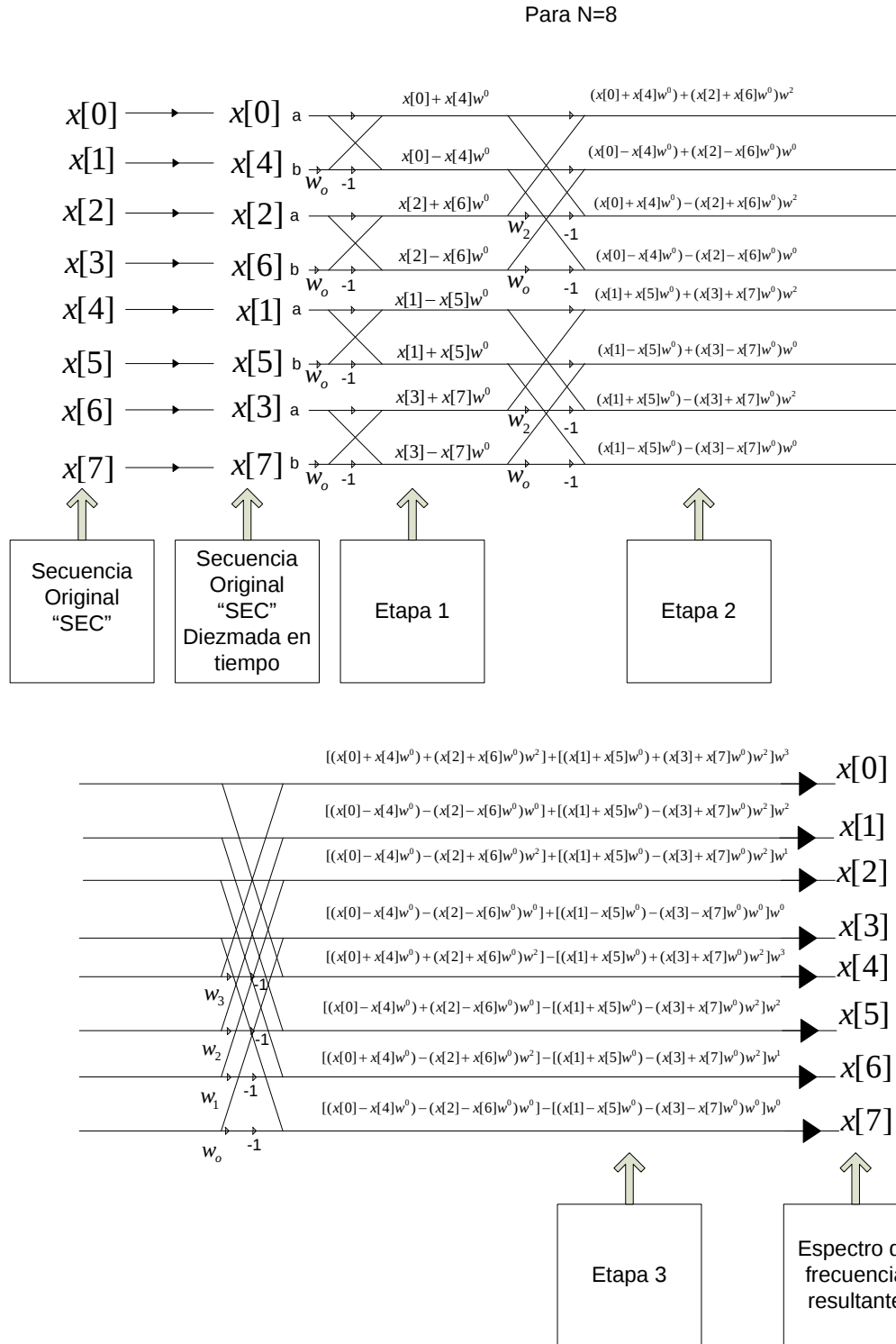


Figura A.9. Algoritmo FFT2 para $N = 8$ que ilustra la operación mariposa.

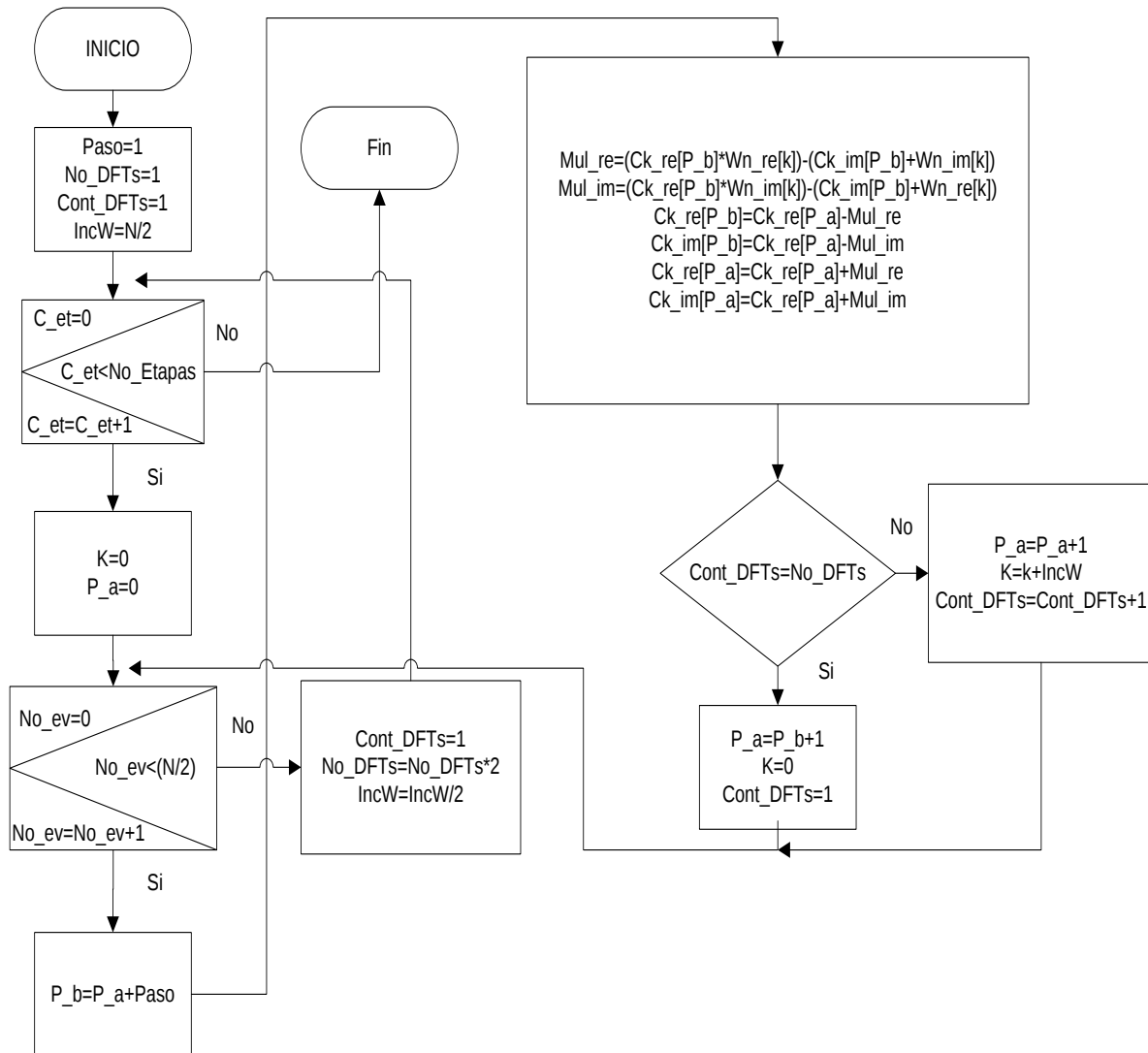


Figura A.10. Diagrama de flujo del algoritmo de la FFT base 2 diezmado en tiempo,

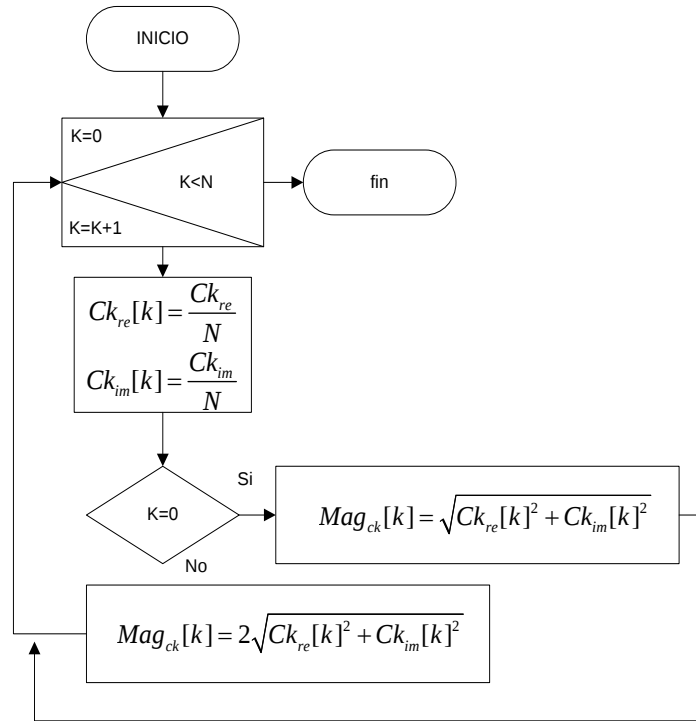


Figura A.11. Diagrama de flujo del algoritmo del espectro de amplitud de la FFT2.

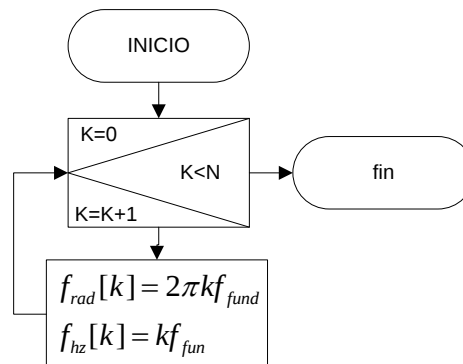


Figura A.12. Diagrama de flujo del algoritmo de asignación de frecuencias a cada magnitud.

Apéndice B

Simulaciones de Trabajos Reportados

Para validar el modelo propuesto del MI se presentan a continuación una serie de simulaciones de trabajos ya reportados en la literatura para los diferentes escenarios de falla propuesta, logrando además de los resultados de simulación y experimentales del MI caracterizado en el trabajo de investigación reproducir dichos resultados.

B.1. Reproducción de Falla de Rotor

En [72] se presentan un grupo de parámetros B.1 de un MI de 3Hp y se propone un modelo para el diagnóstico de fallas de rotor utilizando para ello el análisis espectral de las corrientes de línea del estator del MI. El espectro de firma de falla f_{rot_cest} aparece a una frecuencia característica la cual depende del deslizamiento s y la frecuencia fundamental de la red de alimentación del MI F_{fun}

$$f_{rot_cest} = (1 \pm 2s) F_{fun} \quad (B.1)$$

Cuando el motor se encuentra en condiciones normales de operación ningún espectro de frecuencia cercano a la frecuencia fundamental F_{fun} de las corrientes de línea aparece como se muestra en las figuras B.1 y B.2

Bajo condiciones de falla del rotor y para el caso de una barra rota del rotor, mediante el análisis espectral de las corrientes de línea del MI aparecen espectros de firma de falla F_b a frecuencias cercanas a la frecuencia de la fundamental F_{fun} en bandas laterales como se muestra en las figuras B.3 y B.4

Los parámetros de resistencia e inductancia propuestos y que son afectados para el estudio de la falla de barra rota del motor se muestran en la tabla B.2.

Tabla B.1. Parámetros del MI de 3HP trabajo reportado [72]

Parámetro	Simulado	Valor	Unidades
Resistencia de estator fase a	R_{sa}	1.77	Ω
Resistencia de estator fase b	R_{sb}	1.77	Ω
Resistencia de estator fase c	R_{sc}	1.77	Ω
Resistencia de rotor fase a	R_{ra}	1.34	Ω
Resistencia de rotor fase b	R_{rb}	1.34	Ω
Resistencia de rotor fase c	R_{rc}	1.34	Ω
Inductancia de estator fase a	L_{sa}	0.024	H
Inductancia de estator fase b	L_{sb}	0.024	H
Inductancia de estator fase c	L_{sc}	0.024	H
Inductancia de rotor fase a	L_{ra}	0.013	H
Inductancia de rotor fase b	L_{rb}	0.013	H
Inductancia de rotor fase c	L_{rc}	0.013	H
Inductancia mutua del estator	L_{ms}	0.2458	H
Inductancia mutua del rotor	L_{mr}	0.2458	H
Inductancia mutua	L_m	0.2458	H
Momento de inercia	J	0.025	Kgm
Coefficiente de fricción viscosa	β	0.00445	Nms/rad
Número de polos	P	4	$polos$
Par de carga	T_L	12	Nm
Voltaje de estator	V_s	$460L - L$	$Volts$

Tabla B.2. Variación de parámetros del MI para el caso de barra rota del rotor [72]

Parámetro	Simulado	Valor	Unidades
Resistencia de rotor fase a	R_{ra}	0.90	Ω
Inductancia de rotor fase a	L_{ra}	0.1104	H

El modelo propuesto en 1.52 reproduce perfectamente los resultados de simulación y experimentales del trabajo reportado [72] para el caso eléctrico de la falla eléctrica de rotor mediante la variación paramétrica de resistencias e inductancias.

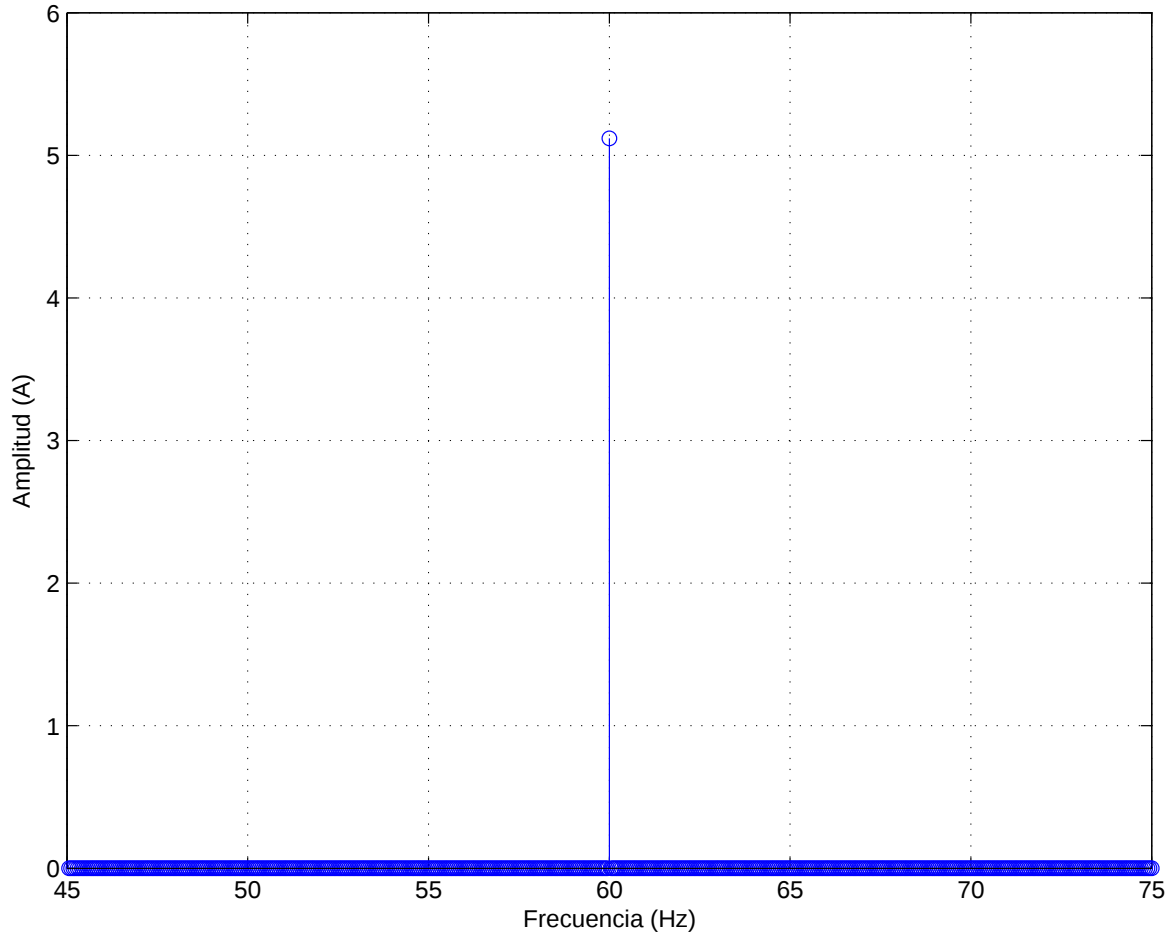


Figura B.1. Espectro de frecuencias de la corriente del estator fase a bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60Hz$) [72].

B.2. Reproducción de la Falla de Estator

En [106] se presenta la caracterización del espectro de firma de falla de las corrientes del estator para el caso de falla en el estator f_{est_cest} , la cual depende del deslizamiento s , el número de polos p . En donde F_{fund} es la frecuencia de la corriente fundamental, $k = 1, 2, 3, \dots$ y $n = 1, 2, 3, \dots(2p - 1)$.

$$f_{est_cest} = \left(k \pm \frac{n(1-s)}{p} \right) F_{fund} \quad (B.2)$$

En [69] se propone un modelo dinámico en el marco de referencia $a - b - c$ para el estudio de fallas eléctricas de estator y rotor del MI en el cual se introduce el efecto de la falla mediante la variación paramétrica de resistencias e inductancias, el cual es modificado

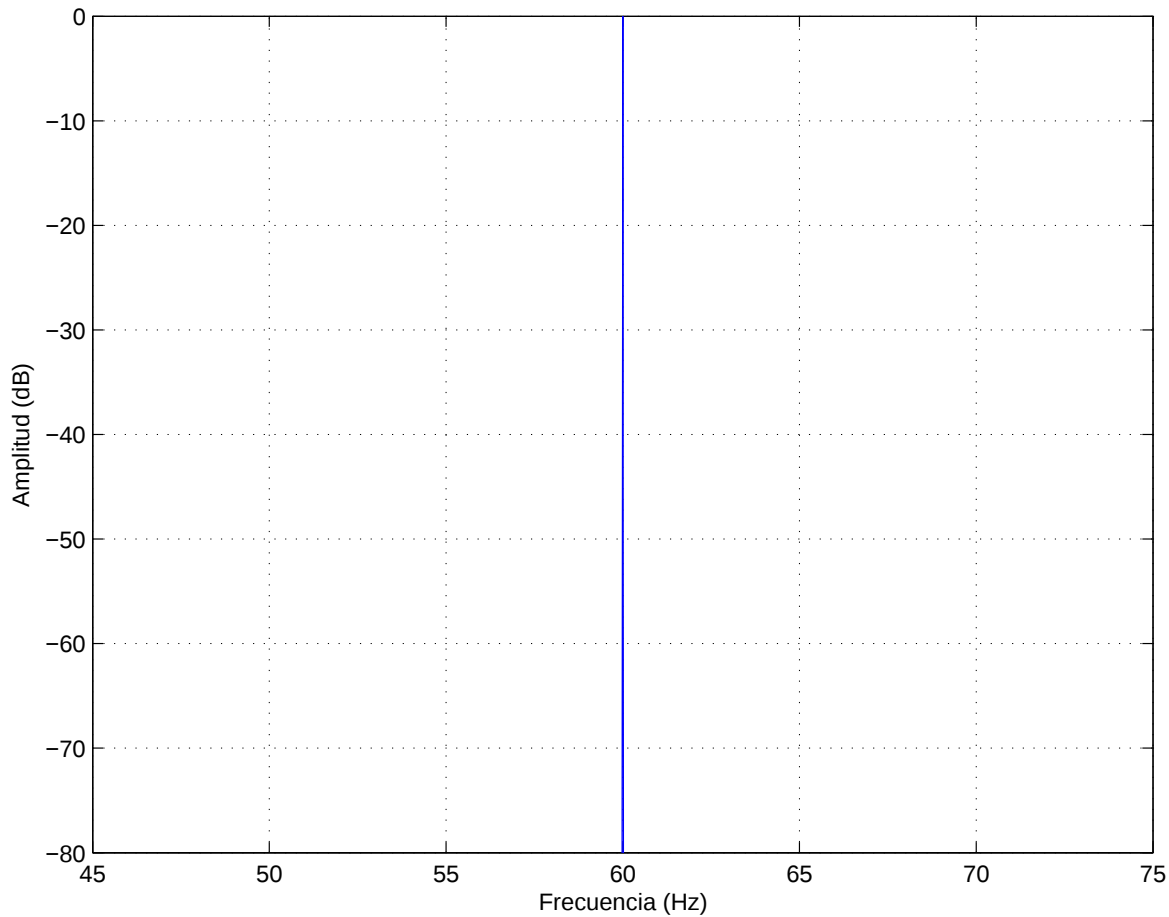


Figura B.2. Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a bajo condiciones normales de operación a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60Hz$) [72].

mediante un porcentaje de variación del mismo. En este trabajo se estudia el efecto del desbalance provocado por el daño en el circuito del estator se proponen además un grupo de parámetros para un motor de 1.1KW los cuales se muestran en la tabla B.3.

Las corrientes del estator del MI bajo condiciones normales de operación se presentan en la figura B.5 en el cual se aprecian las corrientes del estator del MI balanceadas debido a que no se presenta ningún daño.

Se introduce una modificación del 6.25 % del devanado de la fase b del MI para inducir la falla del estator. Las corrientes del devanado del estator se presentan en la figura B.6 en la cual es posible ver el desbalance provocado por la variación del parámetro eléctrico de la fase b al reducir el número de espiras.

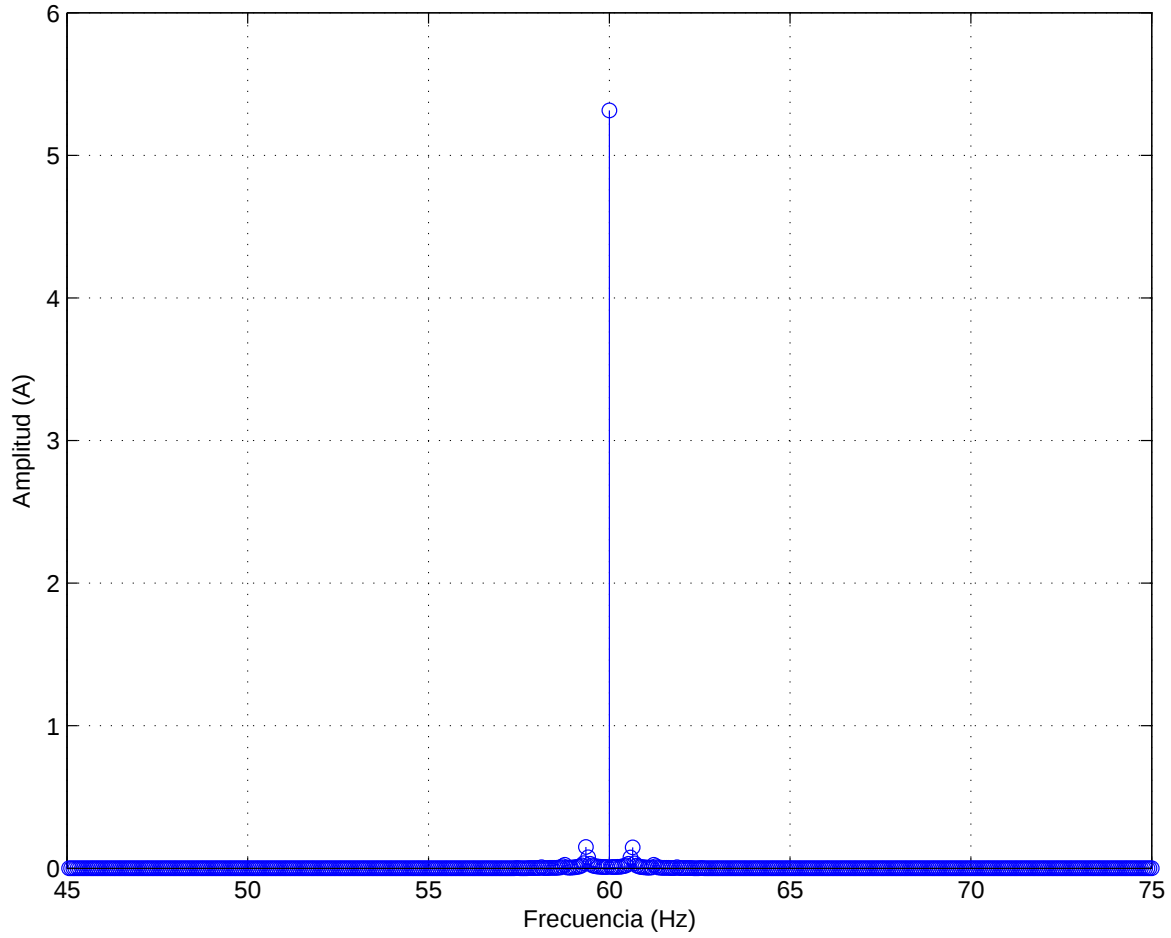


Figura B.3. Espectro de frecuencias de la corriente del estator fase a con una barra del rotor rota a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60Hz$) [72].

Los parámetros de resistencia e inductancia propuestos y que son afectados para el estudio de la falla de barra rota del motor se muestran en la tabla B.4. La variación de los parámetros del MI propuesta es una función del porcentaje deseado de fallo.

$$f_{sa}^* \triangleq 1 - f_{sa} \quad (B.3)$$

$$f_{ba}^* \triangleq 1 - f_{sb} \quad (B.4)$$

$$f_{sc}^* \triangleq 1 - f_{sc} \quad (B.5)$$

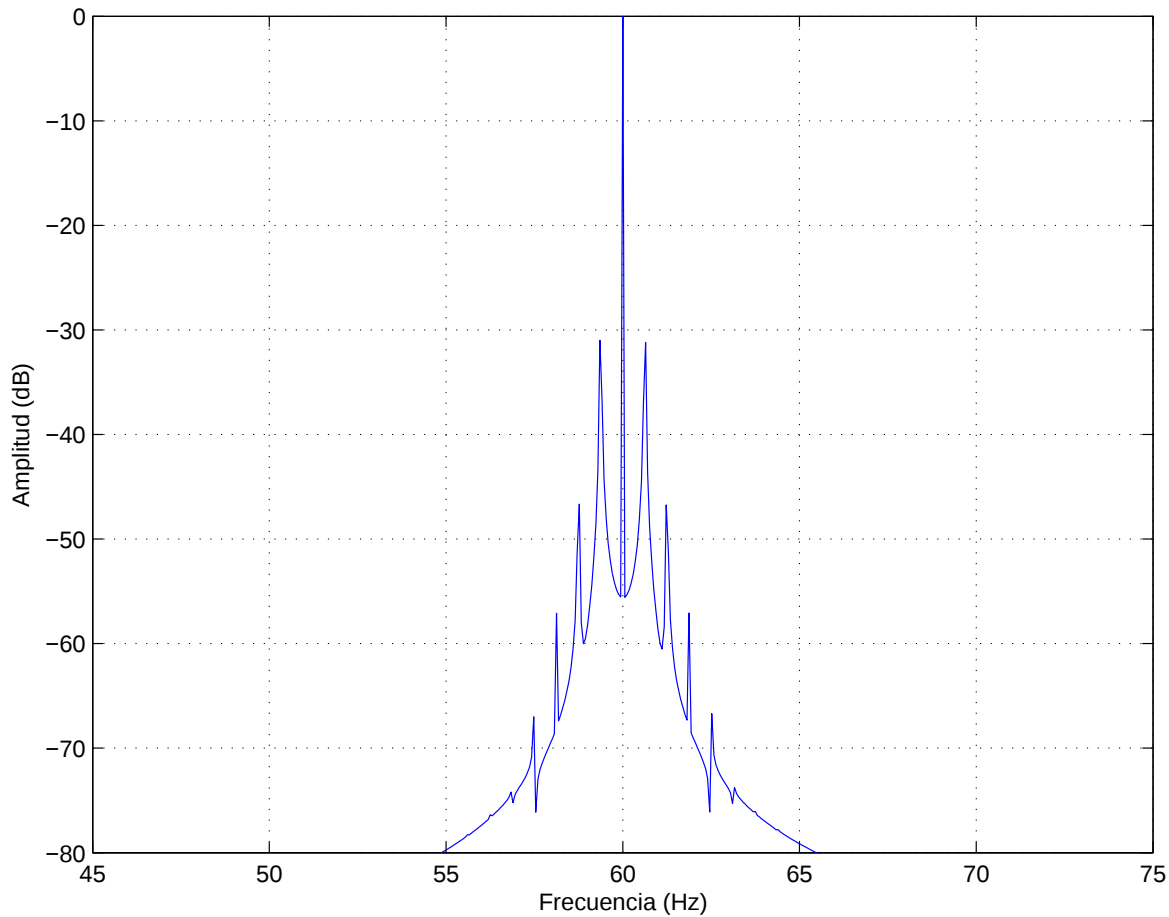


Figura B.4. Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a con una barra del rotor rota a una velocidad de 1800 *RPM* ($f_L = 60Hz$) [72].

Tabla B.4. Variación de parámetros del MI para el caso de falla del 6.25 % del estator fase b [72]

Parámetro	Simulado	Valor	Unidades
Resistencia de rotor fase a	R_{sb}	9.75	Ω
Inductancia de rotor fase a	L_{sb}	0.0497	H

El modelo propuesto en 1.52 reproduce perfectamente los resultados de simulación y experimentales del trabajo reportado [69] para el caso eléctrico de la falla eléctrica de estator mediante la variación paramétrica de resistencias e inductancias.

Tabla B.3. Parámetros del MI de 1.1KW trabajo reportado [69]

Parámetro	Simulado	Valor	Unidades
Resistencia de estator fase a	R_{sa}	10.4	Ω
Resistencia de estator fase b	R_{sb}	10.4	Ω
Resistencia de estator fase c	R_{sc}	10.4	Ω
Resistencia de rotor fase a	R_{ra}	3.58	Ω
Resistencia de rotor fase b	R_{rb}	3.58	Ω
Resistencia de rotor fase c	R_{rc}	3.58	Ω
Inductancia de estator fase a	L_{sa}	0.0566	H
Inductancia de estator fase b	L_{sb}	0.0566	H
Inductancia de estator fase c	L_{sc}	0.0566	H
Inductancia de rotor fase a	L_{ra}	0.017	H
Inductancia de rotor fase b	L_{rb}	0.017	H
Inductancia de rotor fase c	L_{rc}	0.017	H
Inductancia mutua del estator	L_{ms}	0.44	H
Inductancia mutua del rotor	L_{mr}	0.44	H
Inductancia mutua	L_m	0.44	H
Número de polos	P	4	<i>polos</i>

B.3. Reproducción de la Falla de Balero

En [36] se presentan resultados experimentales para la falla de balero así como la caracterización de las frecuencias de vibración provocadas por el balero de acuerdo al tipo de falla presentada, estas frecuencias naturales f_{nb} se caracterizan básicamente en cuatro:

- Pista externa del balero f_{bor} (Hz):

$$f_{bor} = \frac{N_b}{2} f_{rotor} \left[1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right] \quad (B.6)$$

- Pista interna del balero f_{bir} (Hz):

$$f_{bir} = \frac{N_b}{2} f_{rotor} \left[1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right] \quad (B.7)$$

- Bolas (Hz):

$$f_{bs} = \frac{D_c}{2D_b} f_{rotor} \left[1 - \left(\frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right)^2 \right] \quad (B.8)$$

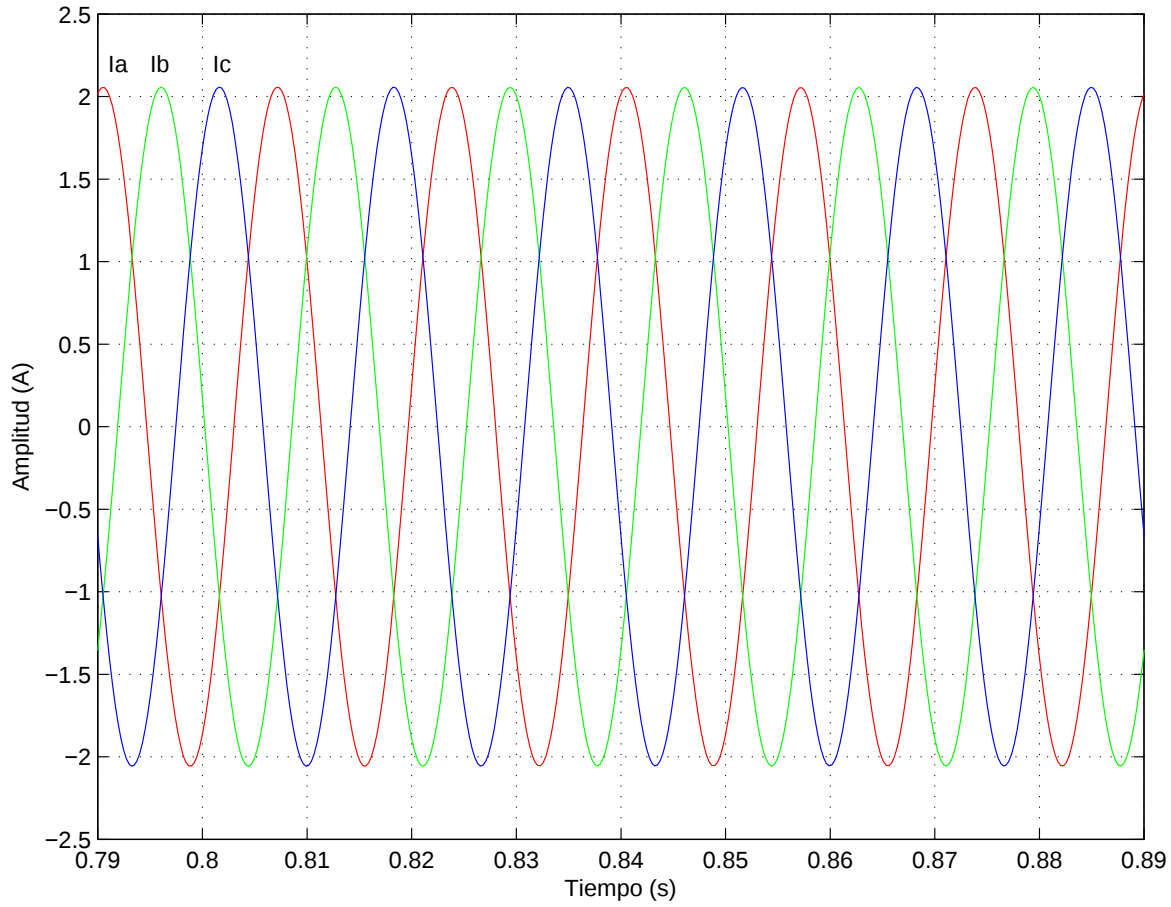


Figura B.5. Corrientes del estator bajo condiciones normales de operación motor de 1.1KW a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60Hz$) [69].

■ Jaula (Hz):

$$f_c = \frac{f_{rotor}}{2} \left[1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right] \quad (B.9)$$

Estas ecuaciones asumen que la pista interna esta rotando con la flecha del rotor del MI y la pista externa se encuentra fija a la tapa del MI. La geometría de los elementos rodantes del balero se muestra en la figura B.7.

Cada defecto presentado en el ensamble del balero produce vibración a la frecuencia natural o combinación de algunas frecuencias naturales y sus multiplos ($k=1,2,3,\dots$), dependiendo de la localización del daño.

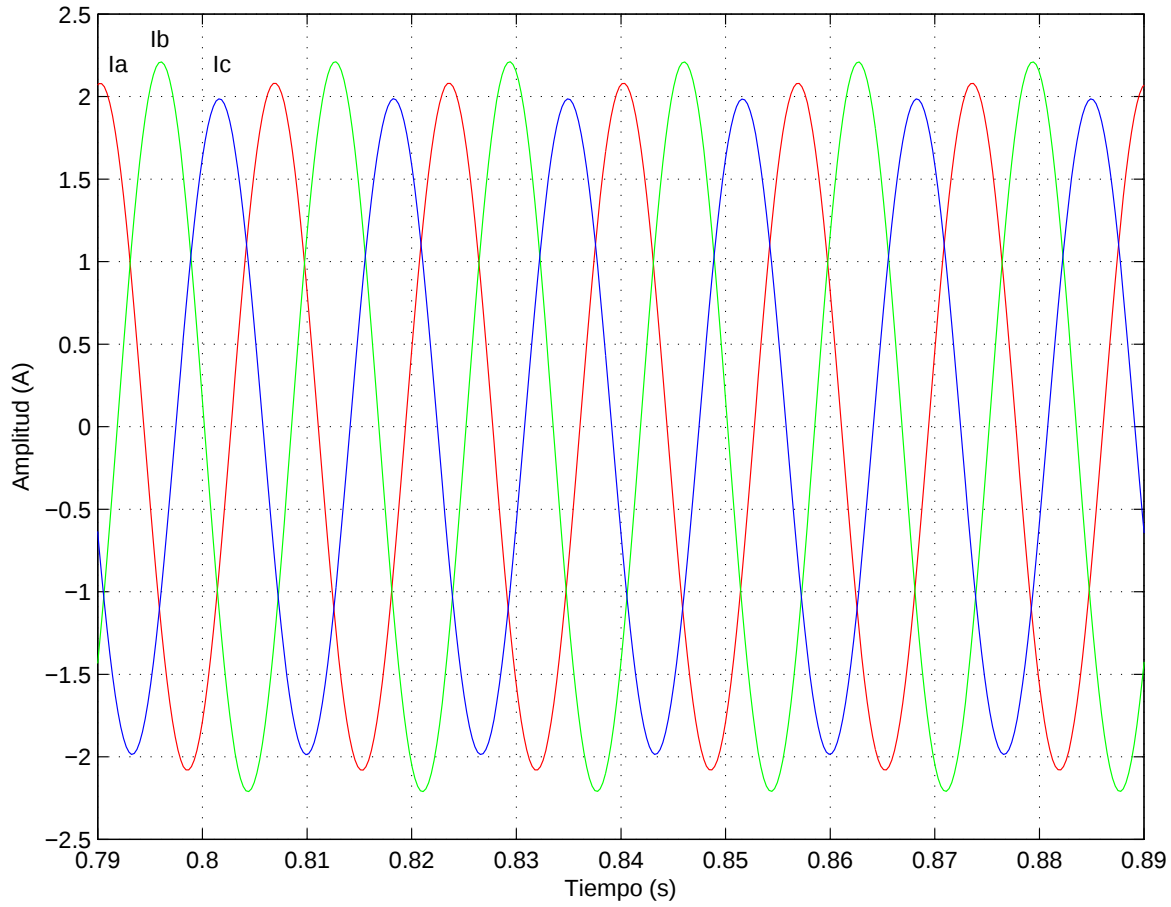


Figura B.6. Corrientes del estator con 6.25 % de falla en el estator fase b motor de 1.1KW a una velocidad de 1800 RPM ($f_L = 60Hz$) [69].

B.3.1. Espectro de Firma de Falla de Balero f_{bal_cest}

En [39] se presenta un modelo para el estudio de la influencia del daño del balero en las corrientes del estator del MI. Este considera que la generación de excentricidades rotatorias a frecuencias naturales del balero f_{nb} , provocan cambios periódicos en las inductancias de la máquina, esto produce frecuencias adicionales f_{bal_ces} en las corrientes del estator dado por:

$$f_{bal_cest} = |F_{fun} \pm k f_{nb}| \quad (B.10)$$

En donde F_{fun} es la frecuencia fundamental de la red de alimentación del MI y $k = 1, 2, 3, \dots$

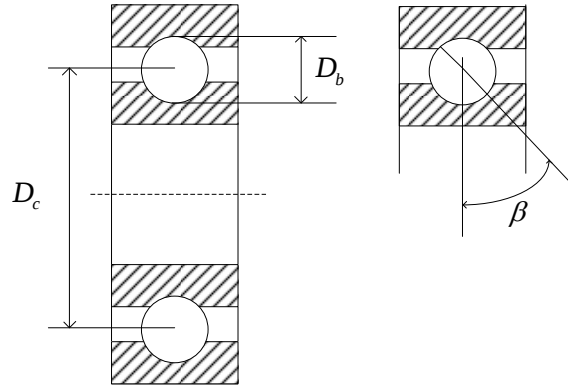


Figura B.7. Geometría de los elementos rodantes del balero

B.3.2. Espectro de Firma de Falla de Balero del Módulo del ISP

Las corrientes del estator (i_a, i_b, i_c) , del motor se mapean al marco de referencia $\alpha - \beta$ mediante la transformación conocida como de concordia (i_α, i_β)

$$i_\alpha = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}i_{sa} + \frac{1}{\sqrt{6}}i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{6}}i_{sc} \quad (\text{B.11})$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}i_{sb} - \frac{1}{\sqrt{2}}i_{sc} \quad (\text{B.12})$$

Bajo condiciones normales de operación las corrientes del vector de Park en el marco de referencia $\alpha - \beta$ son

$$i_\alpha = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \cos(w_s t) \quad (\text{B.13})$$

$$i_\beta = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \sin(w_s t) \quad (\text{B.14})$$

En donde i_M es la magnitud de la corriente fundamental en amperes, w_s es la frecuencia angular de la fundamental en radianes por segundo y t es el tiempo.

Bajo condiciones anormales de operación, como por ejemplo, con la presencia de una falla de balero, B.13 y B.14 ya no son válidas debido a que las corrientes fundamentales del motor contendrán componentes armónicas adicionales a las frecuencias $(F_{fun} - kf_n)$ y $(F_{fun} + kf_n)$ B.10.

Considerando entonces la presencia de una falla de balero, las corrientes fundamentales del MI pueden ser expresadas como:

$$i_{sa} = i_M \cos(w_s t - \alpha) + i_{dl} \cos(w_s t - w_{nb} t - \beta_l) + i_{dr} \cos(w_s t + w_{nb} t - \beta_r) \quad (\text{B.15})$$

$$i_{sb} = i_M \cos\left(w_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{dl} \cos\left(w_s t - w_{nb} t - \beta_l - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{dr} \cos\left(w_s t + w_{nb} t - \beta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.16})$$

$$i_{sc} = i_M \cos\left(w_s t - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{dl} \cos\left(w_s t - w_{nb} t - \beta_l + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{dr} \cos\left(w_s t + w_{nb} t - \beta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{B.17})$$

en donde

- i_M Valor máximo de la corriente fundamental del MI (A)
- i_{dl} Valor máximo de la corriente banda baja lateral a la frecuencia de $|F_{fun} - kf_{nb}|$ (A).
- i_{dr} Valor máximo de la corriente banda alta lateral a la frecuencia de $|F_{fun} + kf_{nb}|$ (A).
- α Ángulo de fase inicial de la corriente fundamental (grados).
- β_l Ángulo de fase inicial de la corriente de la banda baja lateral (grados).
- β_r Ángulo de fase inicial de la corriente de la banda alta lateral (grados).

mapeando las corrientes del estator del MI al marco de referencia $\alpha - \beta$ se tiene entonces

$$i_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} [i_M \cos(w_s t - \alpha) + i_{dl} \cos(w_s t - w_{nb} t - \beta_l) + i_{dr} \cos(w_s t + w_{nb} t - \beta_r)] \quad (\text{B.18})$$

$$i_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} [i_M \sin(w_s t - \alpha) + i_{dl} \sin(w_s t - w_{nb} t - \beta_l) + i_{dr} \sin(w_s t + w_{nb} t - \beta_r)] \quad (\text{B.19})$$

el cuadrado del módulo del ISP se expresa como

$$\begin{aligned} |i_\alpha + ji_\beta|^2 = & \frac{3}{2} (i_M^2 + i_{dl}^2 + i_{dr}^2) + 3i_M i_{dl} \cos(w_{nb} t - \alpha + \beta_l) \\ & + 3i_M i_{dr} \cos(w_{nb} t + \alpha - \beta_r) + 3i_{dl} i_{dr} \cos(2w_{nb} t - \beta_r + \beta_l) \end{aligned} \quad (\text{B.20})$$

En estas condiciones puede verse que el espectro del módulo del ISP esta conformado por una componente de corriente directa, la cual es generada por la magnitud de la

corriente fundamental de la fuente de alimentación del MI, más dos términos, a frecuencias de f_{nb} y $2f_{nb}$.

Finalmente cuando se presenta falla de balero en el MI se presentarán en el espectro del ISP componentes de firma de frecuencia adicionales dados por [36].

$$f_{bISP} = kf_{nb} \quad (B.21)$$

B.3.3. Caso Particular de Falla de Balero

En la figura B.8 se presenta el espectro de frecuencias en decibelios de la corriente del estator de la fase a para un caso particular de falla de balero con daño en la pista interna, en el cual la frecuencia natural de vibración mecánica del balero f_{nb} para una geometría específica del mismo aparece a la mitad de la frecuencia fundamental F_{fun} como se describe en 2.25.

La frecuencia fundamental para el caso presentado son $50Hz$ por lo que se tiene bandas laterales en las corrientes de fase cercanas a la fundamental en $25Hz$ y $75Hz$.

B.4. Reproducción de la Falla de Excentricidad

En [106] se presentan los espectros de firma de falla de las corrientes del estator para diferentes escenarios de la excentricidad.

Para el caso en el que se presenta excentricidad estática y dinámica el espectro de firma de falla $f_{exc_est_din}$ depende del deslizamiento s , el número de polos de la máquina p , $n_d = 0$ cuando la componente de excentricidad estática es cero y $n_d = 1, 2, 3, \dots$, en el caso de la excentricidad dinámica (n_d es el orden conocido de excentricidad), F_{fun} es la frecuencia de la componente fundamental, R es el numero de barras del rotor, k es un entero, y v es el orden de los armónicos que están presentes en la fuente de alimentación del MI ($v = \pm 1, \pm 3, \pm 5, etc.$). En caso de que estos armónicos sea un múltiplo de tres, este teóricamente puede no existir en las corrientes de línea balanceadas del MI trifásico. Se ha demostrado [106] que solo una particular combinación de polos y barras de rotor del MI provocarán componentes de frecuencia estáticas o dinámicas relacionadas.

$$f_{exc_est_din} = \left(kR \pm n_d \frac{(1-s)}{p} \pm v \right) F_{fun} \quad (B.22)$$

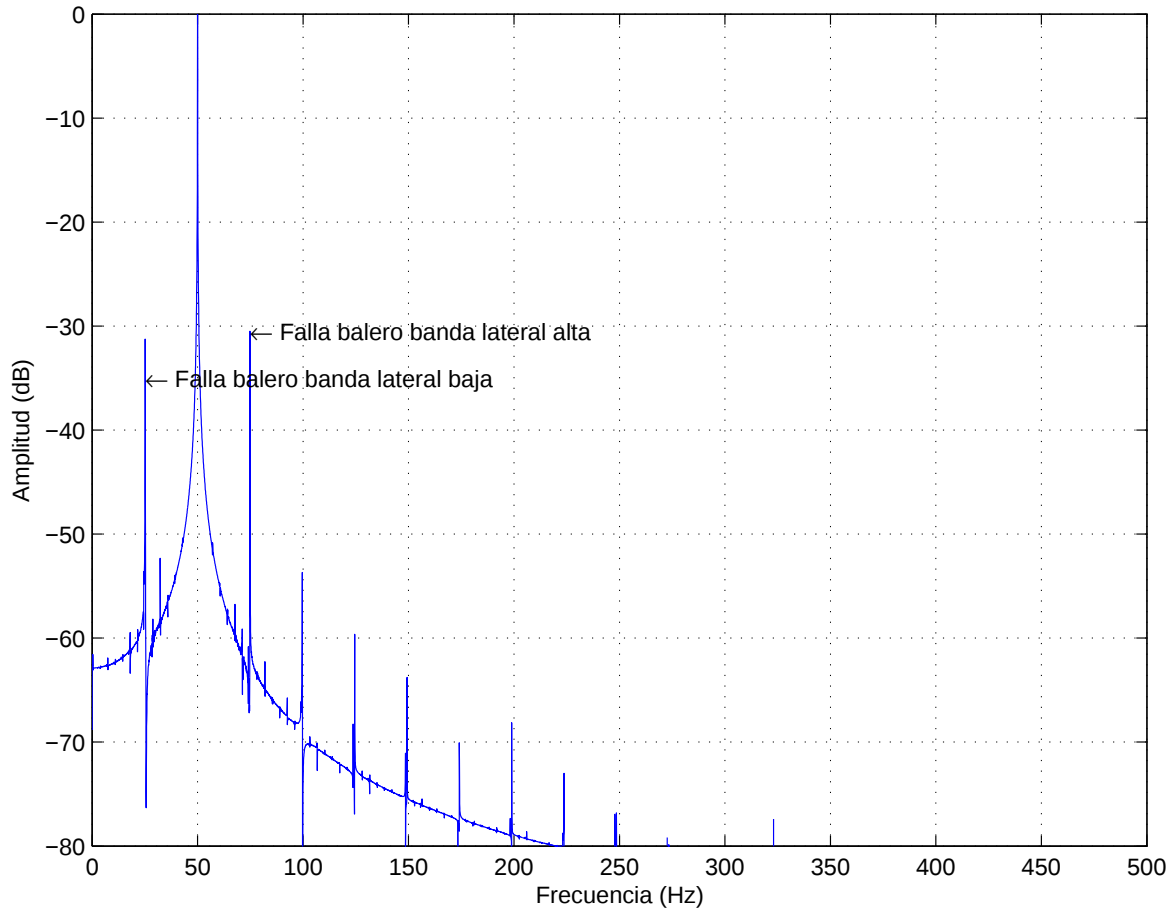


Figura B.8. Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a para falla de balero a una velocidad de 1500 *RPM* ($f_L = 50Hz$) [36].

Sin embargo si se tiene el caso de excentricidades estáticas y dinámicas combinadas, aparecen componentes de frecuencia cercanas a la frecuencia de la componente fundamental F_{fun} , entonces el espectro de firma de falla de excentricidad f_{exc_cest} aparece como

$$f_{exc_cest} = |F_{fun} \pm k f_r| \quad (B.23)$$

en donde $k = 1, 2, 3, \dots$ y f_r es la frecuencia de perturbación de la excentricidad [94].

$$f_r = \frac{F_{fun}(1-s)}{p} \quad (B.24)$$

Cuando se tiene la falla de excentricidad en el MI, las corrientes del estator $i_{L,exc}$ del MI se pueden expresar como

$$i_{L,exc} = i_M \cos [(2\pi F_{fun})t - \varphi] + \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \begin{array}{l} I_{exc,m1} \cos (2\pi (F_{fun} - mf_r)t - \alpha_{m1}) + \\ I_{exc,m2} \cos (2\pi (F_{fun} + mf_r)t - \alpha_{m2}) \end{array} \right\} \quad (B.25)$$

en donde $i_{exc,m1}$ y α_{m1} son la amplitud de la corriente fundamental a la frecuencia $(F_{fun} - mf_r)$ y su ángulo inicial de fase y $i_{exc,m2}$ y α_{m2} son la amplitud de la corriente fundamental a la frecuencia $(F_{fun} + mf_r)$ y su ángulo inicial de fase.

Entonces se ve claramente en el espectro de frecuencias, dos componentes de bandas laterales a frecuencias $(F_{fun} - f_r)$ y $(F_{fun} + f_r)$.

En la figura B.9 se muestra una simulación del espectro de frecuencias de las corrientes del estator fase a bajo condición de falla de excentricidad. Para una frecuencia de perturbación de la excentricidad $f_r = 23.5Hz$ y una frecuencia de la corriente fundamental $F_{fun} = 50Hz$.

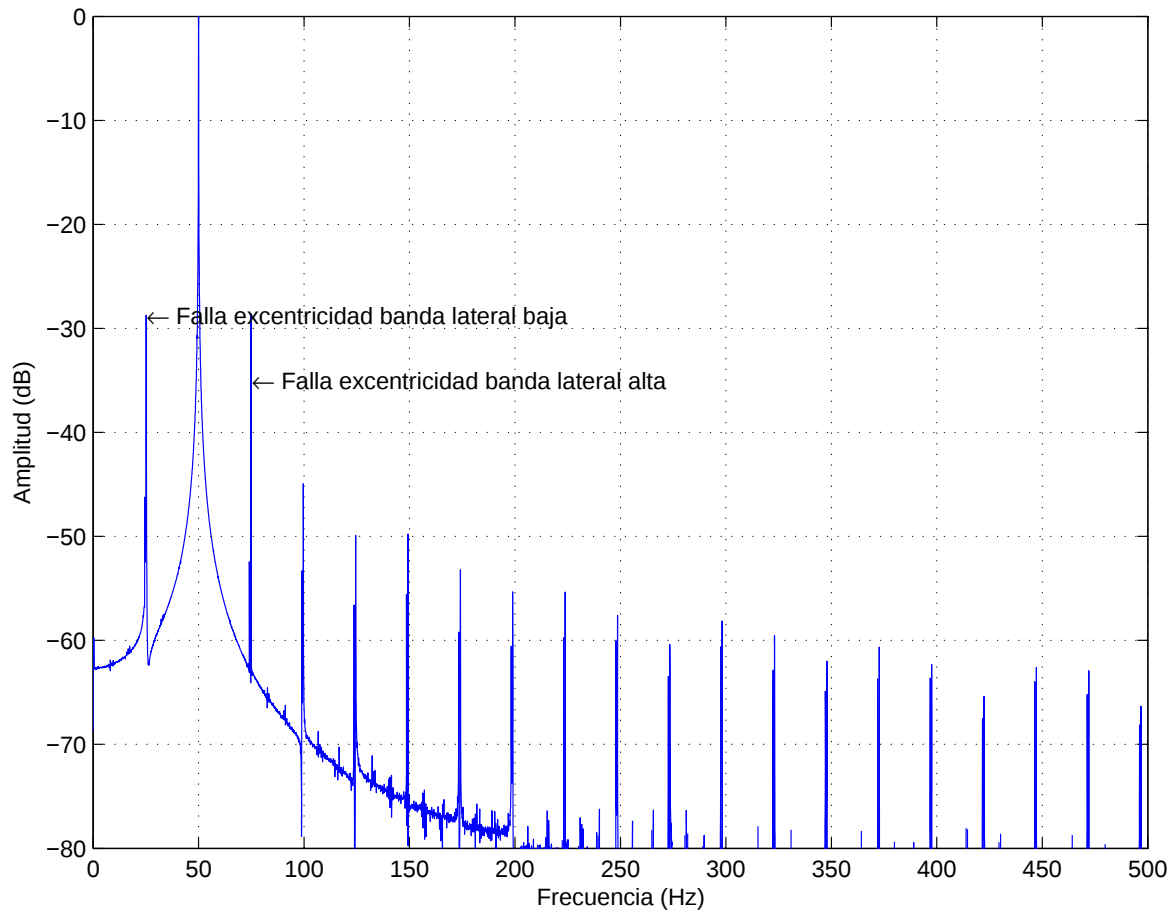


Figura B.9. Espectro de frecuencias en dB de la corriente del estator fase a para falla de excentricidad a una velocidad de 1500 *RPM* ($f_L = 50Hz$) [94].

Bibliografía

- [1] R. Isermann. *Fault Diagnosis Systems. An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. Springer Verlag, Alemania, 2006.
- [2] R. Isermann. *Supervision, fault-detection and fault-diagnosis methods an introduction*. Springer Verlag, Alemania, 1997.
- [3] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, and M. Staroswiecki. *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*. Springer Verlag, Alemania, Second edition, 2006.
- [4] S. X. Ding. *Model-Based Fault Diagnosis Technique*. Springer Verlag, Alemania, Second edition, 2007.
- [5] H. Penrose. *Electrical Motor Diagnostics. Success By Design*, Second edition, 2008.
- [6] H. A. Toliyat, S. Nandi, M. Hajiaghajani, and H. Meshgin. *Electric Machines: Fault Diagnosis and Condition Monitoring*. CRC Press, 2011.
- [7] R. Isermann. *Fault Diagnosis Applications: Model Based Condition Monitoring, Actuators, Drives, Machinery, Plants, Sensors, and Fault-tolerant Systems*. Springer, 2011.
- [8] L. H. Chiang, E. L. Russell, and R. D. Braatz. *Fault Detection and Diagnosis in Industrial Systems*. Springer Verlag, 2001.
- [9] S. Nandi, H. A. Toliyat, and X. Li. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors a review. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(4):719–729, December 2007.
- [10] P. Tavner, L. Ran, J. Penman, and H. Sedding. *Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines*. The IET, Second edition, 2008.

- [11] A. H. Bonnet and C. Yung. Increased efficiency versus increased reliability. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 14(1):29–36, January-February 2008.
- [12] S. M. A. Cruz and A. J. Marques Cardoso. Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended Park’s vector approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(5):1227–1233, September 2001.
- [13] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia, and A. B. Diez. High-frequency carrier-signal voltage selection for stator winding fault diagnosis in inverter-fed ac machines. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 55(12):4181–4190, December 2008.
- [14] S. Grubic, J. M. Aller, B. Lu, and T. H. Habetler. A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 55(12):4181–4190, December 2008.
- [15] C. H. De Angelo, G. R. Bossio, S. J. Giaccone, M. I. Valla, J. A. Solsona, and G. O. García. Online model-based stator-fault detection and identification in induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4671–4680, November 2009.
- [16] S. Nandi. A detail model of induction machines with saturation extendable for fault analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 40(5):1302–1309, September-October 2004.
- [17] G. M. Joksimovic and J. Penman. The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(5):1078–1084, October 2000.
- [18] C. Gerada, K. J. Bradley, M. Sumner, P. Wheeler, S. Pickering, J. Clare, C. Whitley, and G. Towers. The results do mesh. *IEEE Industry Applications Magazine*, 13(2):62–67, March-April 2007.
- [19] J. F. Wattson and D. G. Dorell. The use of finite element methods to improve techniques for the early detection of faults 3-phase induction motors. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 13(3):655–660, September 1999.
- [20] G. Y. Sizov, A. S. Ahmed, C. C. Yeh, and N. A. O. Demerdash. Analysis and diagnostics of adjacent and nonadjacent broken-rotor-bar faults in squirrel-cage induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4627–4640, November 2009.

-
- [21] S. M. A. Cruz and A. J. Marques Cardoso. Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended Park's vector approach. *Industry Applications Conference*, Vol. 3:1929–1934, 1999.
- [22] A. J. Marques Cardoso and E. S. Saravia. Computer-aided detection of airgap eccentricity in operating three-phase induction motors by Park's vector approach. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 29:897–901, September 1993.
- [23] A. Bellini, A. Yazidi, F. Filippetti, C. Rossi, and G. A. Capolino. High frequency resolution techniques for rotor fault detection of induction machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4200–4209, December 2008.
- [24] C. Concari, G. Franceschini, and C. Tassoni. Differential diagnosis based on multivariable monitoring to assess induction machine rotor conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4156–4165, December 2008.
- [25] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, J. M. Bossio, C. M. Pezzani, and G. O. Garcia. Separating broken rotor bars and load oscillations on IM fault diagnosis through the instantaneous active and reactive currents. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4571–4580, November 2009.
- [26] M. Drif and A. J. Marques Cardoso. The use of the instantaneous-reactive-power signature analysis for rotor-cage-fault diagnostics in three-phase induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4606–4613, November 2009.
- [27] M. Pineda Sanchez, M. R. 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 Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4557–4570, November 2009.
- [28] 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 Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4592–4605, November 2009.
- [29] A. Stefani, A. Bellini, and F. Filippetti. Diagnosis of induction machines' rotor faults in time-varying conditions. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4548–4555, November 2009.

-
- [30] M. Nemec, K. Drobic, D. Nedeljkovic, R. Fiser, and V. Ambrozic. Detection of broken bars in induction motor through the analysis of supply voltage modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8):2879–2888, August 2010.
- [31] J. J. Rangel Magdaleno, R. J. Romero Troncoso, R. A. Osornio Rios, E. Cabal Yopez, and L. M. Contreras Medina. Novel methodology for online half-broken-bar detection on induction motors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(5):1690–1697, May 2009.
- [32] A. Ordaz Moreno, R. J. Romero Troncoso, J. A. Vite Frias, J. R. Rivera Gillen, and A. Garcia Perez. Automatic online diagnosis algorithm for broken-bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for FPGA implementation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(5):2193–2202, May 2008.
- [33] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and G. B. Kilman. Quantitative evolution of induction broken bars by means of electrical signature analysis. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 37(5):1248–1255, September-October 2001.
- [34] H. Razik, M. B. de Rossiter Correa, and E. R. Cabral de Silva. A novel monitoring of load level and broken bar fault severity applied to squirrel-cage induction motors using a genetic algorithm. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4615–4626, November 2009.
- [35] C. Kral, F. Pirker, G. Pascoli, and H. Kapeller. Robust rotor fault detection by means of the vienna monitoring method and a parameter tracking technique. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4229–4236, December 2008.
- [36] J. L. H. Silva and A. J. Marques Cardoso. Bearing failures diagnosis in three-phase induction motors by extended Park’s vector approach. *IECON 31st. Annual Conference of IEEE*, pages 2591–2596, September 2005.
- [37] A. Bellini, F. Immovilli, R. Rubini, and C. Tassoni. Diagnosis of bearing faults in induction machines by vibration or current signals: a critical comparison. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 5:1–8, 2008.
- [38] S. A. McInerny and Y. Dai. Basic vibration signal processing for bearing fault detection. *IEEE Transactions on Education*, 46(1):149–156, February 2003.
- [39] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Karman, and R. G. Bartfield. Motor bearing damage detection using stator current monitoring. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 31(6):1274–1279, November-December 1995.
-

- [40] J. R. Stack, T. G. Habetler, and R. G. Harley. Fault signature modeling and detection of inner-race bearing faults. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 42(1):61–68, January-February 2006.
- [41] A. R. Mohanty and C. Kar. Fault detection in a multistage gearbox by demodulation of motor current waveform. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 53(4):1285–1297, January 2006.
- [42] W. Zhou, T. G. Habetler, and R. G. Hartley. Bearing fault detection via stator current noise cancellation and statistical control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4260–4268, December 2008.
- [43] H. Zoubek, S. Villwock, and M. Pacas. Frequency response analysis for rolling-bearing damage diagnosis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4270–4275, December 2008.
- [44] A. Hibrabim, M. El Badaoui, F. G. Guillet, and F. Bonnardot. A new bearing fault detection method in induction machines based on instantaneous power factor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4252–4259, December 2008.
- [45] G. Salles, F. Filippetti, C. Tassoni, G. Crellet, and G. Franceschini. Monitoring of induction motor load by neural network techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15(4):762–768, July 2000.
- [46] F. Immovilli, M. Cocconcelli, A. Bellini, and R. Rubini. Detection of generalized-roughness bearing fault by spectral-kurtosis energy of vibration or current signals. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4710–4717, November 2009.
- [47] G. M. Joksimovic. Dynamical simulation of cage induction machine with airgap eccentricity. *Proceeding on Instrumentation Electronics Engineer - Electric Power Applications*, 152(4):803–811, July 2005.
- [48] R. Ong, J. H. Dymond, and R. D. Findlay. Bearing damage analysis in a large oil-ring-lubricated induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 47(5):1085–1091, October 2000.
- [49] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen, and A. G. Parlos. A method for dynamical simulation of air-gap eccentricity in induction machine. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 32(4):910–918, July-August 1996.

-
- [50] W. T. Thomson, D. Rankin, and D. G. Dorell. On-line current monitoring to diagnose airgap eccentricity in large three-phase induction motors-industrial case histories verify the predictions. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 14(4):1372–1378, December 1999.
- [51] R. N. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli, and F. M. Sargos. Eccentricity fault diagnosis of a dual-stator winding induction machine drive considering the slotting effects. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4238–4251, December 2008.
- [52] J. Faiz and M. Ojaghi. Instantaneous-power harmonics as indexes for mixed eccentricity fault in mains-fed and open/closed-loop drive-connected squirrel-cage induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4718–4725, November 2009.
- [53] D. U. Campos-Delgado and D. R. Espinoza-Trejo. An observer-based diagnosis scheme for single and simultaneous open-switch faults in induction motor drives. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 58(2):671–679, February 2011.
- [54] R. M. Tallam, T. G. Habetler, and R. G. Harley. Transient model for induction machines with stator winding turns faults. *IEEE Industrial Applications Conference*, 1:304–309, 8-12 October 2000.
- [55] M. J. Fuente, E. Moya Alvarez, and G. Sainz. Fault detection and isolation bases on hybrid modelling in AC motor. *Neural Network Proceeding*, 3:1869–1874, 25-29 July 2004.
- [56] A. Khezzar, M. E. K. Oumaamar, M. Hadjami, M. Boucherma, and H. Razik. Induction motor diagnosis using line neutral voltage singatures. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 56(11):4581–4590, November 2009.
- [57] S. M. Cruz and A. J. M. Cardoso. Multiple reference frames theory: A new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, 20(3):611–619, September 2005.
- [58] S. M. Cruz, A. Stefani, F. Filippetti, and A. J. M. Cardoso. A new model-based technique for the diagnosis of rotor faults in rfoc induction motor drives. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 55(12):4218–4227, December 2008.
- [59] S. J. Chapman. *Electric Machinery Fundamentals*. McGraw Hill, Third edition, 2000.
-

-
- [60] P. Ponce Cruz and J. Sampé López. *Máquinas Eléctricas y Técnicas Modernas de Control*. Alfaomega, 2008.
- [61] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, R. Passaglia, M. Saottini, G. Tonini, M. Giovannini, and A. Rossi. On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using MCSA. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 33(4):1045–1052, August 2002.
- [62] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff. *Analysys of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press and Wiley Interscience, EE. UU., Second edition, 2002.
- [63] R. Krishnan. *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall, 2001.
- [64] R. Alvarez Salas. *Commande de Machine Asynchrone*. Éditions Universitaires Européennes, Alemania, 2010.
- [65] F. J. Villalobos Piña, N. Visairo, and R. Alvarez Salas. Mathematical model for electrical and mechanical faults in ac machine. *IFAC Safeprocess 2009*, July 2009.
- [66] M. S. Nait Said, M. H. Benbouzid, and A. Benchaib. Detection of broken bars in induction motors using on extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 15(1), March 2000.
- [67] A. Abed, L. Baghli, H. Razik, and A. Rezzoug. Modelling induction motors for diagnostic purposes. *EPE 99, Lausanne*, pages P.1–P.8, 1999.
- [68] H. Razik. La machine asynchrone à vitesse variable 2. capteurs, modèles, contrôle et diagnostic. *Lavoisier*, 2006.
- [69] X. Chang, V. Cocquempot, and C. Christophe. A model of asynchornous machines for stator fault detection and isolation. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 50(3):578–584, June 2003.
- [70] M. Blodt, P. Granjon, B. Raison, and G. Rostaing. Models for bearing damage detection in induction motors using stator current monitoring. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 55(4):1813–1822, April 2008.
- [71] M. A. Gallegos Lara. Control y observación de motores de inducción sin sensores mecánicos. Tesis de Doctorado, Universidad Autónoma de San Luis Potosí, 2008.
-

-
- [72] H. Rodríguez Cortés, C. N. Hadjicostis, and A. M. Stankovic. Dynamical models for fault detection in squirrel cage induction motors. *International Journal of Critical Infrastructures*, 3(1/2):161–191, 2007.
- [73] D. L. Milanez and A. E. Emanuel. The instantaneous-space-phasor a powerful diagnosis tool. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52(1):143–148, February 2003.
- [74] J. R. Stack, T. G. Habetler, and R. G. Harley. Fault-signature modeling and detection of inner-race bearing faults. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 42(1):61–68, February 2006.
- [75] M. Benbouzid and G. B. Kliman. What stator current processing-based technique to use for induction motor faults diagnosis. *IEEE Transaction on Energy Conversion*, (18):238–244, 2003.
- [76] J. Cusido, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero, and A. G. Espinosa. Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, (55):633–643, 2008.
- [77] D. U. Campos Delgado, J. S. Murguía, and O. Ramírez Rodríguez. Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition. *Congreso Nacional de Control Automático (AMCA)*, 2007.
- [78] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and G. B. Kilman. Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis. *IEEE Transaction on Industry Applications*, 37(5):1248–1255, September 2001.
- [79] C. J. Verucchi and G. G. Acosta. Técnicas de detección y diagnóstico de fallos en máquinas eléctricas de inducción. *IEEE Latin America*, 7(1):41–49, March 2007.
- [80] A. 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 Transactions on Industrial Applications*, 37(5):1248–1255, September-October 2001.
- [81] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, R. Passaglia, M. Saottini, G. Tonini, M. Giovannini, and A. Rossi. On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using mcsa. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 38(4):1045–1052, July-August 2002.
-

-
- [82] 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 Transactions on Energy Conversion*, 14(3):595–598, September 1999.
- [83] R. Isermann. Process fault detection on modeling and estimation methods - a survey. *Automatica*, 20(1):387–404, 1984.
- [84] R. Isermann and P. Ball. Trends in the application of model-based fault detection and diagnosis of technical processes. *Control Engineering Practice*, 5(1):709–719, 1997.
- [85] P. M. Frank. Fault diagnosis in dynamic systems using analytical and knowledge-based redundancy. A survey and some new results. *Control Engineering Practice*, 26(1):459–474, 1990.
- [86] S. Bachir, S. Tnani, J. C. Trigeassou, and G. Champenois. Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines. *EPE 2001-Graz*, pages P.1–P.9.
- [87] V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues, and J. Faucher. A versatile model of squirrel cage induction machines for design, monitoring and diagnosis purposes. *European Power Electronics and Drives*, pages P1–P11, 2001.
- [88] M. Boucherma, M. Y. Kaikaa, and A. Khezzar. Park model of squirrel cage induction machine including space harmonics effects. *Journal of Electrical Engineering*, 56(4):193–199, 2006.
- [89] A. Lebaroud and G. Clerc. Accurate diagnosis of induction motors machine faults using optimal time-frequency representations. *Journal Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 22(4-5):1–8, June 2009.
- [90] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas. AI techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 34(1):98–108, January-February 1998.
- [91] C. Gan and K. Danai. Fault diagnosis of the IFAC benchmark problem with model-based recurrent neural network. *IEEE International Conference on Control Applications*, pages 1755–1760, August 1999.
- [92] M. B. Khader Bouzid, G. Champenois, N. M. Bellaaj, L. Signac, and K. Jelassi. An effective neural approach for the automatic location of stator interturn faults in induction motor. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4277–4288, December 2008.

-
- [93] M. A. Awadallah and M. M. Morcos. Application of AI tools in fault diagnosis of electrical machines and drives-an overview. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(2):245–250, June 2003.
- [94] M. Drif and A. J. Marques Cardoso. Airgap eccentricity fault diagnosis, in three-phase induction motors, by complex apparent power singature analysis. *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion SPEEDAM*, 5(3):1404–1410, March 2008.
- [95] W. T. Thomson and I. D. Stewart. On-line current monitoring for fault diagnosis in inverter fed induction motors. *3rd International Conference on Power Electronics Drives*, pages 432–435, 1998.
- [96] N. M. Elkasagby, A. R. Eastham, and G. E. Dawson. Detection of broken bars in the cage rotor on induction machine. *IEEE Transaction on Industrial Applications*, 22(6):165–171, January/February 1992.
- [97] T. Kohonen. Introduction to neural computing neural networks. *IEEE Computer Society*, 1:3–16, 1988.
- [98] J. R. Hilera González and V. J. Martínez Hernando. *Redes Neuronales Artificiales*. Alfaomega, 2000.
- [99] E. N. Sanchez Camperos and A. Y. Alanís García. *Redes Nueuronales Conceptos Fundamentales y Aplicaciones a Control Automático*. Pearson Prentice Hall, 2006.
- [100] A. J. Maren, C. T. Hasrston, and R. M. Rap. *Handbook of Neural Computing Applications*. Academic Press, 1990.
- [101] D. Rumelhart, G. Hinton, and R. Williams. *Learning representations by back-propagations errors*. Nature, 1986.
- [102] P. Werbos. Beyond regression: New tools for prediction and analysis in the behavioral sciences. Master’s thesis, Harvard University, 1974.
- [103] D. Parker. Learning logic. Master’s thesis, Stanford University, 1982.
- [104] A. Blum. *Neural Networks in C++ An Object-Oriented Framework for Building Connectionist Systems*. Wiley, 1992.
- [105] R. Hecht-Nielsen. *Neurocomputing*. Addison Wesley, 1990.
-

-
- [106] S. Nandi and H. A. Toliyat. Fault diagnosis of electrical machines -a review. *International Conference on Electric Machines and Drives IEMD 99'*, pages 219–221, 1999.