

**TECNOLÓGICO NACIONAL DE MÉXICO
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE AGUASCALIENTES**



**TECNOLÓGICO
NACIONAL DE MÉXICO®**

**Ciencia y
Tecnología**

Secretaría de Ciencia, Humanidades,
Tecnología e Innovación



Instituto **Tecnológico**®
de Aguascalientes

DOCTORADO EN CIENCIAS DE LA INGENIERÍA

**"DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN
MÁQUINAS ELÉCTRICAS DE INDUCCIÓN
TRIFÁSICAS"**

Tesis de Doctorado
Para obtener el título de:
Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Presenta:

EFRAÍN RAMÍREZ VELASCO

Director

DR. FRANCISCO JAVIER VILLALOBOS PIÑA

Co-Director

DR. JOSUÉ AUGUSTO REYES MALANCHE

Asesores

**DR. J. ASCENCIÓN GUERRERO VIRAMONTES
DR. CARLOS HUMBERTO SAUCEDO ZÁRATE
DR. J. RAFAEL MOLINA CONTRERAS**

Aguascalientes, Ags., México
Noviembre 2025



HOJA EN BLANCO



Instituto Tecnológico de Aguascalientes

División de Estudios de Posgrado e Investigación

Aguascalientes, Ags., 04/noviembre/2025

No. De Oficio: 0700/2025

Asunto: Autorización de Tesis de Grado Para su Impresión

M.C. EFRAIN RAMÍREZ VELASCO

P R E S E N T E

Los abajo firmantes, Miembros del Jurado para Examen de Grado de Doctorado, hacemos CONSTAR que, habiendo revisado el Trabajo de Tesis desarrollado por Usted, bajo el título: "DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS" hemos dictaminado que éste es de aceptarse, por lo que se autoriza su impresión.

A T E N T A M E N T E

Excelencia en Educación Tecnológica®

Ingenio, Cultura y Saber, que conducen a la Excelencia®

PRESIDENTE

Fco. Javier Villalobos Piña

DR. FRANCISCO JAVIER VILLALOBOS PIÑA

SECRETARIO

Josue A. Ramirez M.

DR. JOSUE AUGUSTO RAMÍREZ MALANCHE

VOCAL

Dr. Carlos Humberto Saucedo Zárate

DR. CARLOS HUMBERTO SAUCEDO ZÁRATE

VOCAL

Dr. J. Rafael Molina Contreras

DR. J. RAFAEL MOLINA CONTRERAS



VOCAL

J. Ascención Guerrero Viramontes

DR. J. ASCENCIÓN GUERRERO VIRAMONTES



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Av. Adolfo López Mateos #1801. Fracc. Bona Gens

C.P. 20256 Aguascalientes, Ags. Tel. 449 910 5002 ext. 127

e-mail: jefatura.depi@aguascalientes.tecnm.mx





Instituto Tecnológico de Aguascalientes
División de Estudios de Posgrado e Investigación

Aguascalientes, Ags., **04/noviembre/2025**
Asunto: Autorización de uso de derechos

EFRAÍN RAMÍREZ VELASCO, mayor de edad, con domicilio ubicado en **Emiliano Zapata No. 28, La Labor, Calvillo, Aguascalientes** en mi calidad de titular y autor de la tesis denominada **"DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS"** quien para todos los fines del presente documento se denominará **EL AUTOR Y/O TITULAR**, suscribo el presente documento de autorización de uso de derechos patrimoniales de autor a favor del Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Aguascalientes el cual se registrará por las cláusulas siguientes:

PRIMERA – AUTORIZACIÓN: **EL AUTOR Y/O TITULAR**, mediante el presente documento autoriza la utilización de los derechos patrimoniales de autor al Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Aguascalientes, de la tesis denominada **"DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS DE INDUCCIÓN TRIFÁSICAS"**, a través del Repositorio Institucional del Tecnológico Nacional de México (en lo sucesivo TecNM) y en el Repositorio Nacional, que puede ser consultado en la liga electrónica: (www.repositorionacionalcti.mx/).

SEGUNDA – OBJETO: Por medio del presente escrito, **EL AUTOR Y/O TITULAR** autoriza al Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Aguascalientes, a través del Repositorio Institucional del TecNM y en el Repositorio Nacional para que de conformidad con la Ley Federal del Derecho de Autor y la Ley de la Propiedad Industrial, use los derechos del documento antes referido, con fines exclusivamente académicos.

TERCERA – TERRITORIO: Los derechos aquí autorizados se dan sin limitación geográfica o territorial alguna.

CUARTA – ALCANCE: La presente autorización se da tanto para formato o soporte material, y se extiende a la utilización en medio óptico, magnético, electrónico, en red, mensajes de datos o similar conocido o por conocer, del ejemplar o número respectivo de la publicación.

QUINTA – EXCLUSIVIDAD: La autorización de uso aquí establecida no implica exclusividad en favor del Tecnológico Nacional de México/Instituto Tecnológico de Aguascalientes. Por lo tanto, **EL AUTOR Y/O TITULAR** en su carácter de autor de la obra objeto del presente documento se reserva el derecho de publicar directamente, u otorgar a cualquier tercero, autorizaciones de uso similares o en los mismos términos aquí acordados.



2025
Año de
La Mujer
Indígena

Av. Adolfo López Mateos #1801. Fracc. Bona Gens
C.P. 20256 Aguascalientes, Ags. Tel. 449 910 5002 ext. 127
e-mail: jefatura.depi@aguascalientes.tecnm.mx
tecnm.mx | www.aguascalientes.tecnm.mx





Instituto Tecnológico de Aguascalientes
División de Estudios de Posgrado e Investigación

SEXTA – DERECHOS MORALES (Créditos y mención): La Autorización de los derechos antes mencionados no implica la cesión de los derechos morales sobre los mismos por cuanto en conformidad con lo establecido en los artículos 18, 19, 20, 21, 22 y 23 de la Ley Federal de Derechos de Autor, dada la cuenta que estos derechos son inalienables, imprescriptibles, irrenunciables e inembargables. Por lo tanto, los mencionados derechos seguirán radicados en cabeza de EL AUTOR Y/O TITULAR, y siempre deberá mencionarse su nombre cuando se utilice la obra.

SÉPTIMA – AUTORÍA: EL AUTOR Y/O TITULAR, declara y ratifica que el material objeto de la presente fue realizada por él o por ella sin violar o usurpar derechos de Propiedad Intelectual de terceros.

ATENTAMENTE

Excelencia en Educación Tecnológica®

Ingenio, Cultura y Saber, que conducen a la Excelencia

Vo.Bo.

M.C. EFRAÍN RAMÍREZ VELASCO
AUTOR DE LA TESIS

DR. FRANCISCO JAVIER VILLALOBOS PIÑA
DIRECTOR DE LA TESIS

ccp. Archivo



2025
Año de
**La Mujer
Indígena**

Av. Adolfo López Mateos #1801. Fracc. Bona Gens
C.P. 20256 Aguascalientes, Ags. Tel. 449 910 5002 ext. 127
e-mail: jefatura.depi@aguascalientes.tecnm.mx
tecnm.mx | www.aguascalientes.tecnm.mx





HOJA EN BLANCO

Resumen

El presente trabajo se centra en el diagnóstico de fallas eléctricas de cortocircuito entre espiras del estator de un motor de inducción trifásico (MI), así como también en las fallas de circuito abierto en el inversor que lo alimenta. Las pruebas se realizaron a velocidad y par constantes, las cuales permitieron capturar señales de corriente para la detección y el aislamiento de las fallas de cortocircuito entre espiras y de circuito abierto en los interruptores que conforman el inversor. Se utilizaron diferentes técnicas para el diagnóstico de las fallas, las cuales fueron, procesamiento de señales aplicado al módulo del fasor espacial instantáneo de Park, utilizando las transformadas discretas de Fourier y las ondeletas (wavelets), pero hubo una limitación, la cual fue que con esta metodología no se logró el aislamiento de dichas fallas, por lo que se propuso la técnica del análisis fasorial, la cual permite observar las asimetrías de las corrientes de fase en el inversor y de las corrientes de línea en el estator, así como las variaciones de los ángulos de fase, lo cual, en conjunto con la lógica difusa basada en el modelo de Mamdani que es una técnica de inteligencia artificial (IA) y técnicas de análisis estadístico (AE) como la función de densidad de probabilidad y el análisis de las tres sigmas, se logró el aislamiento de las fallas de cortocircuito entre espiras del estator del motor, tanto en un devanado y de forma simultánea en dos de ellos. Se aplicó también esta metodología al inversor que alimenta a dicho motor, identificando los interruptores en falla y obteniendo resultados los cuales fueron corroborados con las técnicas de análisis estadístico antes mencionadas. Con estos resultados se participó en cuatro congresos, se realizaron seis publicaciones en revistas y dos en capítulos de libros.

Dedico este trabajo a...

mi esposa Maria Guadalupe, a mis hijas Victoria Guadalupe y Gloria Maria, a mi madre Graciela y mi padre Antonio, mis hermanas y hermanos, mis sobrinas y sobrinos. También dedico este trabajo a todos mis familiares y amigos que siempre me brindaron su apoyo y estuvieron conmigo.

Agradecimientos

Agradezco con todo mi corazón a DIOS, ya que me utilizó como instrumento para la pequeña aportación que realicé en el doctorado y me dio vida y salud para poder acreditarlo.

Agradezco el apoyo económico a la SECIHTI (Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación) antes CONAHCyT (Consejo Nacional de Humanidades, Ciencias y Tecnologías) y CONACyT (Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología) por haberme otorgado la beca para mis estudios doctorales.

Agradezco al TecNM / Instituto Tecnológico de Aguascalientes y a la Secretaría de Ciencia, Humanidades, Tecnología e Innovación, Secihti a través del apoyo 804257 por todo el soporte institucional brindado para la realización y conclusión de este proyecto doctoral.

Agradezco al Dr. Francisco Javier Villalobos Piña primeramente por permitirme ingresar al doctorado, por sus enseñanzas desde que cursé mis estudios de maestría, por ser mi asesor y por su valiosa amistad.

Agradezco al Dr. Josué Augusto Reyes Malanche por sus enseñanzas a lo largo del doctorado, por ser mi asesor y por su valiosa amistad.

Agradezco a los Doctores J. Rafael Molina Contreras, Carlos Humberto Saucedo Zárate y J. Ascensión Guerrero Viramontes por sus comentarios siempre muy útiles para la mejora de mi trabajo doctoral.

Agradezco a mi familia y amigos, en especial a mis amigos Alfredo Martínez Ramos, Abraham Alvarado Laguna y José de Jesús Ramos Rodríguez.

Agradezco muy especialmente a la Dra. Elvia Ruíz Beltrán por su apoyo para mi ingreso al doctorado en ciencias de la ingeniería del Tecnológico Nacional de México campus Aguascalientes.

Agradezco al Dr. Andrew N. G. y a la Universidad de STANFORD en California Estados Unidos por haberme permitido tomar y acreditar el curso de Machine Learning que me fue muy útil durante el doctorado.

Lista de Símbolos

Símbolo	Descripción
s	segundo
m	metro
hp	caballo de fuerza
i_a	Corriente de fase a sección del ISP
i_b	Corriente de fase b sección del ISP
i_c	Corriente de fase c sección del ISP
$\alpha - \beta$	Marco de referencia $\alpha - \beta$
I_0	Corriente del eje omopolar
a	Operador que representa una rotación de 120° en el plano complejo
a^2	Operador que representa una rotación de 240° o -120° en el plano complejo
I_α	Corriente α del marco de referencia fijo
I_β	Corriente β del marco de referencia fijo
$\mathbf{I}_a$	Corriente de la fase a análisis fasorial
$\mathbf{I}_b$	Corriente de la fase b análisis fasorial
$\mathbf{I}_c$	Corriente de la fase c análisis fasorial
$\ I_{\alpha\beta} \ $	Módulo del fasor espacial instantáneo de Park
$\mathbf{I}_{ab}$	Corriente de línea en el devanado ab análisis fasorial
$\mathbf{I}_{ca}$	Corriente de línea en el devanado ca análisis fasorial
$\mathbf{I}_{bc}$	Corriente de línea en el devanado bc análisis fasorial
Prefijo	Descripción
μ	micro 10^{-6}
m	mili 10^{-3}
k	kilo 10^3
M	Mega 10^6

Índice general

Resumen	III
Dedicatoria	V
Agradecimientos	VII
Lista de Símbolos	IX
Índice de Figuras	XV
Índice de Tablas	XIX
1. Introducción	1
Introducción	1
1.1. Antecedentes	1
1.1.1. Motor de inducción trifásico	2
1.1.2. Estadísticas de fallo en Motores de Inducción	2
1.1.3. Fallas comunes en Motores de Inducción	3
1.1.3.1. Falla de Estator	3
1.1.3.2. Falla de Rotor	4
1.1.3.3. Falla mecánica de Rodamientos	5
1.1.3.4. Fallas eléctricas en el inversor	6
1.2. Planteamiento del problema	7
1.3. Hipótesis	8
1.4. Objetivos	8
1.4.1. Objetivo general	8

1.4.2. Objetivos particulares	8
1.5. Alcances y limitaciones	9
2. Técnicas de Diagnóstico de Fallas	10
2.1. Fasor Espacial Instantáneo de Park (ISP)	10
2.2. Transformada de Concordia ($\alpha - \beta$)	12
2.3. Análisis Espectral	12
2.3.1. Transformada discreta de Fourier (DFT)	12
2.3.2. Transformada Rápida de Fourier FFT	13
2.3.3. Transformada Discreta Ondeleta	15
2.3.3.1. Transformada Ondeleta Haar Nivel 1	15
2.3.3.2. Transformada Ondeleta Daubechies D4	16
2.3.3.3. Transformada Ondeleta Daubechies D6	19
2.3.3.4. Transformada Ondeleta Coiflet	20
2.4. Técnicas de Inteligencia Artificial	21
2.4.1. Perceptrón	21
2.4.2. Redes neuronales de retropropagación	22
2.4.3. Lógica Difusa	24
2.5. Técnica de Análisis en el Tiempo mediante Fasores	26
2.5.1. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial	28
2.5.2. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial de las corrientes de línea y los ángulos de fase	30
2.5.3. Diagnóstico de fallas dobles simultáneas de cortocircuito mediante análisis fasorial	32
2.5.4. Análisis fasorial para diagnóstico de fallas de circuito abierto en el inversor	34
2.6. Técnicas de Análisis Estadístico	36
2.6.1. Funcion de densidad de probabilidad	37
2.6.2. Método de las tres sigma	38
3. Banco de pruebas experimentales	40
3.1. Par motor-generator	40
3.2. Descripción del inversor trifásico	43
3.3. Sistema de control del banco de pruebas experimentales	44
3.4. Caracterización del MI alterado en sus devanados para efectuar pruebas ex- perimentales.	46

4. Resultados Experimentales	48
4.1. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial	48
4.2. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial y ángulos de fase	56
4.3. Diagnóstico de falla doble simultánea de cortocircuito mediante análisis fasorial	61
4.4. Diagnóstico de falla de circuito abierto en el inversor mediante análisis fasorial	66
4.5. Técnicas de diagnóstico de fallas mediante el análisis del módulo del ISP . .	72
4.5.1. Diagnóstico de falla de cortocircuito entre espiras mediante análisis espectral	72
4.5.2. Diagnóstico de falla de cortocircuito entre espiras mediante análisis multirresolución (MRA) con ondeletas	74
4.5.3. Diagnóstico de falla de circuito abierto en el inversor mediante análisis espectral	78
4.5.4. Diagnóstico de falla de circuito abierto en el inversor mediante análisis MRA	80
5. Conclusiones, trabajo a futuro y publicaciones	81
5.1. Conclusiones	81
5.2. Trabajo a futuro	82
5.3. Publicaciones	82
6. Apéndices	84
A. Fabricación e implementación del circuito variador de carga	85
A.1. Circuito variador de carga	85
A.1.1. Implementación del circuito variador de carga	86
B. Fabricación e implementación del tacómetro digital	87
B.1. Diseño y fabricación de piezas	87
B.1.1. Implementación de tacómetro digital	89
C. Fabricación e implementación de módulo de conexiones para el MI	90
C.1. Diseño, fabricación y montaje del módulo	90
D. Fabricación e implementación de placa de sujeción	92
D.1. Diseño, fabricación y montaje de la placa	92
E. Fabricación e implementación de sensor de efecto Hall	94
E.1. Fabricación e implementación	94

Bibliografía**96**

Índice de figuras

1.1. Motor de inducción trifásico y sus componentes.	2
1.2. Estator de un MI y falla de cortocircuito entre espiras.	3
1.3. Diferentes escenarios de falla de un rotor de un MI.	5
1.4. Rodamiento de un MI y sus escenarios de falla.	6
1.5. Inversor trifásico y su condición de falla.	7
2.1. Muestreo en el dominio de la frecuencia de la transformada de Fourier.	13
2.2. Operación mariposa con una señal de entrada con $N = 4$ muestras.	15
2.3. Análisis MRA mediante la ondeleta madre Daubechies D4.	18
2.4. Gráfico de señales de flujo del Perceptrón.	22
2.5. Red neuronal artificial de retropropagación.	22
2.6. Proceso de fuzzificación y defuzzificación de un sistema de lógica difusa de Mamdani.	25
2.7. Proceso de lógica difusa con el modelo de Mamdani.	26
2.8. Representación fasorial de las corrientes de fase y de línea en el marco de referencia $\mathbf{I}_{bc} \perp \mathbf{I}_a$	27
2.9. Variación de los fasores de corriente y su dirección cuando ocurre una falla simple de cortocircuito entre espiras en el devanado correspondiente a $\mathbf{I}_{bc}$	28
2.10. Cambios en los fasores de corriente cuando ocurre una falla simple de cortocircuito entre espiras en el devanado correspondiente a $\mathbf{I}_{bc}$	29
2.11. Representación fasorial en condición sana.	30
2.12. Variación de los ángulos de fase cuando ocurre una falla en el devanado correspondiente a $\mathbf{I}_{bc}$	31
2.13. Variaciones de los fasores de corriente y su dirección cuando ocurre una falla doble de cortocircuito entre espiras en el estator.	33

2.14. Variaciones de los fasores de corriente y su dirección cuando ocurre una falla doble de cortocircuito entre espiras en los devanados del estator correspondientes a $\mathbf{I}_{bc}$ e $\mathbf{I}_{ca}$	33
2.15. Secuencia de las corrientes de línea en condición sin falla.	34
2.16. Componentes de corriente de $\mathbf{I}_{ca}$ en términos de $\mathbf{I}_{ab}$ e $\mathbf{I}_{bc}$	35
2.17. Corriente $\mathbf{I}_{ab}$ en contrafase con $\mathbf{I}_{bc}$	36
2.18. Función de distribución de probabilidad normal.	37
2.19. Ejemplos de distribuciones de probabilidad normal con valores de μ y σ que difieren.	38
2.20. Función de distribución de probabilidad aplicando 1σ , 2σ y 3σ	39
3.1. Par motor-generator modelado en SolidWorks.	41
3.2. Detalle de montaje experimental del par motor generator.	42
3.3. Banco de pruebas experimental modificado.	42
3.4. Interfaz gráfica de adquisición y procesamiento de señales.	43
3.5. Unidad central de procesamiento basada en el DSP TMS320F28335.	43
3.6. Diagrama esquemático del inversor trifásico de puente completo.	44
3.7. Diagrama esquemático del control del banco de pruebas experimentales. . . .	45
3.8. Devanados alterados del motor de inducción trifásico.	46
4.1. Corrientes de línea cuando el MI opera sin falla.	49
4.2. Diagnóstico para la condición sin falla del MI.	50
4.3. Corrientes de línea con 7 espiras en cortocircuito en el devanado correspondiente a $\mathbf{I}_{bc}$	51
4.4. Diagnóstico de la falla de 7 espiras en cortocircuito en el devanado de $\mathbf{I}_{bc}$ del MI.	52
4.5. Corrientes de línea con 17 espiras en cortocircuito en el devanado correspondiente a $\mathbf{I}_{bc}$	53
4.6. Diagnóstico para la falla de 17 espiras en cortocircuito en el devanado de $\mathbf{I}_{bc}$. .	54
4.7. Distribución normal de los valores rms de las corrientes de fase caso sin falla. .	54
4.8. Distribución normal de las corrientes de fase en falla de 7 espiras en cortocircuito. .	55
4.9. Distribución normal de las corrientes de fase en falla de 17 espiras en cortocircuito.	55
4.10. Resultado del diagnóstico de falla con lógica difusa caso sin falla.	58
4.11. Resultado del diagnóstico de falla con lógica difusa caso 7 espiras en cortocircuito.	59

4.12. Resultado del diagnóstico de falla con lógica difusa caso 17 espiras en cortocircuito.	59
4.13. Distribución normal de los ángulos de fase en condición sin falla.	60
4.14. Distribución normal de los ángulos de fase caso 7 espiras en cortocircuito. . .	60
4.15. Distribución normal de los ángulos de fase caso 17 espiras en cortocircuito. .	61
4.16. Corrientes de línea en falla doble en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} con 5 y 7 espiras en cortocircuito.	62
4.17. Diagnóstico de la falla doble de cortocircuito con 5 y 7 espiras en dos diferentes devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc}	63
4.18. Corrientes de línea en falla doble en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} con 12 y 17 espiras en cortocircuito.	64
4.19. Diagnóstico de la falla doble de cortocircuito con 12 y 17 espiras en dos diferentes devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc}	65
4.20. Distribución de corrientes de fase cuando ocurre una falla doble de cortocircuito de 5 y 7 espiras en los devanados de I_{ab} e I_{bc}	65
4.21. Distribución de corrientes de fase cuando ocurre una falla doble de cortocircuito de 12 y 17 espiras en los devanados de I_{ab} e I_{bc}	66
4.22. Corrientes de línea en condición sin falla.	67
4.23. Diagnóstico caso sin falla.	68
4.24. Corrientes del estator cuando desaparece el semiciclo positivo de la corriente correspondiente al devanado de I_{ca}	69
4.25. Corrientes del estator cuando desaparecen ambos semiciclos de la corriente correspondiente al devanado de I_{ca}	70
4.26. Diagnóstico de falla en un IGBT en la rama correspondiente al devanado de I_{ca} . .	71
4.27. Diagnóstico de falla en ambos IGBTs en la rama correspondiente al devanado de I_{ca}	71
4.28. Detalle de las corrientes y espectro del ISP caso sin falla.	73
4.29. Detalle de las corrientes y espectro del ISP caso falla 7 espiras en cortocircuito. .	73
4.30. Detalle de las corrientes y espectro del ISP caso falla 17 espiras en cortocircuito. .	74
4.31. Detalle de las corrientes y descomposición MRA caso sin falla.	75
4.32. Corrientes y descomposición MRA caso 7 espiras en cortocircuito.	75
4.33. Corrientes y descomposición MRA caso 17 espiras en cortocircuito.	76
4.34. Espectro sin falla en el inversor en tiempo y frecuencia.	79
4.35. Espectro con falla en 1 IGBT del inversor en tiempo y frecuencia.	79
4.36. Espectro con falla en ambos IGBTs del inversor en tiempo y frecuencia. . . .	79
A.1. Circuito variador de carga.	85

A.2. Proceso de corte en el disipador de calor.	86
A.3. Implementación del variador de carga.	86
B.1. Detalle de diseño de piezas elaboradas en SolidWorks.	87
B.2. Generación de código para impresión 3D de diferentes piezas.	88
B.3. Fabricación de piezas.	88
B.4. Tacómetro digital.	89
B.5. Montaje de sensor de efecto Hall para medir velocidad angular del MI.	89
C.1. Detalle de diseño de pieza elaborada en SolidWorks.	90
C.2. Generación de código para impresión 3D del módulo de conexiones.	91
C.3. Fabricación de la pieza y montaje en MI.	91
D.1. Detalle de diseño de placa en SolidWorks.	92
D.2. Proceso de maquinado de la placa de sujeción.	93
D.3. Montaje del circuito con acelerómetro en MI.	93
E.1. Diagrama esquemático del sensor de efecto Hall.	94
E.2. Circuito terminado.	95

Índice de tablas

2.1. Valores de ángulos para el diagnóstico de la falla.	32
3.1. Características del Motor SIEMENS.	47
3.2. Distribución de taps.	47
4.1. Conjunto de reglas para detección y aislamiento de falla de cortocircuito en el devanado de I_{bc}	49
4.2. Valor rms de las corrientes de fase y línea en condición sin falla.	50
4.3. Valor rms de las corrientes de fase y línea con falla de 7 espiras en el devanado correspondiente a I_{bc}	52
4.4. Valor rms de las corrientes de fase y línea con 17 espiras en cortocircuito en el devanado correspondiente a I_{bc}	53
4.5. Valor rms de las corrientes de línea y ángulos de fase en caso sin falla.	56
4.6. Valor rms de las corrientes de línea y ángulos de fase en caso con falla de 7 espiras en cortocircuito.	57
4.7. Valor rms de las corrientes de línea y ángulos de fase con falla de 17 espiras en cortocircuito.	57
4.8. Conjunto de reglas para detección y aislamiento de cortocircuito en el devanado de I_{bc}	58
4.9. Valor rms de las corrientes en falla doble de cortocircuito de 5 y 7 espiras en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc}	62
4.10. Conjunto de reglas para detección y aislamiento de cortocircuito correspondiente a los devanados I_{ab} e I_{bc}	63
4.11. Valores rms de las corrientes en falla doble de cortocircuito de 12 y 17 espiras en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc}	64

4.12. Reglas para detección y aislamiento de circuito abierto en la rama que alimenta al devanado correspondiente a $\mathbf{I}_{ca}$	67
4.13. Valores rms y promedio de las corrientes línea en caso sin falla.	67
4.14. Valores rms y promedio de las corrientes línea cuando se corta un IGBT correspondiente al devanado de $\mathbf{I}_{ca}$	69
4.15. Valores rms y promedio de las corrientes línea cuando se cortan ambos IGBTs correspondientes al devanado de $\mathbf{I}_{ca}$	70
4.16. Valores rms obtenidos mediante el análisis MRA utilizando la ondeleta Haar nivel 1	76
4.17. Valores rms obtenidos mediante la ondeleta Daubechies D4	77
4.18. Valores rms obtenidos mediante la ondeleta Daubechies D6	77
4.19. Valores rms obtenidos mediante la ondeleta Coiflet	78
4.20. Valores rms de los escenarios de falla de circuito abierto utilizando el MRA del ISP.	80

Capítulo 1

Introducción

1.1. Antecedentes

El diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas de inducción trifásicas, es una disciplina de gran importancia para la ingeniería, la industria y otros ámbitos donde se utilizan estas máquinas. Para la comprensión de lo que es el diagnóstico de fallas es necesario comprender primeramente las siguientes definiciones [1]:

1. Falla. Condición anómala o defecto en el funcionamiento, que puede llevar a una desviación del comportamiento esperado de un sistema.
2. Detección. Proceso de identificar condiciones anormales que se apartan del comportamiento nominal de un sistema, de modo que puedan activarse mecanismos de diagnóstico, aislamiento o acción correctiva.
3. Aislamiento. Es el proceso mediante el cual, luego de haber detectado que algo anómalo está ocurriendo, se localiza específicamente el componente, subsistema o mecanismo que está fallando, con el fin de evitar que la anomalía se propague y para permitir medidas de corrección o contingencia.
4. Acción correctiva. Conjunto de medidas decididas que se aplican una vez detectada y aislada una falla, para restaurar o mantener el sistema en operación segura.

Los motores de inducción trifásicos (MI) tienen un rol muy importante en la industria debido a sus ventajas sobre otros tipos de máquinas eléctricas [2]. Es de la familia de motores eléctricos más utilizados en procesos industriales, residenciales y negocios [3]. Por ello es importante que operen de forma confiable y en buenas condiciones.

1.1.1. Motor de inducción trifásico

Un MI, es un motor de corriente alterna (CA), en el cual el campo magnético giratorio del estator induce una corriente en el rotor, generando así un par motor [4]. Pero como cualquier otro sistema electromecánico está sujeto a fallas. La Figura 1.1 muestra un MI y sus componentes.

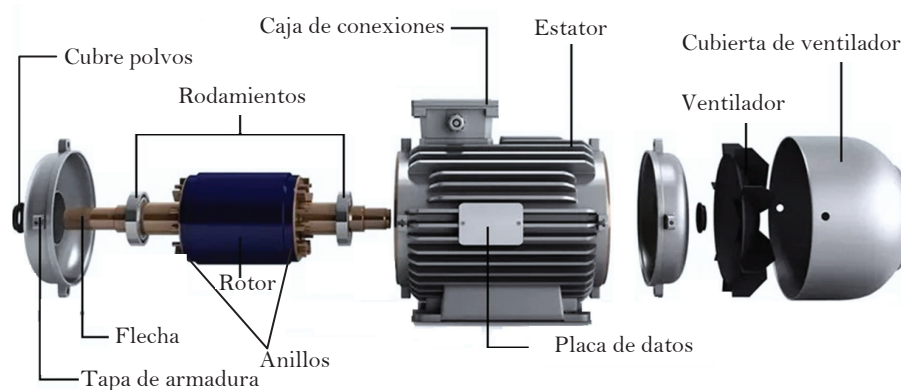


Figura 1.1. Motor de inducción trifásico y sus componentes.

1.1.2. Estadísticas de fallo en Motores de Inducción

Un motor de inducción se encuentra en el corazón de cada máquina rotativa y por eso es un componente vital. Casi en cada industria, alrededor del 90 % de las máquinas emplean un MI como fuente de movimiento [3]. Las fallas en los devanados del estator se presentan entre el 30 % y el 40 % en un MI [5]. Según estudios del Instituto de Ingenieros Eléctricos y Electrónicos (IEEE por sus siglas en inglés) y el Instituto de Investigaciones Eléctricas de Potencia (EPRI por sus siglas en inglés) las fallas en el estator son del 26 % [6] y del 21 % al 40 % en [7]. Se menciona también en [8] que el porcentaje de fallas en el estator de un MI es del 40 % aproximadamente.

El rotor del MI es un arreglo trifásico de barras conocida como jaula de ardilla y se encuentra acoplada al eje de la máquina, para transmitir energía mecánica a una carga. Este componente consiste de un eje llamado también flecha cuyas barras son de aluminio o de cobre con anillos al final. Los porcentajes de falla en el rotor son de entre el 5 % al 10 % [9, 10]. Hablando solamente de fallas de rotor del 60 % al 70 % es por barras rotas (BRB por sus siglas en inglés), 10 % al 20 % en anillos dañados (ERD por sus siglas en inglés) y del 10 % al 20 % por problemas de excentricidad.

Los rodamientos son los soportes de eje y por lo tanto del rotor en un MI. Tienen la función de facilitar la rotación, reduciendo la fricción. Los rodamientos tienen cuatro componentes

que son, pista interna, pista externa, bolas y jaula, la cual permite un arreglo equidistante entre las bolas. Las fallas en los rodamientos se encuentran entre el 40 % a un 50 % en un MI [10,11].

1.1.3. Fallas comunes en Motores de Inducción

En la sección 1.1.2 se presentaron estadísticas de falla en un MI. Por otro lado en esta sección se describirán los tipos de fallas antes mencionadas, las cuales han sido clasificadas como los más comunes y se enlistan a continuación:

- Falla de estator.
- Falla de rotor.
- Falla de rodamientos.
- Falla en el inversor.

1.1.3.1. Falla de Estator

En un MI el estator, es la parte donde se encuentran los devanados, los cuales están conformados por bobinas en configuración delta o estrella y son los responsables de generar el campo magnético que induce el movimiento en el rotor (Figura 1.2).

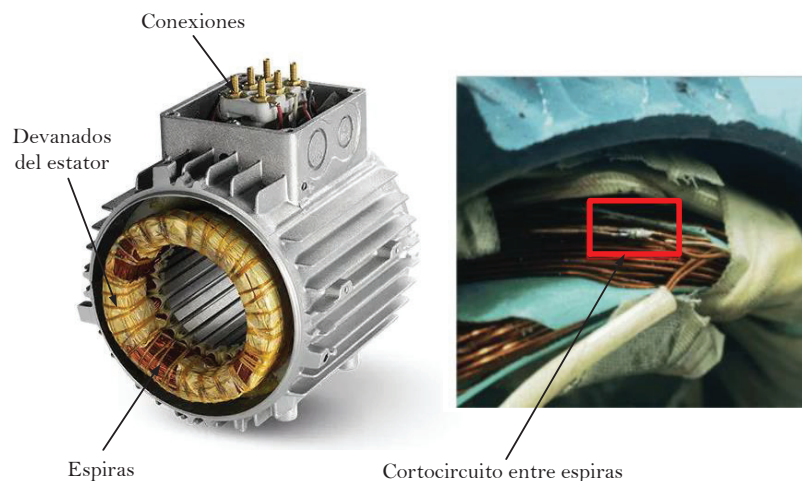


Figura 1.2. Estator de un MI y falla de cortocircuito entre espiras.

Hoy en día, se han propuesto nuevas técnicas capaces de realizar un análisis en línea y no invasivo para detectar fallas incipientes en los devanados de un MI [12]. Sin embargo, para

el diagnóstico de este tipo de fallas se han propuesto en la literatura diferentes técnicas y metodologías.

Se presentan algunas basadas en modelos matemáticos, por lo que se propone una estrategia en línea utilizando un vector residual basado en el error de descomposición de las corrientes, el cual permite detectar la falla de cortocircuito [13], por otro lado se presenta un modelo en el marco de referencia $d-q$ estacionario, el cual está basado en un modelo simplificado para realizar el diagnóstico de la falla, realizando experimentación y simulación [14]. Mediante el uso de las corrientes de secuencia negativa y procesamiento de señales, aplicado al modelo en [14] y cuyo proceso se describe en [15] siendo continuación de la investigación.

Por otra parte, se han propuesto metodologías que se basan en el procesamiento de señales, así como el uso del vector espacial instantáneo de Park (ISV por sus siglas en inglés) [16], la transformada ondeleta Daubechies 1 y la norma estadística L2 en [17] y un método de extracción de características llamado MSAF-20-MULTIEXPANDED en [18].

Existen metodologías basadas en técnicas de inteligencia artificial, como es el análisis del transitorio de la corriente a través de la homogeneidad y curtosis, utilizando una red neuronal artificial [19]. Una red neuronal convolucional (CNN por sus siglas en inglés) es utilizada en pruebas de torque variable y de variación de frecuencia en la fuente de alimentación [20]. Existen investigaciones mediante el uso de la lógica difusa utilizando las amplitudes de las corrientes de la máquina en [21], otros enfoques hacen uso de la combinación de las diferentes técnicas antes mencionadas [22].

1.1.3.2. Falla de Rotor

El rotor, como se mencionó anteriormente es el eje principal que transfiere la energía mecánica a una carga. Este componente es de gran importancia debido a que puede presentar fallas en las diferentes partes que lo conforman como es mostrado en la Figura 1.3, las cuales son: en barras, anillos, arco de rotor, eccentricidad y desbalance.

En el estudio de los diferentes escenarios de falla de rotor se han propuesto diferentes técnicas como lo son técnicas basadas en modelos dinámicos, para efectuar el diagnóstico de fallas de rotor se miden oscilaciones, al igual que la frecuencia de deslizamiento en el flujo del rotor [23]. Se presenta un modelo utilizado para simular el análisis transitorio y estacionario de un motor en condición sana y otro en condiciones de falla de rotor y mezcla de fallas de rotor y estator [24]. Metodologías basadas en procesamiento de señales han sido utilizadas, como es el caso basada en amplitud de las señales de corriente del estator y el análisis con ondeletas, para detectar falla de rotura de barra en el rotor [25]. Por otro lado se ha observado la aparición de armónicos no deseados en un MI alimentado mediante inversor y que crean problemas para detectar fallas de rotor en un MI [26]. En [27] se hace presente, que el espectro

de corriente utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT por sus siglas en inglés) es limitado, por lo cual se propone un estimador espectral paramétrico con capacidades de alta resolución.

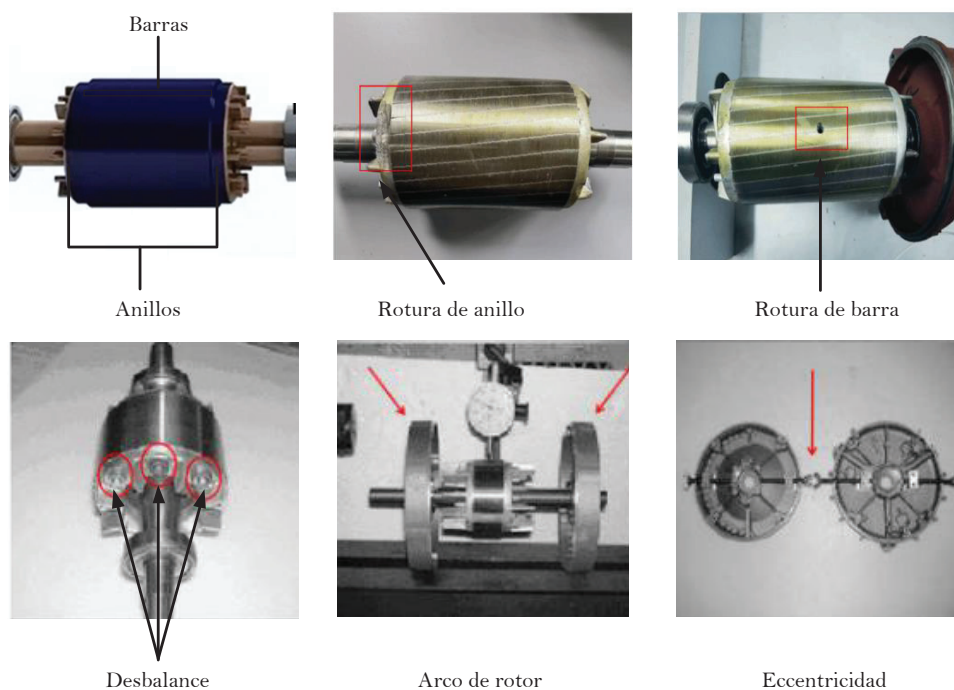


Figura 1.3. Diferentes escenarios de falla de un rotor de un MI.

También se han usado técnicas de inteligencia artificial, donde se presenta un clasificador basado en una máquina de vector soporte (SVM por sus siglas en inglés) extrayendo características mediante la FFT [28]. Por otro lado se utilizan señales de vibración, las cuales se transforman en diagramas de escala de gris para obtener pesos sinápticos y aplicarlos a una red neuronal Xception [29]. También se presenta una metodología basada en la descomposición mediante la Ondeleta Packet (Wavelet Packet del idioma inglés) y redes neuronales artificiales para detección de rotura en barras [30]. Por último se presenta una metodología basada en la wavelet Packet, transformada de Fourier y una red neuronal perceptrón multi-capa para detectar falla de rotura de barra [31].

1.1.3.3. Falla mecánica de Rodamientos

Como se mencionó con anterioridad, los rodamientos son los soportes del rotor, los cuales facilitan la rotación reduciendo la fricción, pero estos componentes también pueden fallar en algún momento debido al funcionamiento continuo del motor. La Figura 1.4 muestra

la composición de un rodamiento así como los tipos de falla que se pueden presentar.

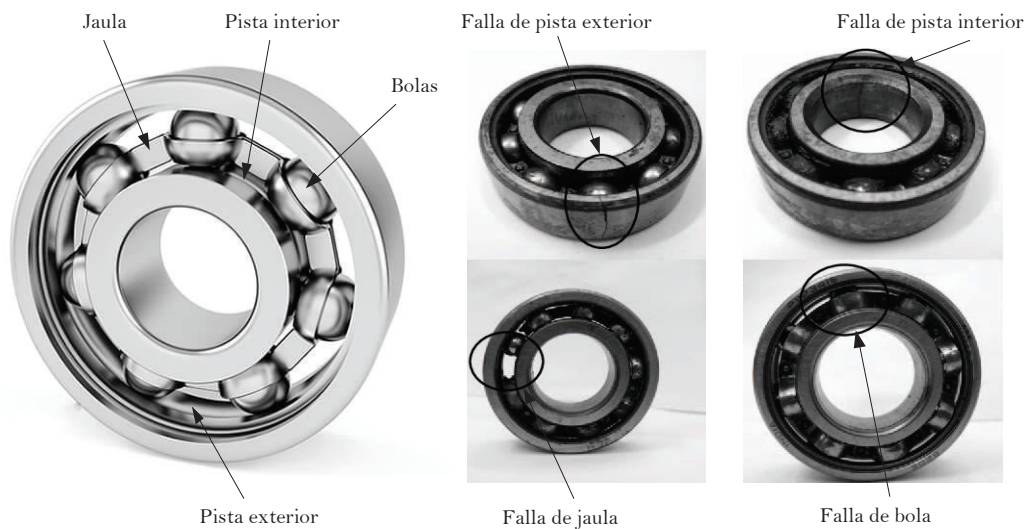


Figura 1.4. Rodamiento de un MI y sus escenarios de falla.

Por esta razón se han propuesto diferentes metodologías y técnicas para el diagnóstico de este tipo de falla. Se han utilizado señales de vibración y de corriente para diferentes fallas en rodamientos [32]. En otro sentido se realiza una revisión de diferentes técnicas para la detección de la falla [33]. Por último se presenta otra revisión, la cual brinda información detallada sobre las técnicas de procesamiento de señales y enfoques en inteligencia artificial, así como el grado de severidad de dichas fallas [34].

1.1.3.4. Fallas eléctricas en el inversor

Un inversor como el que es mostrado en la Figura 1.5 es un convertidor que convierte la corriente directa a alterna, para el caso particular de las máquinas eléctricas de inducción trifásicas base de la presente investigación convierten corriente directa a una corriente alterna variable en amplitud y frecuencia, necesarias para el control del MI. Los convertidores operan con base en interruptores electrónicos de diferentes tecnologías, los cuales están sometidos de manera constante a estrés debido a los algoritmos de conmutación utilizados por los algoritmos de control. Existen básicamente dos tipos de fallos más comunes, fallas de circuito abierto y fallas de corto circuito en los interruptores, entre otro tipo de fallas, como lo es la degradación de los capacitores del sistema.

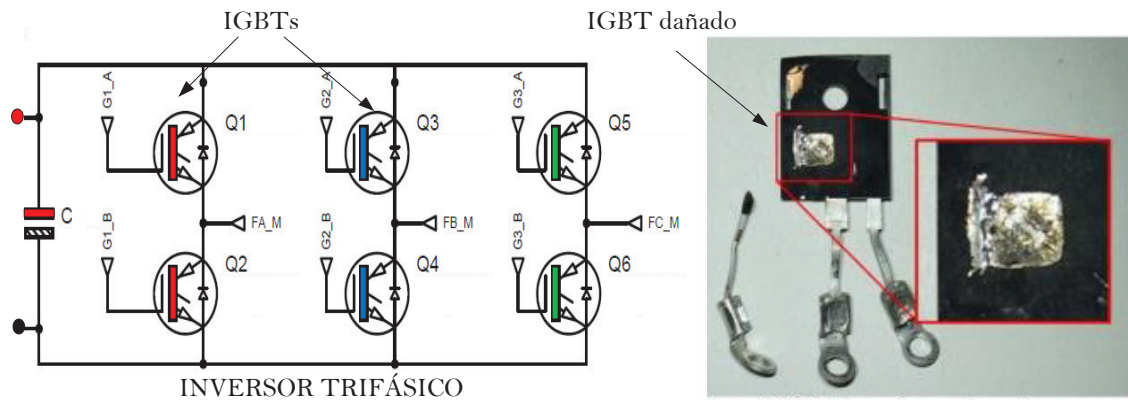


Figura 1.5. Inversor trifásico y su condición de falla.

Estos inversores son considerados el bloque de construcción básico en un sistema de accionamiento eléctrico, ya que es utilizado en muchas aplicaciones industriales. Sin embargo, la fiabilidad de estos se ve limitada por las fallas en los interruptores, ya que implica que el patrón de conmutación cambia dependiendo si se presenta falla en uno o varios de los interruptores del puente de potencia. Las tecnologías más utilizadas de los interruptores son transistores bipolares (BJT por sus siglas en inglés), transistores de efecto de campo (FET por sus siglas en inglés) y transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés). Por esta razón se presenta un estudio comparativo de tres diferentes sistemas de diagnóstico [35]. Por otro lado, el monitoreo de condición de los inversores eléctricos es indispensable para la operación continua de un motor, por ello se presenta una revisión sobre técnicas de detección y diagnóstico de fallas en inversores para motores [36]. No obstante, se presenta una metodología que involucra los patrones de voltaje en los IGBTs del inversor, el cual utiliza dos esquemas. El primero es basado en el voltaje de fase y el segundo basado en los voltajes de línea. Se observa que el primer método es mejor que el segundo en tiempo [37]. En otro trabajo, un esquema de falla de circuito abierto en inversores modulados por ancho de pulso es propuesto. El esquema utiliza variables normalizadas y adquiere solamente dos corrientes del inversor para un control de lazo cerrado [38].

1.2. Planteamiento del problema

La búsqueda de métodos de diagnóstico de fallas en motores eléctricos de inducción trifásicos ha sido de gran interés en los últimos años, debido a que este tipo de motores son ampliamente utilizados, se desea evitar paros inesperados y aunque hay muchos trabajos en la literatura, la detección y aislamiento de fallas ha sido muy poco reportado. Tampoco

existe mucha información sobre la detección de fallas en máquinas eléctricas en regímenes de velocidad variable. Una de las aplicaciones importantes del diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas es su contribución en el mantenimiento periódico de dichas 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 forma se ve la necesidad de integrar un algoritmo de diagnóstico capaz de detectar diferentes tipos de fallas para motores eléctricos trifásicos a velocidad variable, en principio, con técnicas de diagnóstico de fallas basadas en procesamiento de señales e inteligencia artificial.

1.3. Hipótesis

Es posible efectuar el diagnóstico de fallas eléctricas mediante el uso del fasor de espacio instantáneo de Park (ISP por sus siglas en inglés), como una herramienta que permite la medición del nivel del desbalance producido por fallas eléctricas del estator. El fasor de espacio instantáneo de Park puede ser analizado por medio de técnicas basadas en procesamiento de señales, además utilizar herramientas de inteligencia artificial como herramientas redundantes del diagnóstico aplicadas a una máquina de inducción en un banco de pruebas experimentales, las cuales brindan la información necesaria para discernir entre sistemas con falla y sistemas sin falla, aplicadas también a la detección de fallas mecánicas. Por otro lado es posible realizar el aislamiento de las fallas utilizando la herramienta de análisis fasorial.

1.4. Objetivos

1.4.1. Objetivo general

Efectuar el diagnóstico de fallas eléctricas en un Motor de Inducción Trifásico en los regímenes de velocidad y carga constante y velocidad y carga variable.

1.4.2. Objetivos particulares

- Diseñar un esquema o grupo de ellos para efectuar el diagnóstico de fallas de tipo eléctricas del estator incluyendo diferentes escenarios de falla de tipo simple y simultánea.
- Efectuar adecuaciones al banco de pruebas experimentales del par motor-generator de un motor de inducción de 3 *hp*.
- Generar una base de datos con diferentes escenarios de falla eléctricas del estator de un MI.

-
- Validar los resultados del esquema o grupo de ellos para efectuar el diagnóstico de falla eléctrica del estator de un MI.

1.5. Alcances y limitaciones

Se pretenden realizar experimentos y obtener resultados en el diagnóstico de fallas de cortocircuito entre espiras en los devanados de un MI y de circuito abierto en los IGBTs que constituyen el inversor que lo alimenta. Se busca realizar pruebas a velocidad y carga constantes, y a velocidad y carga variables. El tiempo podría ser la limitación más grande en este trabajo de investigación, debido a lo extenso del proceso de experimentación, ya que podrían no abordarse algunos puntos que se tengan como objetivo.

Capítulo 2

Técnicas de Diagnóstico de Fallas

En este capítulo se presentan las diferentes técnicas utilizadas en este trabajo de investigación. El procesamiento de señales es un área de la ingeniería que se concentra en la representación, transformación y manipulación de señales, y de la información que ellas contienen. El procesamiento digital de señales, añade a la característica anterior la de manejar la amplitud en forma discreta, la cual es una condición necesaria para que la señal pueda ser procesada [39]. Herramientas de procesamiento de señales como la DFT, las transformadas discretas Ondeleta de Haar nivel 1, Daubechies D4, Daubechies D6 y Coiflet. Todas aplicadas al módulo del ISP obtenido a partir de la transformada de Concordia, lo cual permite efectuar la detección de la falla eléctrica de cortocircuito en el estator de MIs. Posteriormente mediante una red neuronal artificial de retropropagación, la cual es una herramienta de inteligencia artificial (IA) se corroboran los resultados en los análisis preliminares. La técnica propuesta para este trabajo fue el análisis fasorial, que permite mediante el comportamiento de amplitud, fase y ángulo entre las corrientes, no solo detectar las fallas de cortocircuito en el estator y de circuito abierto en el inversor, sino también aislar dichas fallas utilizando un clasificador difuso el cual utiliza reglas de Mamdani, el cual es una técnica de IA, la cual en conjunto con la función de densidad de probabilidad y el método de las tres sigmas que son técnicas de análisis estadístico, corroboran los resultados obtenidos.

2.1. Fasor Espacial Instantáneo de Park (ISP)

El Fasor Espacial Instantáneo de Park también llamado Vector Espacial Instantáneo (VEI) es utilizado en la teoría de la máquina de corriente alterna (CA). En un sistema trifásico de cuatro hilos no balanceado, las corrientes de línea en las fases a , b , c y neutro son [40]

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

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

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

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

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

El valor promedio del cuadrado del VEI es:

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

De la expresión anterior se encuentra que $|\tilde{I}|^2$ tiene una característica distintiva, este valor oscila entre un máximo

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

y un mínimo

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

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

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

Esto significa que los valores extremos del VEI 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 tensiones.

2.2. Transformada de Concordia ($\alpha - \beta$)

La transformada de Concordia es una herramienta que permite visualizar el desbalance de las corrientes del estator del motor de inducción provocadas por una falla, las corrientes de línea se mapean a un marco de referencia ($\alpha - \beta$) fijo con respecto al estator como lo denota la ecuación (2.8) [41].

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\frac{-2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}) \\ 0 & -\sin(\frac{-2\pi}{3}) & -\sin(\frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_a \\ \mathbf{I}_b \\ \mathbf{I}_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donde $\mathbf{I}_a$ es la corriente de la fase a , $\mathbf{I}_b$ es la corriente de la fase b e $\mathbf{I}_c$ es la corriente de la fase c . El módulo del ISP se expresa en la ecuación (2.9).

$$\| I_{\alpha\beta} \|^2 = I_\alpha^2 + I_\beta^2 \quad (2.9)$$

2.3. Análisis Espectral

2.3.1. Transformada discreta de Fourier (DFT)

La ingeniería ha empleado a lo largo de la historia, métodos de análisis cuya intención era reducir la complejidad matemática de un problema. Estas técnicas son útiles para ver el contenido espectral de una señal o del comportamiento de un sistema y se basan en la transformación matemática de ecuaciones. En el caso de la DFT están involucradas las expresiones integrales (2.10) y (2.11) [42, 43].

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2.10)$$

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt \quad (2.11)$$

Cuando interesa usar una computadora para la solución de estas ecuaciones, aparece el problema de que la Transformada de Fourier no se puede emplear directamente. El origen

de esta dificultad está relacionada con las funciones asociadas a la Transformada de Fourier que son ecuaciones en el dominio del tiempo y de la frecuencia, es decir, que toman infinitos valores de un intervalo finito de tiempo y de frecuencia. Mientras que las señales a tratar en una computadora han de ser señales discretas. Se hace entonces imprescindible modificar las expresiones anteriores, para adaptarlas a la naturaleza de la información manejada por una computadora. Considerando primeramente una señal aperiódica discreta en el tiempo $x(n)$ cuya transformada de Fourier es la que se muestra en (2.12).

$$X(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n)e^{-j\omega n} \quad (2.12)$$

Suponiendo que se muestrea $X(\omega)$ periódicamente en frecuencias espaciadas $\delta\omega$ radianes entre muestras sucesivas. Como $X(\omega)$ es periódica de periodo 2π , sólo son necesarias las muestras que se encuentran dentro del rango de frecuencias fundamental. Por comodidad, se toman N muestras equidistantes en el intervalo $0 \leq \omega < 2\pi$ con un espaciado $\delta\omega = 2\pi/N$ como se muestra en la Figura 2.1. Se considera en primer lugar la selección de N , el número de muestras en el dominio de la frecuencia, además si se evalúa tomando en cuenta dicha Figura 2.1, es posible obtener una versión discreta de la transformada de Fourier, lo que se conoce como transformada discreta de Fourier, la cual se ilustra en la expresión (2.13).

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (2.13)$$

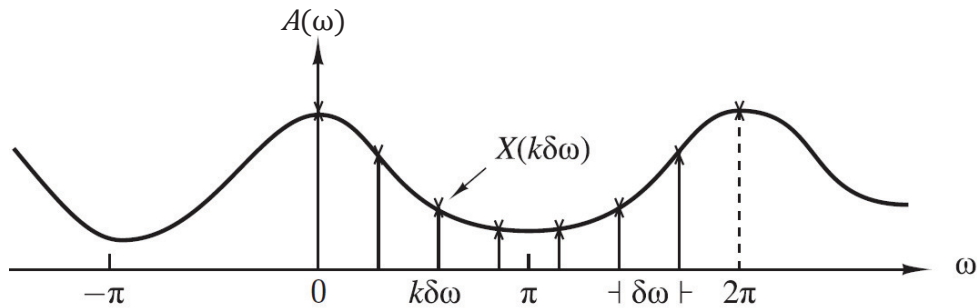


Figura 2.1. Muestreo en el dominio de la frecuencia de la transformada de Fourier.

2.3.2. Transformada Rápida de Fourier FFT

La Transformada Rápida de Fourier (FFT) es un algoritmo de cálculo de la DFT que requiere mucho menor esfuerzo computacional que el cálculo directo de la DFT. Se basa en

un cálculo iterativo de los coeficientes de la DFT, de forma que se optimiza el número de operaciones a realizar y, consecuentemente, el tiempo de cómputo de la transformada. Conviene resaltar que la FFT no sólo optimiza el tiempo de cálculo, si no que también reduce considerablemente los errores de redondeo asociados con la representación en una computadora de los datos numéricos mediante una palabra finita (con un número determinado de bits). De hecho, tanto el tiempo de cálculo como el error de redondeo se reducen un factor de $(\log_2 N)/N$, donde N es el número de muestras de la señal a tratar [42, 43].

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \quad (2.14)$$

$$W = e^{-j\frac{2\pi}{N}} = \cos\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) - j \sin\left(\frac{2\pi kn}{N}\right) \quad (2.15)$$

Tomando como referencia un vector con $N = 4$, se puede representar en la forma (2.16).

$$\begin{aligned} X(0) &= x_0(0)W^0 + x_0(1)W^0 + x_0(2)W^0 + x_0(3)W^0 \\ X(1) &= x_0(0)W^0 + x_0(1)W^1 + x_0(2)W^2 + x_0(3)W^3 \\ X(2) &= x_0(0)W^0 + x_0(1)W^2 + x_0(2)W^4 + x_0(3)W^6 \\ X(3) &= x_0(0)W^0 + x_0(1)W^3 + x_0(2)W^6 + x_0(3)W^9 \end{aligned} \quad (2.16)$$

Esto mismo puesto de forma matricial sería:

$$\begin{bmatrix} X(0) \\ X(1) \\ X(2) \\ X(3) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} W^0 & W^0 & W^0 & W^0 \\ W^0 & W^1 & W^2 & W^3 \\ W^0 & W^2 & W^4 & W^6 \\ W^0 & W^3 & W^6 & W^9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ x(2) \\ x(3) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

De la ecuación (2.17) se obtiene la operación denominada como operación de mariposa de la DFT la cual se ilustra en la Figura 2.2 [43].

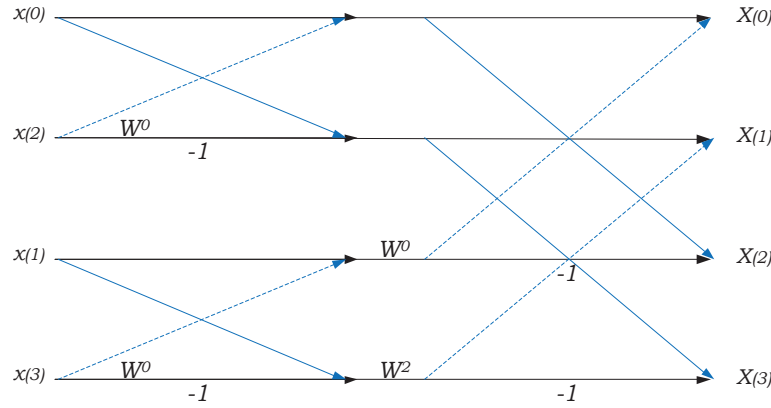


Figura 2.2. Operación mariposa con una señal de entrada con $N = 4$ muestras.

2.3.3. Transformada Discreta Ondeleta

Las ondeletas (Wavelets del idioma inglés) permiten descomponer señales o imágenes en componentes de duración variable, pueden ser utilizadas en el campo de procesamiento de señales, en tareas de compresión, eliminación de ruido mejorando una señal o una imagen. Por tal motivo fueron utilizadas en este trabajo de investigación en el diagnóstico de fallas eléctricas de estator de un MI y del inversor que lo alimenta.

2.3.3.1. Transformada Ondeleta Haar Nivel 1

La transformada Ondeleta madre Haar nivel 1 es una transformada simple. En su forma discreta está relacionada con una transformación matemática. Esta transformada sirve como prototipo para otras transformadas Ondeleta. Estudiando la transformada Ondeleta a profundidad provee una buena fundamentación para comprender las Ondeletas más sofisticadas [44].

Una señal discreta, es una función del tiempo con valores que se obtienen en instantes discretos. Generalmente se puede expresar como se muestra en (2.18).

$$f = (f_1, f_2, f_1, \dots, f_N) \quad (2.18)$$

En donde N es un entero positivo que se puede relacionar con la longitud de f , los valores de f son N números reales, estos valores son típicamente obtenidos de una señal analógica. Como todas las ondeletas, la Transformada de Haar descompone una señal discreta en dos subseñales, una llamada promedio o también nombrada trend o average del idioma inglés y la otra fluctuación también llamada fluctuation, difference o detail del idioma inglés, de

igual longitud y cuyas longitudes son la mitad de la longitud de la señal original. La función promedio se obtiene utilizando (2.19) y la función de fluctuación (2.20).

$$a_m = \frac{f_{2m-1} + f_{2m}}{\sqrt{2}} \quad (2.19)$$

$$d_m = \frac{f_{2m-1} - f_{2m}}{\sqrt{2}} \quad (2.20)$$

en donde $m = 1, 2, 3, \dots, N/2$.

Tomando (2.19) y (2.20) se obtiene el vector de la función promedio (2.21) y el vector de la función de fluctuación (2.22):

$$\left(a_1 = \frac{f_1 + f_2}{\sqrt{2}}, a_2 = \frac{f_3 + f_4}{\sqrt{2}}, \dots, a_{\frac{N}{2}} = \frac{f_{N-1} + f_N}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.21)$$

$$\left(d_1 = \frac{f_1 - f_2}{\sqrt{2}}, d_2 = \frac{f_3 - f_4}{\sqrt{2}}, \dots, d_{\frac{N}{2}} = \frac{f_{N-1} - f_N}{\sqrt{2}} \right) \quad (2.22)$$

La señal original se conforma por (2.23) y (2.24) y se puede expresar como lo indica la ecuación (2.25)

$$A^1 = \left[\frac{a_1}{\sqrt{2}}, \frac{a_1}{\sqrt{2}}, \frac{a_2}{\sqrt{2}}, \frac{a_2}{\sqrt{2}}, \dots, \frac{a_{\frac{N}{2}}}{\sqrt{2}}, \frac{a_{\frac{N}{2}}}{\sqrt{2}} \right] \quad (2.23)$$

$$D^1 = \left[\frac{d_1}{\sqrt{2}}, \frac{-d_1}{\sqrt{2}}, \frac{d_2}{\sqrt{2}}, \frac{-d_2}{\sqrt{2}}, \dots, \frac{d_{\frac{N}{2}}}{\sqrt{2}}, \frac{-d_{\frac{N}{2}}}{\sqrt{2}} \right] \quad (2.24)$$

$$f = A^1 + D^1 \quad (2.25)$$

2.3.3.2. Transformada Ondeleta Daubechies D4

Existen muchas transformaciones Daubechies, pero todas ellas son muy similares. La ondeleta madre Daubechies D4 es esencialmente expresada de la misma forma que la Ondeleta de Haar. Si la señal f tiene N valores, entonces el primer nivel de la transformada

se compone de una función promedio y una función de fluctuación. La diferencia entre la transformada de Haar y la Daubechies D4 está en que la función promedio y la función de fluctuación están definidas, primeramente se definen los coeficientes de escala para obtener la función promedio los cuales se muestran enseguida.

$$\alpha_1 = \frac{1 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \alpha_2 = \frac{3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \alpha_3 = \frac{3 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \alpha_4 = \frac{1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad (2.26)$$

Utilizando los coeficientes de escala, se realiza una convolución que sigue el siguiente orden:

$$\begin{aligned} V_1^1 &= (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, 0, 0, \dots, 0) \\ V_2^1 &= (0, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, 0, 0, \dots, 0) \\ V_3^1 &= (0, 0, 0, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, 0, 0, \dots, 0) \\ &\vdots \\ V_{N/2-1}^1 &= (0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4) \\ V_{N/2}^1 &= (\alpha_3, \alpha_4, 0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2) \end{aligned} \quad (2.27)$$

Los coeficientes Ondeleta para obtener la función de fluctuación están dados de la siguiente forma:

$$\beta_1 = \frac{1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \beta_2 = \frac{-3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \beta_3 = \frac{3 + \sqrt{3}}{4\sqrt{2}}, \beta_4 = \frac{-1 - \sqrt{3}}{4\sqrt{2}} \quad (2.28)$$

Nótese que los coeficientes Ondeleta están relacionados con los coeficientes de escala como se presenta a continuación.

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \alpha_4 \\ \beta_2 &= -\alpha_3 \\ \beta_3 &= \alpha_2 \\ \beta_4 &= -\alpha_1 \end{aligned} \quad (2.29)$$

Entonces, para obtener la función de fluctuación, la convolución se realiza de la siguiente manera:

$$\begin{aligned}
W_1^1 &= (\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, 0, 0, \dots, 0) \\
W_2^1 &= (0, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, 0, 0, \dots, 0) \\
W_3^1 &= (0, 0, 0, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, 0, 0, \dots, 0) \\
&\vdots \\
W_{N/2-1}^1 &= (0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4) \\
W_{N/2}^1 &= (\beta_3, \beta_4, 0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2)
\end{aligned} \tag{2.30}$$

Es importante mencionar, que las convoluciones vistas anteriormente se tienen que realizar estrictamente como se planteó, ya que de lo contrario el algoritmo no estará establecido correctamente y por lo tanto, no se obtendrán los resultados de forma correcta. La Figura 2.3 muestra el análisis multirresolución (MRA por sus siglas en inglés) de una señal, que es una descomposición multinivel para este caso utilizando la transformada Ondeleta Daubechies D4.

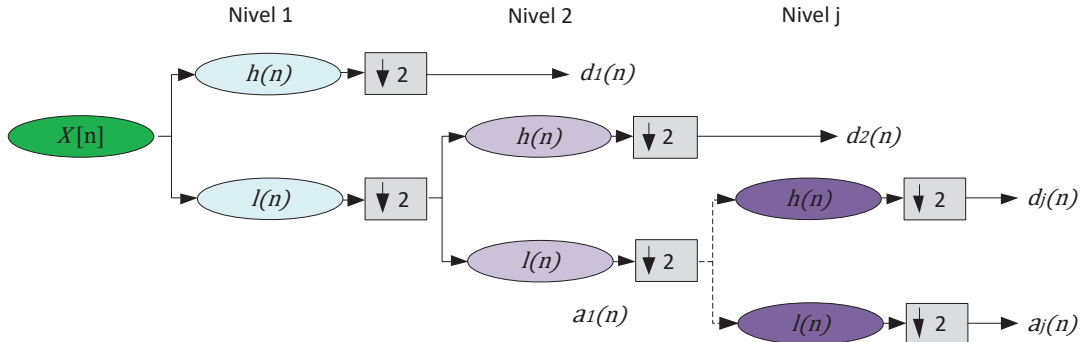


Figura 2.3. Análisis MRA mediante la ondeleta madre Daubechies D4.

Como se puede observar en la Figura 2.3 al realizar cada uno de los niveles de descomposición, la longitud de los vectores correspondientes a las funciones promedio y de fluctuación se reducen a la mitad. El número de niveles de descomposición que se pueden alcanzar depende de la cantidad de muestras de la señal de tiempo (N) y se describe en (2.31).

$$L = \log_2(N) \tag{2.31}$$

2.3.3.3. Transformada Ondeleta Daubechies D6

La transformada ondeleta madre Daubechies 6, es similar la ondeleta madre Daubechies 4, la diferencia principal radica en la cantidad de coeficientes de los filtros, para Daubechies 4 se utilizan cuatro coeficientes y para Daubechies 6 se utilizan seis coeficientes. Así que en este caso los coeficientes de escala son los que se muestran en la expresión (2.32).

$$\begin{aligned}
 \alpha_1 &= 0.332670552950083 \\
 \alpha_2 &= 0.80689150931 \\
 \alpha_3 &= 0.459877502118491 \\
 \alpha_4 &= -0.135011020010255 \\
 \alpha_5 &= -0.0854412738820267 \\
 \alpha_6 &= 0.0352262918857095
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

y los coeficientes Ondeleta son mostrados en (2.33).

$$\beta_1 = \alpha_6, \quad \beta_2 = -\alpha_5, \quad \beta_3 = \alpha_4, \quad \beta_4 = -\alpha_3, \quad \beta_5 = \alpha_2, \quad \beta_6 = -\alpha_1 \tag{2.33}$$

La convolución ahora se realiza utilizando 6 coeficientes, tomando eso en cuenta la función promedio se calcula como en (2.34).

$$\begin{aligned}
 V_1^1 &= (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0) \\
 V_2^1 &= (0, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0) \\
 V_3^1 &= (0, 0, 0, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0) \\
 &\vdots \\
 V_{N/2-1}^1 &= (\alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4) \\
 V_{N/2}^1 &= (\alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2)
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

así la función de fluctuación se obtiene como se muestra a continuación.

$$\begin{aligned}
W_1^1 &= (\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0) \\
W_2^1 &= (0, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0) \\
W_3^1 &= (0, 0, 0, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0) \\
&\vdots \\
W_{N/2-1}^1 &= (\beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4) \\
W_{N/2}^1 &= (\beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2)
\end{aligned} \tag{2.35}$$

2.3.3.4. Transformada Ondeleta Coiflet

En esta sección se presenta la transformada ondeleta madre Coiflet, la característica principal de esta ondeleta es que permite lograr un grado extremadamente cercano de coincidencia entre la función promedio y la señal de entrada original. Siguiendo la sugerencia de Robert Coifman, estas Ondeletas fueron primeramente construidas por Daubechies, quien las llamó Coiflets. Todas las Coiflets están definidas de manera similar, así que los coeficientes de escala son mostrados en (2.36).

$$\begin{aligned}
\alpha_1 &= \frac{1 - \sqrt{7}}{16\sqrt{2}} \\
\alpha_2 &= \frac{5 + \sqrt{7}}{16\sqrt{2}} \\
\alpha_3 &= \frac{14 + 2\sqrt{7}}{16\sqrt{2}} \\
\alpha_4 &= \frac{14 - 2\sqrt{7}}{16\sqrt{2}} \\
\alpha_5 &= \frac{1 - \sqrt{7}}{16\sqrt{2}} \\
\alpha_6 &= \frac{-3 + \sqrt{7}}{16\sqrt{2}}
\end{aligned} \tag{2.36}$$

y los coeficientes wavelet se presentan en (2.37).

$$\beta_1 = \alpha_6, \quad \beta_2 = -\alpha_5, \quad \beta_3 = \alpha_4, \quad \beta_4 = -\alpha_3, \quad \beta_5 = \alpha_2, \quad \beta_6 = -\alpha_1 \tag{2.37}$$

Utilizando los coeficientes de escala, se obtiene la función de escala en su primer nivel como se muestra en (2.38).

$$\begin{aligned}
V_1^1 &= (\alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2) \\
V_2^1 &= (\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0) \\
V_3^1 &= (0, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0) \\
&\vdots \\
V_{N/2}^1 &= (\alpha_5, \alpha_6, 0, 0, \dots, 0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4)
\end{aligned} \tag{2.38}$$

por consiguiente, la función Ondeleta será:

$$\begin{aligned}
W_1^1 &= (\beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2) \\
W_2^1 &= (\beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0) \\
W_3^1 &= (0, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0) \\
&\vdots \\
W_{N/2}^1 &= (\beta_5, \beta_6, 0, 0, \dots, 0, \beta_1, \beta_2, \beta_3, \beta_4)
\end{aligned} \tag{2.39}$$

2.4. Técnicas de Inteligencia Artificial

Las técnicas de Inteligencia Artificial (IA) son métodos, procedimientos y algoritmos diseñados para que las computadoras puedan realizar tareas que normalmente requieren inteligencia humana. En este trabajo se utilizaron redes neuronales de retropropagación y lógica difusa de Mamdani comenzando por lo que es perceptrón.

2.4.1. Perceptrón

Perceptrón es un modelo que está construido alrededor de una neurona no lineal, llamada, modelo de neurona McCulloch-Pitts. Se puede decir que el modelado de una neurona consiste en un combinador lineal, seguido de un limitador duro (el cual desempeña la función de activación) como se presenta en la Figura 2.4. La suma de los nodos en el modelo neuronal computa una combinación lineal de las entradas aplicada a su sinapsis que se basa en el concepto del cerebro humano, así bien, incorpora externamente un bias [45].

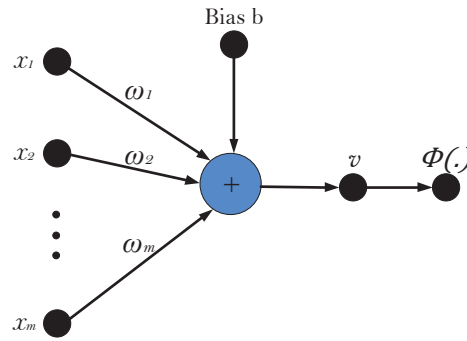


Figura 2.4. Gráfico de señales de flujo del Perceptrón.

2.4.2. Redes neuronales de retropropagación

Entre las más utilizadas se encuentran las redes neuronales de retropropagación debido a la naturaleza de su proceso de aprendizaje. En este tipo de redes neuronales se tienen dos procesos, en el primero la información de entrada fluye hacia adelante a través de la red capa por capa para producir una salida con base a los pesos sinápticos o ganancias de conocimiento, cada capa realiza cálculos utilizando los pesos sinápticos, el sesgo y una función de costo, para que la última capa produzca una salida. En el segundo proceso se realiza la retropropagación, en el cual se reduce el error actualizando los pesos sinápticos y los sesgos, mediante un entrenamiento basado en el algoritmo de gradiente descendente, el cual ajusta los parámetros de tal manera que se reduce el error en la salida. Actualmente se utilizan algoritmos de optimización con funciones de regularización para evitar que se degrade dicho gradiente. Una red neuronal está compuesta de tres partes: capa de entrada, capa(s) oculta(s) y capa de salida. La Figura 2.5 muestra el esquema de una red neuronal artificial [46].

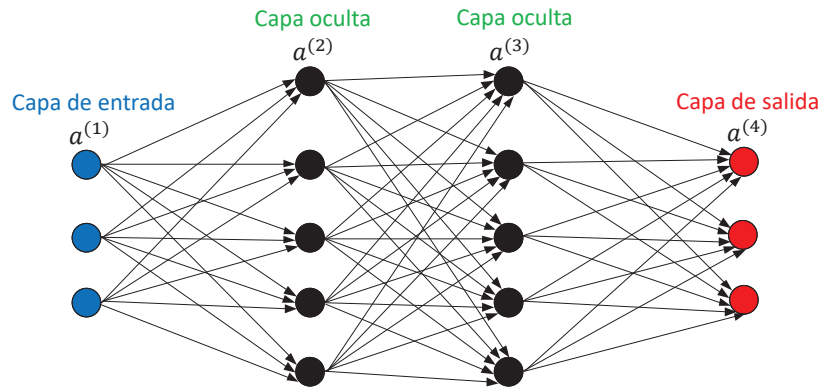


Figura 2.5. Red neuronal artificial de retropropagación.

En la red neuronal de la Figura 2.5, el cómputo de la propagación hacia adelante (forward propagation en el idioma inglés) cuando se tiene un conjunto de entradas y salidas $(x^{(i)}, y^{(i)})$, se realiza como se presenta en la expresión 2.40.

$$\begin{aligned}
 a^{(1)} &= x \\
 z^{(2)} &= \Theta^{(1)} a^{(1)} \\
 a^{(2)} &= g(z^{(2)}) \\
 \text{agregar } a_0^{(2)} \\
 z^{(3)} &= \Theta^{(2)} a^{(2)} \\
 a^{(3)} &= g(z^{(3)}) \\
 \text{agregar } a_0^{(3)} \\
 z^{(4)} &= \Theta^{(3)} a^{(3)} \\
 a^{(4)} &= h_\theta(x) = g(z^{(4)})
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

En donde $h_\theta(x) = g(\theta^T x)$, la cual es la función de hipótesis que va desde $0 \leq h_\theta(x) \leq 1$, $g(z) = \frac{1}{1+e^{-z}}$ y los valores de Θ son los pesos sinápticos. La idea original que se tenía era utilizar una función $\text{sign}(x)$, pero tiene el problema de que su derivada está indefinida en los flancos, y para resolver el problema se adoptó la función sigmodal o tanh. Actualmente existen muchas funciones modernas como la softmax, relu, etc.

La propagación hacia atrás (backpropagation en el idioma inglés), se realiza mediante la función de costo que se escribe como lo muestra la ecuación 2.41. Primero se tiene que $h_\theta(x) \in \mathbb{R}^K$ y la función de hipótesis se denota $(h_\theta(x))_i = i_{\text{salida}}$, para una red neuronal multiclase con salida binaria, siendo K es el número de clases en la clasificación.

$$J(\Theta) = -\frac{1}{m} \left[\sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^K \left(y_k^{(i)} \log h_\theta(x^{(i)})_k + (1 - y_k^{(i)}) \log (1 - h_\theta(x^{(i)})_k) \right) \right] + REG \tag{2.41}$$

Siendo REG.

$$REG = \frac{\lambda}{2m} \sum_{l=1}^{L-1} \sum_{i=1}^{s_l} \sum_{j=1}^{s_{l+1}} \left(\Theta_{ji}^{(l)} \right)^2 \tag{2.42}$$

L es el número de capas en la red neuronal mostrado en la ecuación (2.42), que para el ejemplo de la Figura 2.5 $L = 4$ y s_l el número de unidades (sin contar el bias) en la capa l ,

es decir, $s_1 = 3$, $s_2 = 5$, $s_3 = 5$ y $s_4 = 3$.

La ecuación 2.42, es la responsable de reducir el error, mediante el parámetro λ , llamado regularización.

2.4.3. Lógica Difusa

La lógica difusa es una herramienta de inteligencia artificial basada en reglas, base de datos y funciones de pertenencia utilizadas en las reglas difusas. Existen diferentes tipos de modelos de lógica difusa, tales como: modelo de Mamdani, modelo de Sugeno y el modelo de Tsukamoto. En este trabajo de investigación se trabajó utilizando el modelo de Mamdani, que es un modelo basado en funciones de pertenencia, base de datos y reglas de inferencia de tipo "Si x es **A** entonces y es **B**" [47].

Al hablar de lógica difusa es necesario comprender el concepto de fuzzificación, que es el primer paso en un sistema de lógica difusa, que convierte entradas precisas o nítidas en valores difusos que pueden manejarse mediante reglas de lógica difusa. En este contexto, difuso significa que las variables pueden tomar un rango continuo de valores en lugar de estar limitadas a valores discretos (como verdadero - falso o $[0 - 1]$). Por otro lado defuzzificación se refiere a la forma en que un valor "nítido" es extraído de un conjunto difuso como valor representativo. Generalmente existen cinco métodos para defuzzificar un conjunto difuso A en el universo de discurso z , los cuales son: método del centroide (utilizado en este trabajo de investigación), método del bisector, media del máximo, el menor del máximo y el mayor del máximo.

Existen diferentes funciones de pertenencia (también llamadas funciones de membresía) asociadas a los procesos de fuzzificación y defuzzificación, las cuales son: gaussianas, trapezoidales, sigmoidales, campanas, triangulares, entre otras, siendo las triangulares las utilizadas en este trabajo de investigación por su simplicidad. Los elementos del modelo de Mamdani son los que se aparecen en la Figura 2.6.

Considerando funciones de pertenencia triangulares como las que se observan en la Figura 2.6, donde las cuales son construidas mediante la ecuación 2.43 y tienen un grado de pertenencia $\mu(x)$, $\mu(y)$ y $\mu(z)$ para dos variables de entrada x , y y una variable de salida z . Para realizar el diagnóstico de fallas se utiliza la ecuación 2.44, la cual obtiene la coordenada z del centroide del área bajo la curva en color blanco mostrada en la Figura 2.6, formada por la suma de los dos mínimos (min 1 y min 2) considerando para este caso las dos salidas que se obtienen como respuesta, lo cual es llamado dato representativo en el proceso de defuzzificación que fue mencionado con anterioridad. Cabe mencionar que entre los procesos fuzzificación y defuzzificación, se encuentra otro llamado inferencia, el cual está compuesto

por reglas de tipo si - entonces (if - then en el idioma inglés), las cuales son responsables de realizar el diagnóstico, por ejemplo si se dice que el clima es caluroso y hay humedad, entonces la respuesta será lloverá y si se dice que el clima está frío y nublado, entonces la respuesta será caerá nieve. Los términos a , b y c son las coordenadas correspondientes a los vértices en los ejes x , y y z componen las funciones triangulares de entrada y salida para este caso.

$$\text{Triangular}(x; a, b, c) = \begin{cases} 0 & \text{if } x \leq a \\ \frac{x-a}{b-a} & \text{if } a \leq x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{if } b \leq x \leq c \\ 0 & \text{if } c \leq x \end{cases} \quad (2.43)$$

$$\text{Centroide}(z) = \frac{\int_z \mu_A(z) z dz}{\int_z \mu_A(z) dz} \quad (2.44)$$

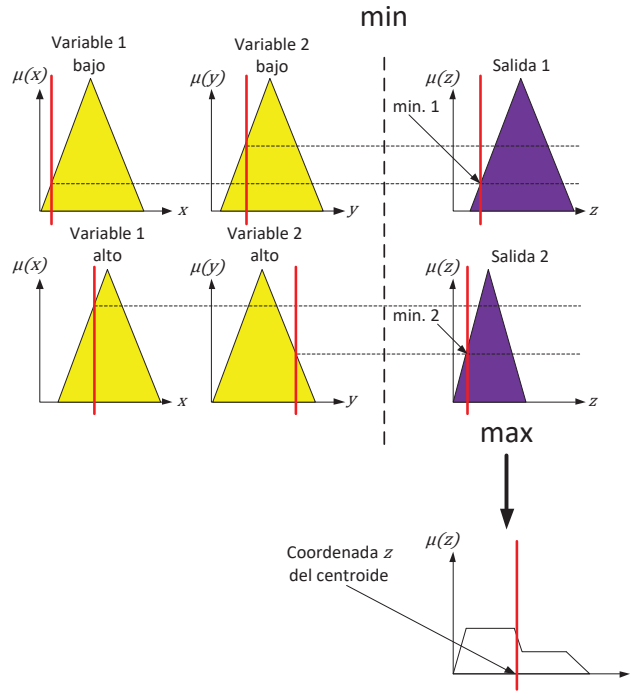


Figura 2.6. Proceso de fuzzificación y defuzzificación de un sistema de lógica difusa de Mamdani.

En la Figura 2.6 se observa el modelo de Mamdani de lógica difusa, el cual consta de diferentes etapas como las entradas de datos, las reglas de inferencia de tipo min - max y por último

las salidas como respuesta a una o varias condiciones. Por otro lado la Figura 2.7 muestra un diagrama de bloques de los pasos que sigue esta técnica.

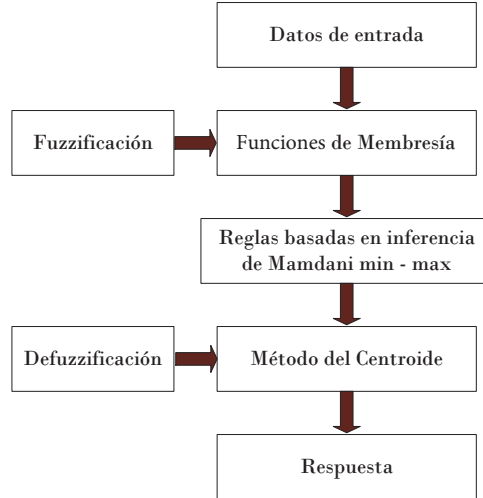


Figura 2.7. Proceso de lógica difusa con el modelo de Mamdani.

2.5. Técnica de Análisis en el Tiempo mediante Fasores

El análisis fasorial es una técnica que permite analizar las señales en el tiempo, reduciendo así los costos computacionales ya se solamente es necesario aplicar matemática básica. Para el análisis de fallas de cortocircuito las siguientes representaciones de corrientes de fase y corrientes de línea del estator de un motor de inducción, son consideradas en condición normal y en magnitudes por unidad en las ecuaciones 2.45 y 2.46 y son mostradas en la Figura 2.8.

(a) Representación fasorial de las corrientes de Fase

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_a &= 1 \angle 0^\circ = (\mathbf{I}_{ca} - \mathbf{I}_{ab})/3 \\
 \mathbf{I}_b &= 1 \angle -120^\circ = (\mathbf{I}_{ab} - \mathbf{I}_{bc})/3 \\
 \mathbf{I}_c &= 1 \angle 120^\circ = (\mathbf{I}_{bc} - \mathbf{I}_{ca})/3
 \end{aligned} \tag{2.45}$$

(b) Representación fasorial de las corrientes de Linea:

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_{bc} &= \sqrt{3} \angle 90^\circ \\
 \mathbf{I}_{ca} &= \sqrt{3} \angle -30^\circ \\
 \mathbf{I}_{ab} &= \sqrt{3} \angle -150^\circ
 \end{aligned} \tag{2.46}$$

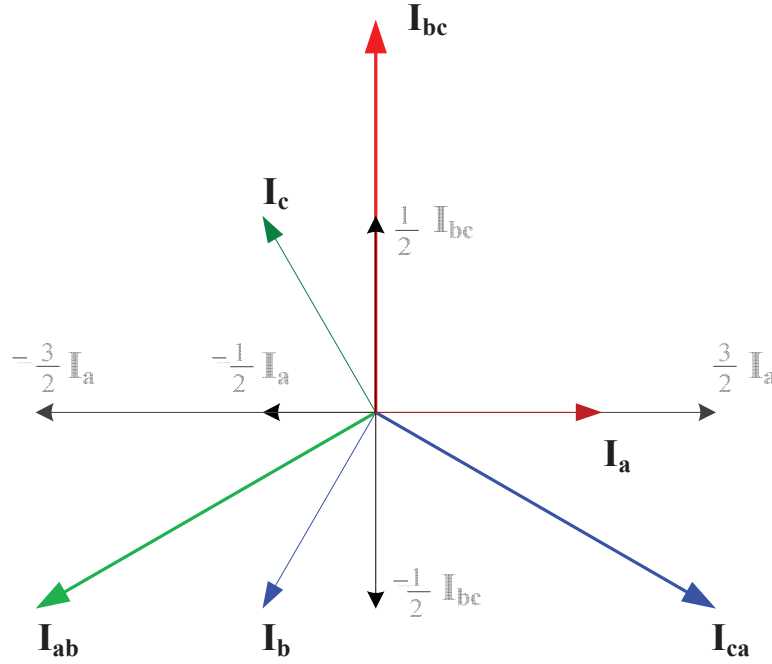


Figura 2.8. Representación fasorial de las corrientes de fase y de línea en el marco de referencia $\mathbf{I}_{bc} \perp \mathbf{I}_a$.

La Figura 2.8 muestra como cada fasor de corriente puede ser representado por sus componentes correspondientes en el marco de referencia construido por $\mathbf{I}_{bc}$ e $\mathbf{I}_a$ ($\mathbf{I}_{bc} \perp \mathbf{I}_a$), generando las expresiones de corrientes de línea y de fase en la expresión (2.47).

$$\begin{aligned}
 \mathbf{I}_{ab} &= \frac{1}{2}(-3\mathbf{I}_a - \mathbf{I}_{bc}) \\
 \mathbf{I}_{ca} &= \frac{1}{2}(3\mathbf{I}_a - \mathbf{I}_{bc}) \\
 \mathbf{I}_{bc} &= \mathbf{I}_{bc} \\
 \mathbf{I}_a &= \mathbf{I}_a \\
 \mathbf{I}_b &= \frac{1}{2}(-\mathbf{I}_a - \mathbf{I}_{bc}) \\
 \mathbf{I}_c &= \frac{1}{2}(-\mathbf{I}_a + \mathbf{I}_{bc})
 \end{aligned} \tag{2.47}$$

Para todo sistema trifásico balanceado conectado a un motor de inducción, las corrientes de alimentación del estator cumplen con:

$$\mathbf{I}_a + \mathbf{I}_b + \mathbf{I}_c = 0 \tag{2.48}$$

lo cual es debido a la ausencia del neutro.

Considerando el análisis previo, expresiones equivalentes, como las de la ecuación 2.14 pueden ser obtenidas para los marcos de referencia $\mathbf{I}_{ca} \perp \mathbf{I}_b$ e $\mathbf{I}_{ab} \perp \mathbf{I}_c$.

2.5.1. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial

Las representaciones fasoriales de las corrientes de fase y de línea permiten elaborar un esquema de diagnóstico para detectar fluctuaciones de magnitud y ángulo de fase en estas corrientes cuando ocurre una falla por cortocircuito en los devanados del motor de inducción. La Figura 2.9 muestra los cambios en las trayectorias de los fasores de corriente de fase y de línea cuando aparece una falla por cortocircuito en $\mathbf{I}_{bc}$.

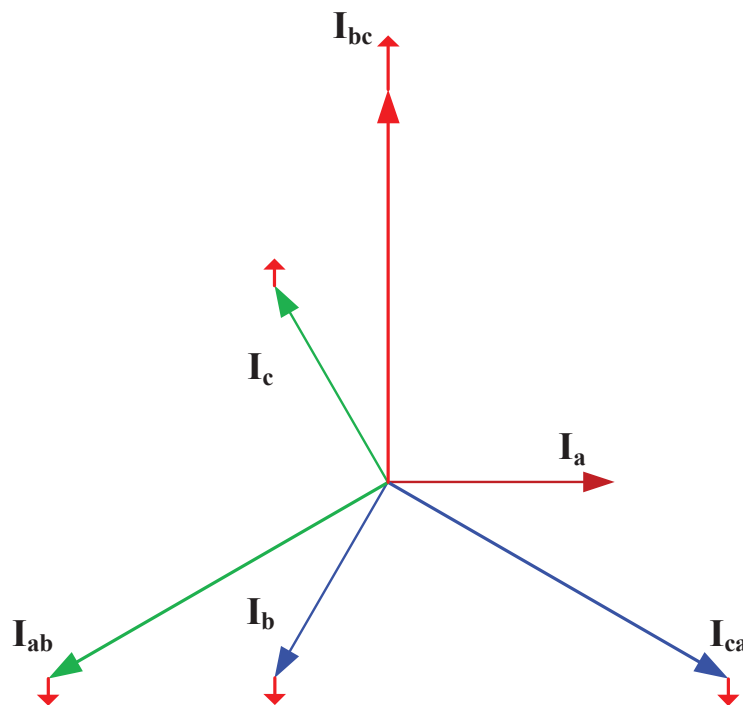


Figura 2.9. Variación de los fasores de corriente y su dirección cuando ocurre una falla simple de cortocircuito entre espiras en el devanado correspondiente a $\mathbf{I}_{bc}$.

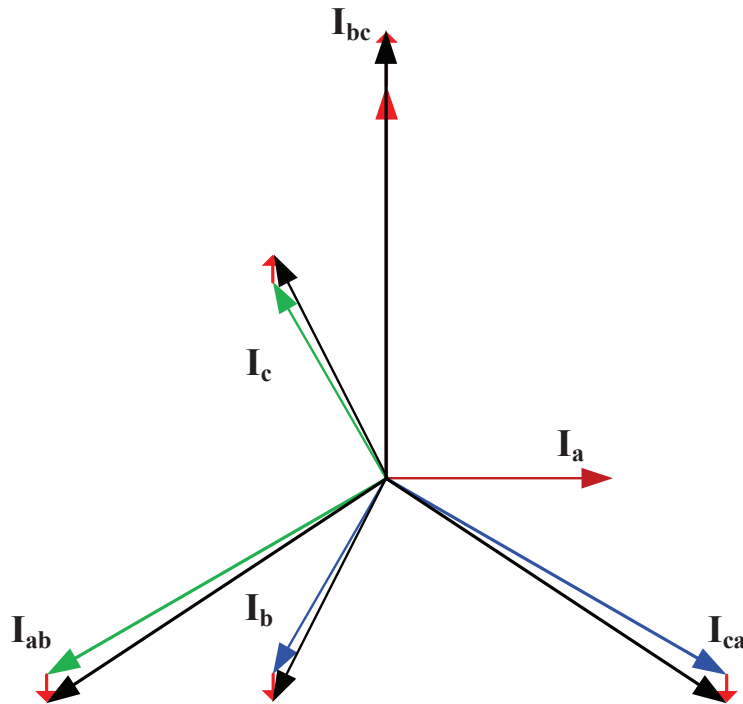


Figura 2.10. Cambios en los fasores de corriente cuando ocurre una falla simple de cortocircuito entre espiras en el devanado correspondiente a I_{bc} .

Cuando el fasor de la corriente de línea I_{bc} aumenta debido a una falla por cortocircuito en el devanado correspondiente del estator del motor de inducción, los fasores de corriente de fase y de línea restantes se desplazan de manera paralela a la corriente de línea en condición de falla, pero en dirección opuesta, como se muestra en la Figura 2.10. Los cambios en la dirección y magnitud de los fasores de corriente se calculan utilizando las expresiones en (2.14).

Dado que la falla en la corriente de línea I_{bc} se representa hacia arriba, el desplazamiento en las corrientes de línea I_{ca} e I_{ab} ocurre hacia abajo. Por otro lado, cabe destacar que la corriente de fase I_a no cambia ni su magnitud ni su ángulo de fase, mientras que tanto la magnitud como el ángulo de fase de I_b y I_c sí cambian.

El comportamiento descrito para los fasores de corriente de fase y de línea, cuando ocurre una única falla, se obtiene como resultado de elegir el marco de referencia donde I_{bc} es perpendicular a I_a , que contiene al fasor de corriente de línea en falla I_{bc} . Por lo tanto, el comportamiento de las corrientes de fase y de línea debe ser considerado para diagnosticar

fallas por cortocircuito simples en el motor de inducción. La condición de falla puede ser detectada e identificada observando la corriente de fase que permanece sin cambios.

En la Figura 2.10, se muestran las variaciones de magnitud y ángulo de los fasores de corriente de línea y de fase (líneas negras), cuando hay una condición de falla en I_{bc} . Dado que solo la corriente de fase I_a permanece inalterada, esto significa que la corriente de línea I_{bc} está en una condición de falla, incrementando su magnitud, lo que permite detectar y aislar la falla por cortocircuito simple.

2.5.2. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial de las corrientes de línea y los ángulos de fase

Otra manera de detectar y aislar falla de cortocircuito simple entre espiras en el estator del motor de inducción es considerando las fases entre cada par de corrientes de línea, en donde cada ángulo Θ_1 , Θ_2 y Θ_3 variará de acuerdo al devanado que se encuentra en falla.

La Figura 2.11 muestra los ángulos antes mencionados y sus fasores de corriente cuando el motor opera en condición sin falla. Como se puede observar los fasores se encuentran como lo indican las ecuaciones (2.45) y (2.46), de donde se generan expresiones como en (2.47).

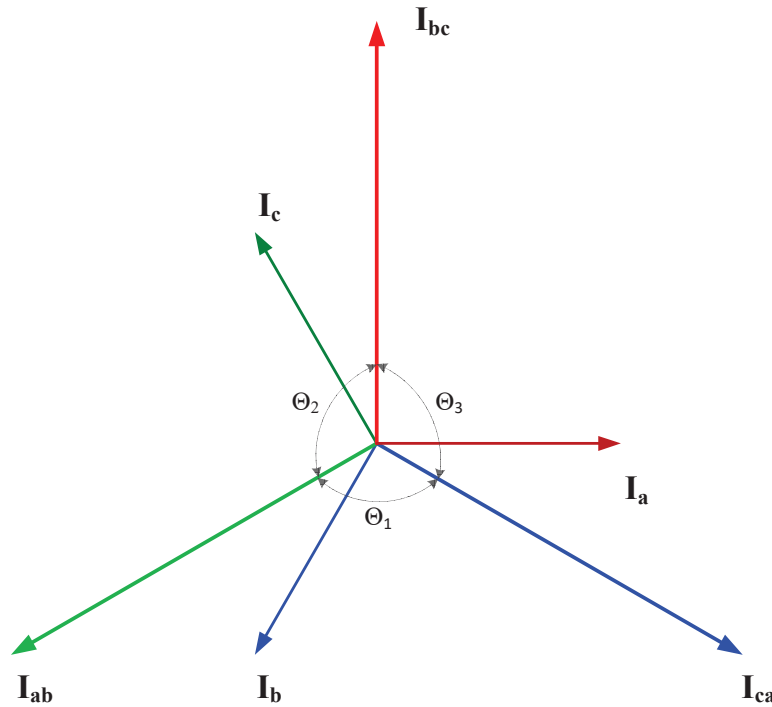


Figura 2.11. Representación fasorial en condición sana.

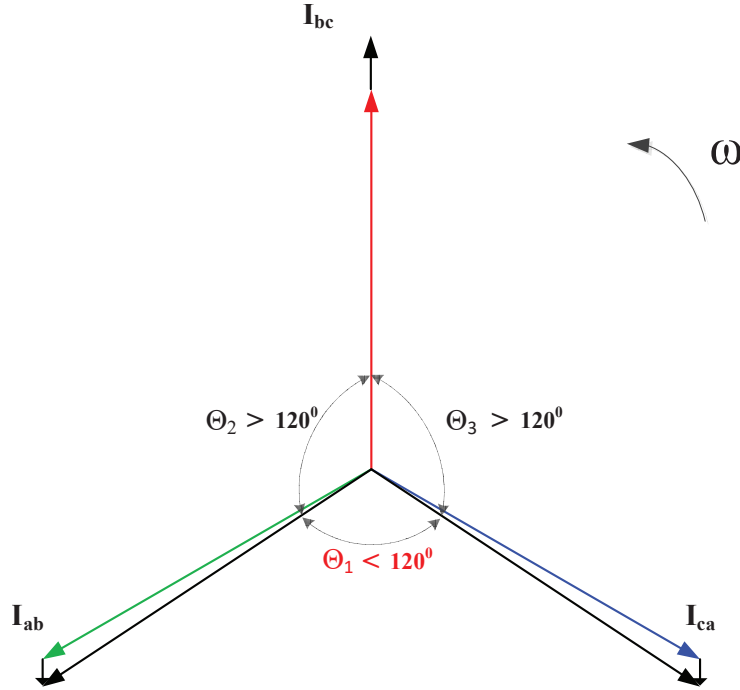


Figura 2.12. Variación de los ángulos de fase cuando ocurre una falla en el devanado cosrrespondiente a $\mathbf{I}_{bc}$.

En la Figura 2.12 se puede observar que cuando ocurre una falla de cortocircuito, hay un mayor aumento en la dirección de la corriente $\mathbf{I}_{bc}$ que en las corrientes $\mathbf{I}_{ca}$ e $\mathbf{I}_{ab}$ debido a la falla eléctrica. Estas últimas corrientes solo experimentan variaciones en la dirección de la falla, pero en sentido opuesto, lo que resulta en un aumento en la magnitud de ambas corrientes y una disminución en la amplitud del ángulo de fase entre ellas ($\Theta_1 < 120^\circ$). Como consecuencia, se observa un aumento en la amplitud del ángulo de fase entre las corrientes $\mathbf{I}_{bc}$ e $\mathbf{I}_{ab}$ ($\Theta_2 > 120^\circ$), así como entre $\mathbf{I}_{bc}$ e $\mathbf{I}_{ca}$ ($\Theta_3 > 120^\circ$).

Sean los vectores U y V de n dimensiones, el ángulo θ entre estos dos vectores U y V está dado por la ecuación 2.49 [48].

$$\cos(\Theta) = \frac{U \cdot V}{\|U\| \|V\|} \quad (2.49)$$

Para determinar el ángulo entre las corrientes, por ejemplo $\mathbf{I}_{ca}$ y $\mathbf{I}_{ab}$ la versión discreta del producto punto está definida por la ecuación 2.50.

$$\cos(\Theta_1) = \frac{\sum_{i=1}^n \mathbf{I}_{ca} \cdot \mathbf{I}_{ab}}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (\mathbf{I}_{ca})^2} \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^n (\mathbf{I}_{ab})^2}} \quad (2.50)$$

Por lo tanto, mediante el comportamiento de los fasores y el ángulo de fase entre ellos, es posible realizar la detección y el aislamiento de los escenarios de falla eléctrica entre espiras en el estator. La Tabla 2.1 muestra el método de diagnóstico de fallas de cortocircuito.

Tabla 2.1. Valores de ángulos para el diagnóstico de la falla.

Diagnostico	Valor de Ángulos de fase		
Sin falla	$\Theta_1 \simeq 120^\circ$	$\Theta_2 \simeq 120^\circ$	$\Theta_3 \simeq 120^\circ$
Falla $\mathbf{I}_{bc}$	$\Theta_1 < 120^\circ$	$\Theta_2 > 120^\circ$	$\Theta_3 > 120^\circ$
Falla $\mathbf{I}_{ca}$	$\Theta_2 < 120^\circ$	$\Theta_1 > 120^\circ$	$\Theta_3 > 120^\circ$
Falla $\mathbf{I}_{ab}$	$\Theta_3 < 120^\circ$	$\Theta_1 > 120^\circ$	$\Theta_2 > 120^\circ$

2.5.3. Diagnóstico de fallas dobles simultáneas de cortocircuito mediante análisis fasorial

Para el caso de que se presente de forma simultánea una falla de cortocircuito en dos de los devanados del estator de un motor de inducción, se considerará la expresión (2.47), para determinar las magnitudes de las corrientes de fase y de línea. La Figura 2.13 muestra como se producen los cambios en las corrientes, cuando ocurre un escenario de falla en dos devanados del estator simultáneamente, como se puede observar los cortocircuitos aparecen en las corrientes de línea $\mathbf{I}_{bc}$ e $\mathbf{I}_{ca}$, por lo que esto provoca crecimiento en el resto de los fasores de corriente, en donde la característica que permite realizar el aislamiento es que en la corriente de fase $\mathbf{I}_c$ se generan dos crecimientos.

Por otro lado la Figura 2.14 muestra las variaciones de magnitud y dirección (líneas en negro) de los fasores de corriente cuando aparece una falla doble de cortocircuito. Se puede observar que las mayores fluctuaciones de fasores de corriente se desarrollan en la dirección de las corrientes de línea defectuosas, es decir, en la dirección de las corrientes de línea $\mathbf{I}_{bc}$ y $\mathbf{I}_{ca}$, mientras que las variaciones restantes de los fasores de corriente son mínimas. Por ejemplo, la corriente de fase $\mathbf{I}_a$ cambia su dirección hacia la corriente de línea $\mathbf{I}_{ca}$, mientras que la trayectoria del fasor de la corriente de fase $\mathbf{I}_b$ se ajusta en dirección opuesta a la del fasor de la corriente de línea $\mathbf{I}_{bc}$.

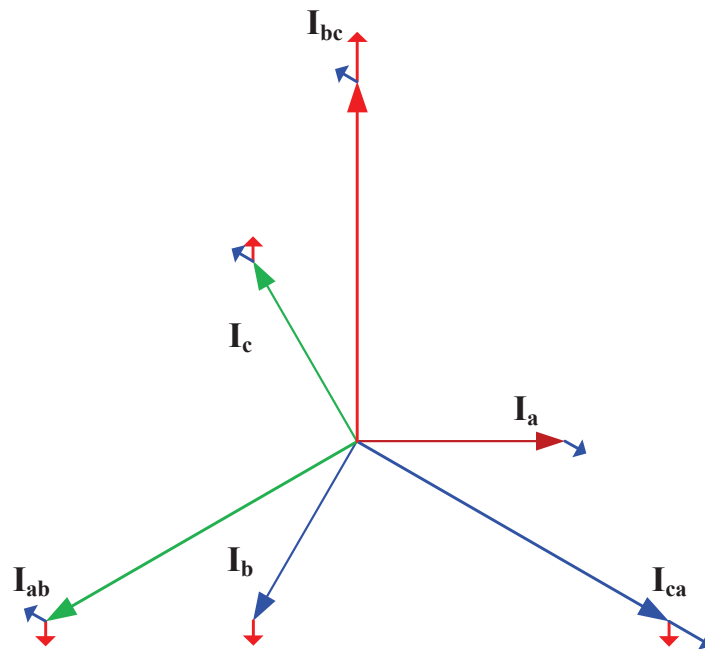


Figura 2.13. Variaciones de los fasores de corriente y su dirección cuando ocurre una falla doble de cortocircuito entre espiras en el estator.

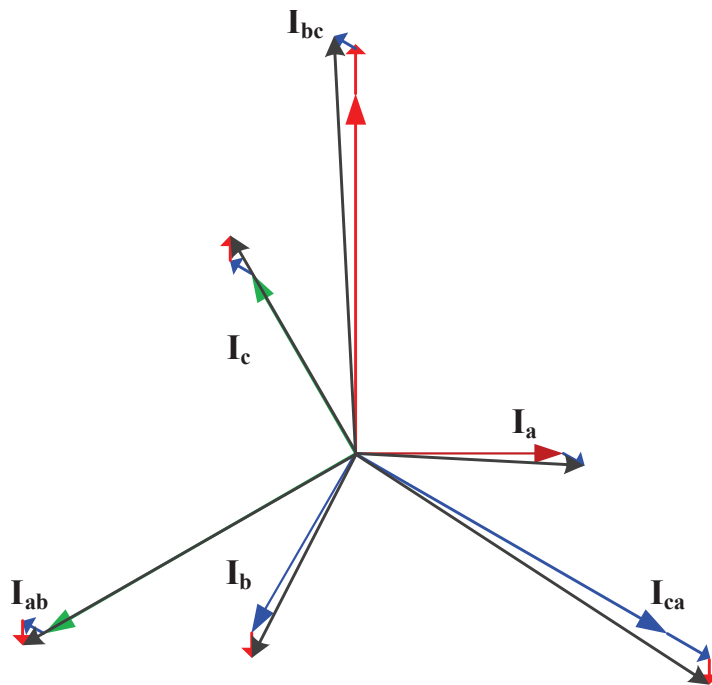


Figura 2.14. Variaciones de los fasores de corriente y su dirección cuando ocurre una falla doble de cortocircuito entre espiras en los devanados del estator correspondientes a I_{bc} e I_{ca} .

La suma de las variaciones vectoriales en cada fasor de corriente es la variación resultante correspondiente debido a la doble falla. Esto puede diagnosticarse analizando el fasor de corriente de fase, que muestra dos variaciones significativas, como se muestra en la Figura 2.13 para la corriente de fase I_c . La condición de falla se identifica considerando el fasor de corriente de fase I_c , que está directamente relacionado con las corrientes de línea I_{bc} e I_{ca} en condiciones de falla, mostrando una magnitud mayor que los otros fasores de corriente de fase I_a e I_b .

2.5.4. Análisis fasorial para diagnóstico de fallas de circuito abierto en el inversor

Al analizar una falla de circuito abierto en uno o dos interruptores de potencia de una rama de un inversor trifásico que alimenta un motor de inducción, se pueden observar algunos comportamientos distintivos en las corrientes de alimentación. Específicamente, cuando ocurre una falla de circuito abierto en la rama correspondiente a la corriente I_{ca} , las trayectorias de I_{ab} e I_{bc} muestran un comportamiento característico.

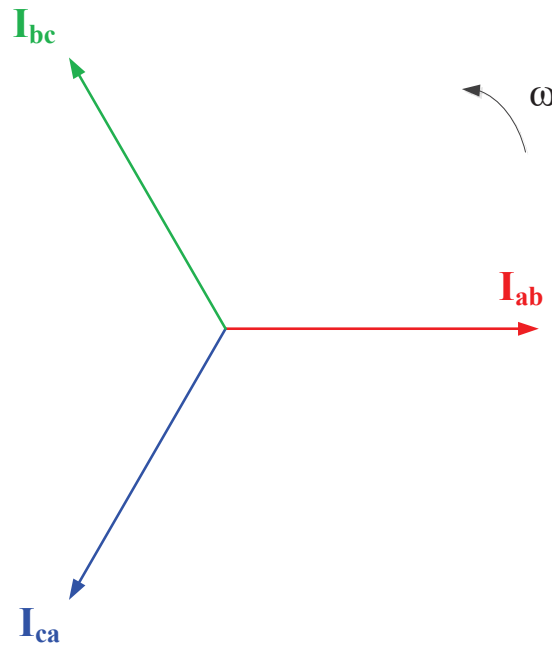


Figura 2.15. Secuencia de las corrientes de línea en condición sin falla.

Las expresiones analíticas en la ecuación (2.51) representan el comportamiento de las corrientes de alimentación cuando ocurre una falla de circuito abierto, considerando la repre-

sentación fasorial de las corrientes del inversor de potencia trifásico bajo condiciones normales de operación, sin ninguna condición de falla, como se muestra en la Figura 2.15.

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{ca} &= I_m \angle 0^\circ \\ \mathbf{I}_{ab} &= I_m \angle -120^\circ \\ \mathbf{I}_{bc} &= I_m \angle 120^\circ \end{aligned} \quad (2.51)$$

Teniendo en cuenta que en un sistema trifásico balanceado, la condición descrita en la Ecuación (2.48) siempre se cumple.

Un fasor de corriente específico puede representarse con referencia a un sistema de coordenadas construido por los fasores de las dos corrientes restantes. En otras palabras, un fasor de corriente particular puede representarse mediante una combinación lineal de los otros dos fasores de corriente, como se describe en la Ecuación (2.52).

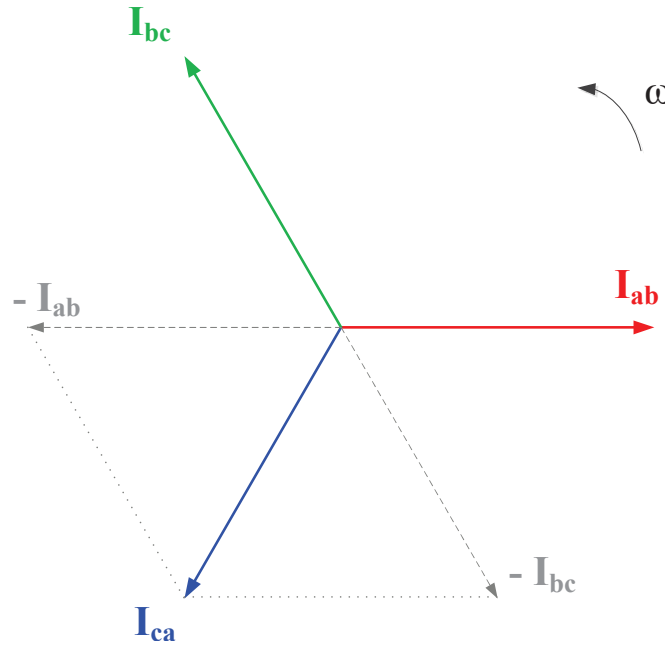


Figura 2.16. Componentes de corriente de $\mathbf{I}_{ca}$ en términos de $\mathbf{I}_{ab}$ e $\mathbf{I}_{bc}$.

$$\mathbf{I}_{ab} = \alpha_1(\mathbf{I}_{ca}) + \beta_1(\mathbf{I}_{bc}) \quad (2.52)$$

La Figura 2.16 muestra las coordenadas de $\mathbf{I}_{ab}$ con respecto al sistema de referencia de $\mathbf{I}_{ca}$ y $\mathbf{I}_{bc}$, donde $\alpha_1 = -1$ y $\beta_1 = -1$.

Cuando ocurre una falla de circuito abierto en los dos interruptores correspondientes a la corriente I_{ca} , que funciona como base para el sistema de coordenadas de referencia, I_{ab} avanza situándose en contrafase con respecto a I_{bc} , como se muestra en la Figura 2.17. Por lo tanto, es posible identificar y aislar fallas de circuito abierto al identificar las corrientes de alimentación ubicadas en contrafase.

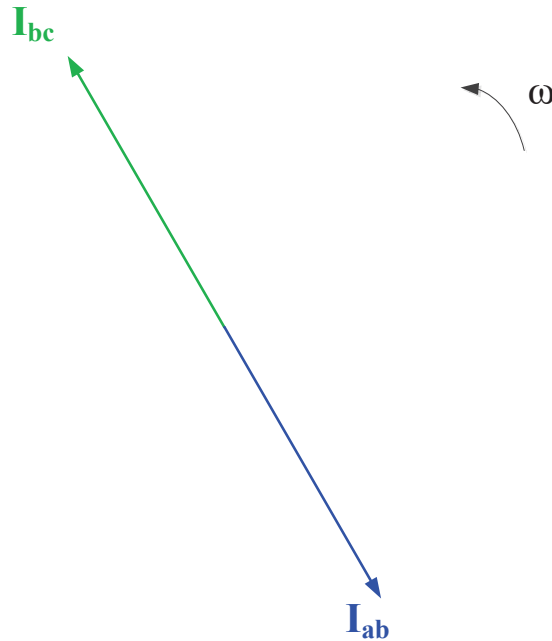


Figura 2.17. Corriente I_{ab} en contrafase con I_{bc} .

De esta manera, es posible detectar y aislar fallas de circuito abierto dependiendo de cuáles corrientes están en contrafase.

2.6. Técnicas de Análisis Estadístico

Cuando una variable aleatoria x es discreta, se puede asignar una probabilidad positiva a cada uno de los valores que x pueda tomar y obtener la distribución de probabilidad para x . La suma de todas las probabilidades asociada con los diferentes valores de x es 1, pero no todos los experimentos resultan en variables aleatorias que sean discretas. Las variables aleatorias continuas, por ejemplo estaturas, pesos, lapso de vida útil de un producto en particular o un error experimental de laboratorio, pueden tomar los infinitamente numerosos valores correspondientes a puntos en un intervalo de una recta [49]. Las herramientas estadísticas han sido muy utilizadas dentro del diagnóstico de fallas en los MI, debido a su

capacidad de procesar grandes cantidades de datos, identificar patrones, detectar anomalías y poder visualizar el comportamiento de las variables en un experimento, es por ellos que se utilizaron algunas en este trabajo.

2.6.1. Funcion de densidad de probabilidad

Las distribuciones de probabilidad continua pueden tomar varias formas, pero un gran número de variables aleatorias observadas en la naturaleza poseen una distribución de frecuencia que tiene más o menos la forma de montículo, o bien, como diría un estadístico, es aproximadamente una distribución normal de probabilidad. Esta distribución es generada mediante la ecuación 2.53 [49].

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.53)$$

Con $-\infty < x < \infty$, siendo μ la media de la distribución normal y σ la desviación estándar. La gráfica de una distribución normal de probabilidad con media μ y desviación estándar σ se muestran en la Figura 2.18. La media localiza el centro de la distribución, y la distribución es simétrica alrededor de su media. Como el área total bajo la distribución normal de probabilidad es igual a 1, la simetría implica que el área a la derecha de μ es de 0.5 y el área a la izquierda de μ es también 0.5. La forma de la distribución está determinada por σ , la desviación estándar de la población.

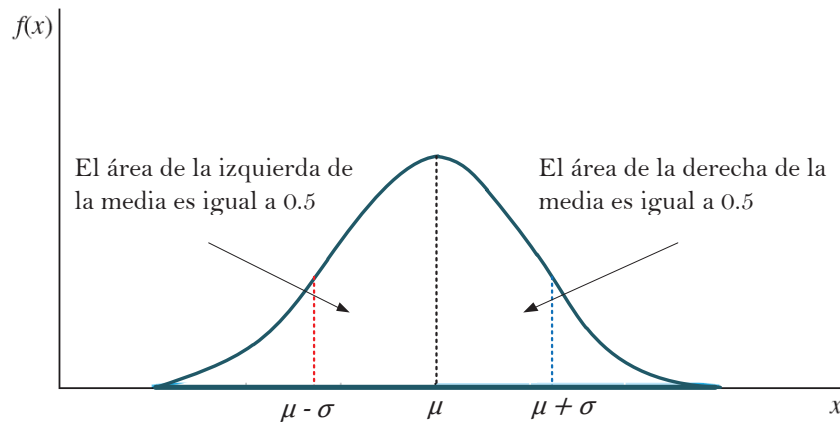


Figura 2.18. Función de distribución de probabilidad normal.

Como se puede ver en la Figura 2.19, los valores grandes de σ reducen la altura de la curva y aumentan la dispersión; mientras valores pequeños σ aumentan la altura de la curva y reducen la dispersión. La Figura en cuestión muestra tres distribuciones normales de probabilidad con diferentes medias y desviaciones estándar. Nótese las diferencias en forma y ubicación.

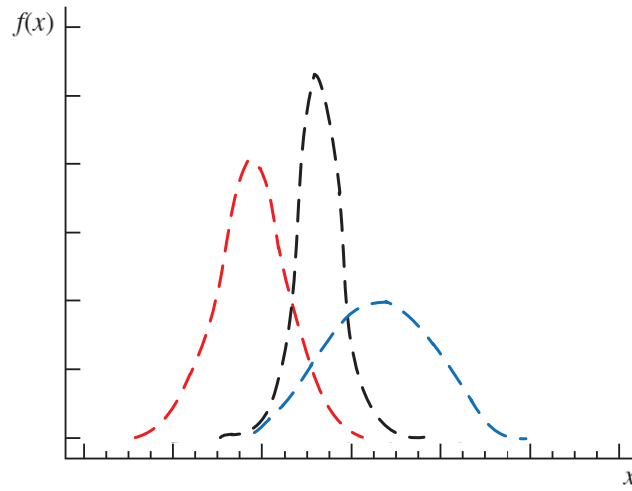


Figura 2.19. Ejemplos de distribuciones de probabilidad normal con valores de μ y σ que difieren.

2.6.2. Método de las tres sigma

La regla de las tres sigma es un enfoque estadístico utilizado para identificar desviaciones significativas en un conjunto de datos. Está basada en propiedades de la distribución normal Gaussiana, donde aproximadamente el 99.73 % de los datos caen dentro de tres desviaciones estándar ($\pm 3\sigma$) de la media μ . En notación matemática puede ser expresado como en las ecuaciones (2.54), (2.55), (2.56) para 1σ , 2σ y 3σ respectivamente [50].

$$P(\mu - 1\sigma \leq x \leq \mu + 1\sigma) = 68.27 \% \quad (2.54)$$

$$P(\mu - 2\sigma \leq x \leq \mu + 2\sigma) = 95.45 \% \quad (2.55)$$

$$P(\mu - 3\sigma \leq x \leq \mu + 3\sigma) = 99.73 \% \quad (2.56)$$

En donde P es la función de probabilidad. Gráficamente la regla de las 3σ se puede apreciar en la Figura 2.20 aplicando 1σ , 2σ y 3σ de forma gradual.

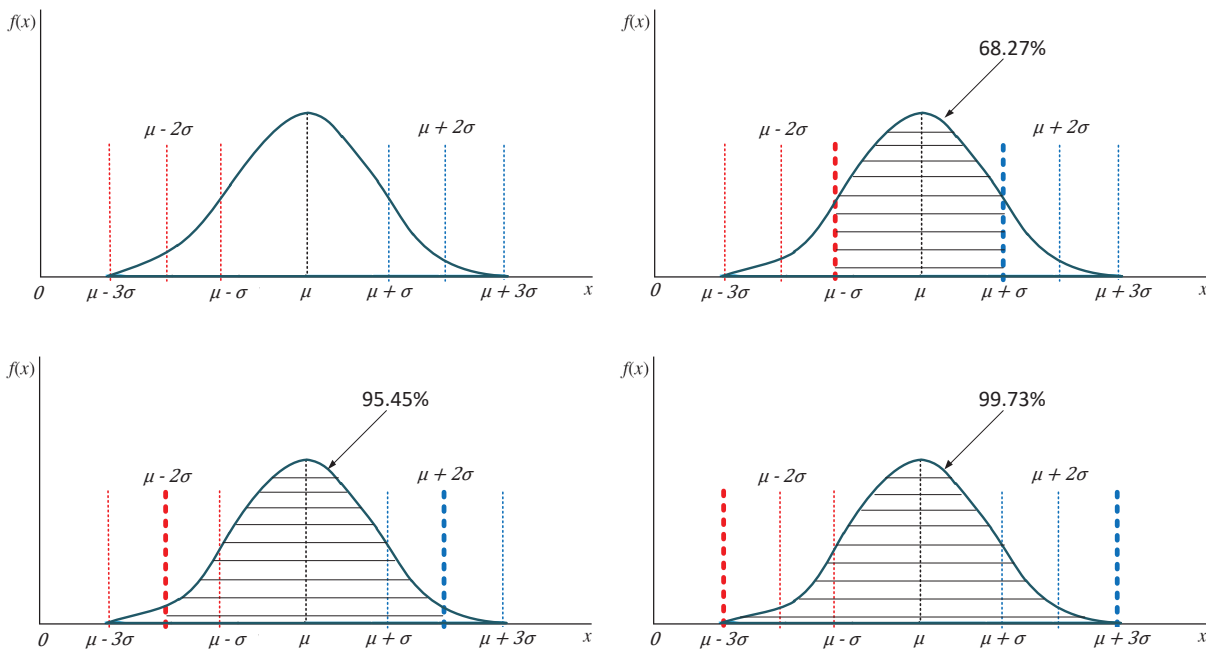


Figura 2.20. Función de distribución de probabilidad aplicando 1σ , 2σ y 3σ .

En este trabajo de investigación se utilizaron estas técnicas de análisis estadístico para visualizar las asimetrías de las corrientes de línea y de fase, así como la variación de los ángulos de fase, corroborando lo que la lógica difusa encontró, lo cual se muestra en el capítulo Resultados (capítulo 4).

Capítulo 3

Banco de pruebas experimentales

Un banco de pruebas experimentales, es un sistema el cual fue construido con el fin de realizar pruebas experimentales y poder detectar y aislar fallas eléctricas y mecánicas. En este trabajo de investigación se utilizó este sistema para obtener señales de corriente de forma no invasiva en estator de un MI y en el inversor que alimenta a dicho MI, con el objetivo de detectar y aislar las fallas eléctricas de cortocircuito en los devanados que conforman el estator del motor y de circuito abierto en los interruptores que conforman el inversor que alimenta a dicho motor.

3.1. Par motor-generador

Para obtener resultados experimentales de los diferentes esquemas de diagnóstico de fallas, se utilizó un banco de pruebas experimentales desarrollado en trabajos de investigación previos. El banco consiste en las características mostradas a continuación.

1. Motor de inducción trifásico de la marca Siemens de alta eficiencia modelo X de 3Hp, el cual opera a una tensión de 220/440 VAC.
2. Motor de corriente directa de 3Hp de la marca Baldor, el cual opera a una tensión de 190V.
3. Inversor trifásico de puente completo desarrollado para éste fin de arquitectura abierta.
4. Tarjeta de sensores de corriente basada en el sensor de efecto Hall de lazo cerrado el CSNA11.
5. Tarjeta de sensores de tensión basada en el optoacoplador MCP7800.

6. Unidad central de procesamiento basado en el procesador de señales digitales (DSP) TMS320F28335 de la compañía Texas Instrument.

Inicialmente se utilizaba una máquina de potencia baja de 1 *hp* al igual que un motor de 1 *hp* de corriente directa, posteriormente se acoplaron las máquinas de 3 *hp*. En la figura 3.1 se presenta una imagen de la simulación del nuevo acoplamiento del par motor de inducción trifásico y generador de corriente directa, el cual fue efectuado utilizando la herramienta computacional de diseño mecánico SolidWorks.

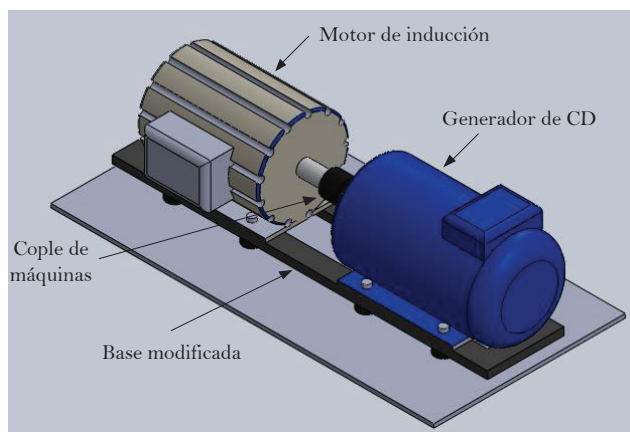


Figura 3.1. Par motor-generador modelado en SolidWorks.

En la figura 3.2 se ilustra el detalle de montaje experimental del par motor generador en el cual se aprecia el proceso de acoplamiento frontal de ambas máquinas.

En la figura 3.3 se presentan los detalles de cada una de las partes que integran el banco de pruebas experimentales. El sistema cuenta con las siguientes características incorporadas:

- Par motor-generador.
- Tacómetro digital y montaje con sensor de efecto Hall para efectuar medición de velocidad angular, apéndices B y E.
- Base con serie de conexiones (taps) para insertar diferentes escenarios de falla, apéndice C.
- Selectores para inducir escenarios de falla de circuito abierto de los interruptores de potencia.
- Sistema para efectuar adquisición de señales de vibración mecánica, apéndice D.
- Inversor trifásico de puente completo.

- Módulo basado en resistencias de alambre para generar par de carga.
- Interfaz gráfica de adquisición y procesamiento de señales (Figura 3.4).
- Unidad central de procesamiento (Figura 3.5) basada en el DSP TMS320F28335 de la compañía Texas Instruments.

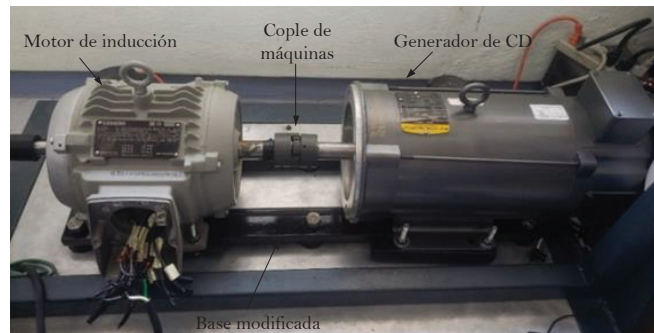


Figura 3.2. Detalle de montaje experimental del par motor generador.

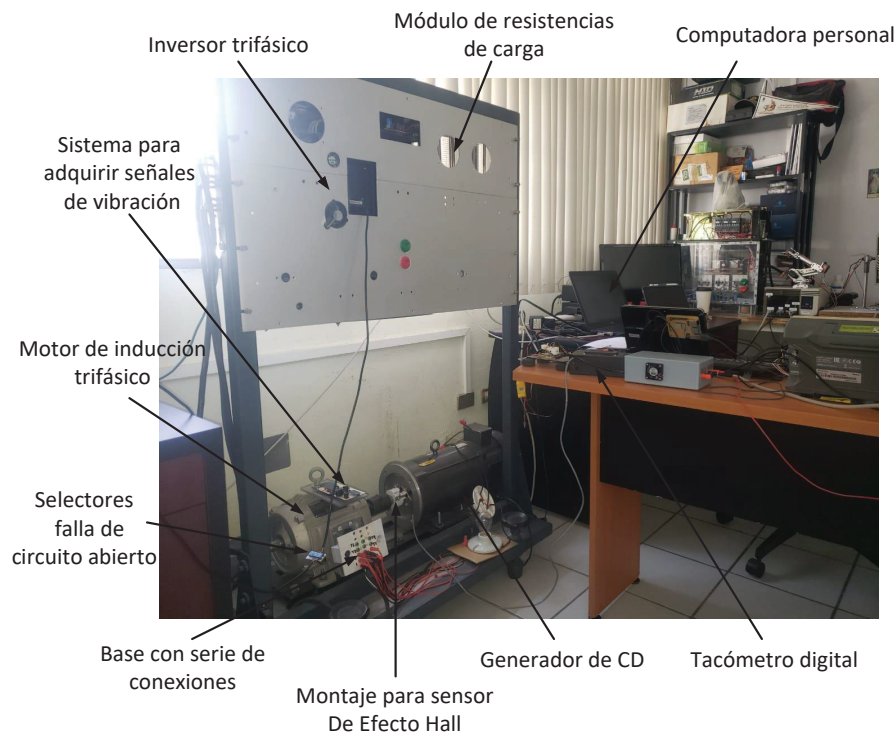


Figura 3.3. Banco de pruebas experimental modificado.

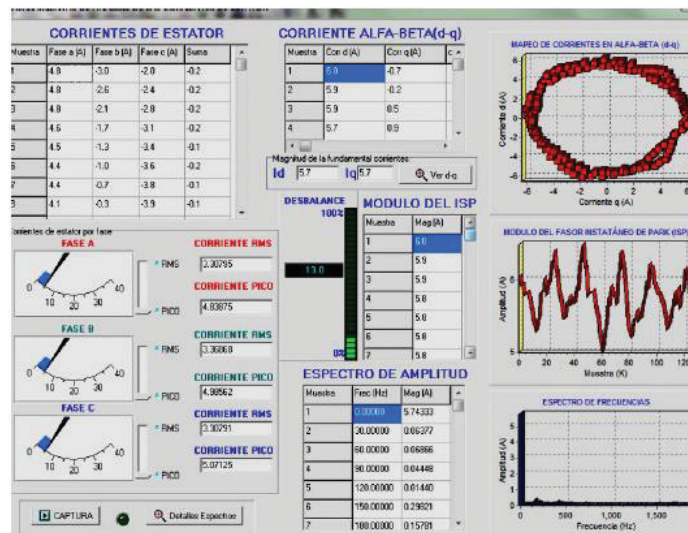


Figura 3.4. Interfaz gráfica de adquisición y procesamiento de señales.



Figura 3.5. Unidad central de procesamiento basada en el DSP TMS320F28335.

3.2. Descripción del inversor trifásico

Para poder operar la máquina de inducción trifásica, es necesario contar con un inversor trifásico de puente completo. Resultado de trabajos de investigación previos. El puente de potencia consiste un inversor trifásico de puente completo el cual utiliza como interruptor

transistores de tecnología de compuerta aislada IGBT (por sus siglas en inglés), se utilizó el módulo de potencia el cual cuenta con un par de transistores de canal N, el MD220DY-12H de la compañía Mitsubishi Electric Corporation. El inversor puede operar a una tensión máxima de 600V y drenar una corriente máxima de 200A.

El inversor requiere de una fuente de corriente directa, la cual se obtiene con base en un rectificador trifásico no controlado y un banco de capacitores los cuales son cargados y descargados de forma lenta mediante un sistema basado en contactores de potencia. Este proceso de carga y descarga es controlado mediante un microcontrolador de bajo costo de la compañía Microchip el PIC18F452. Además de contar con un sistema de fusibles de protección. El sistema se ilustra en el diagrama esquemático de la figura 3.6.

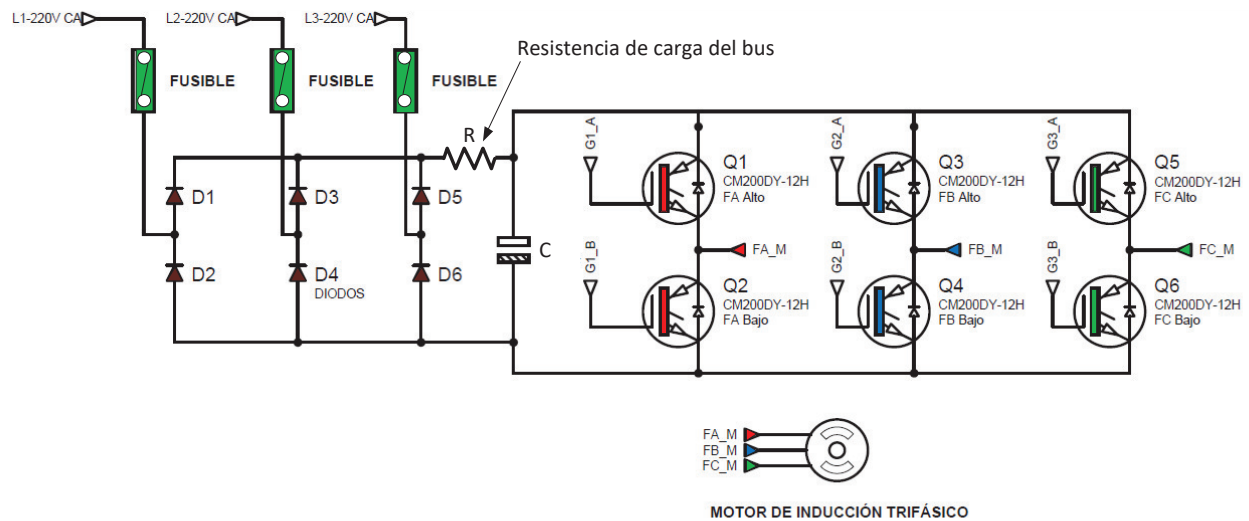


Figura 3.6. Diagrama esquemático del inversor trifásico de puente completo.

3.3. Sistema de control del banco de pruebas experimentales

La unidad central de procesamiento del banco de pruebas experimentales, se base en el procesador de señales digitales (DSP por sus siglas en inglés) de la compañía Texas Instrument TI, el TMS320F28335 de punto flotante de 32 bits. Este procesador efectúa varias tareas:

1. Efectúa el control del inversor trifásico de puente completo generando el patrón de conmutación de modulación por ancho de pulso senoidal con una frecuencia de conmutación de 9kHz, con una estrategia de control en lazo abierto de tipo volts/hertz.

2. Adquisición de señales de corriente del estator del MI a frecuencias de muestreo variables.
3. Medición de velocidad del MI mediante un encoder óptico de cuadratura.
4. Regulación de velocidad del MI.
5. Pruebas de arranque la máquina.
6. Comunicación en tiempo real mediante un programa de computadora diseñado para el control y monitoreo del sistema. El programa de computadora fue desarrollado en el lenguaje de programación visual Delphi 7 de la compañía Borland.

La Figura 3.7 muestra el diagrama esquemático de los componentes y las tareas del sistema de control del banco de pruebas experimentales.

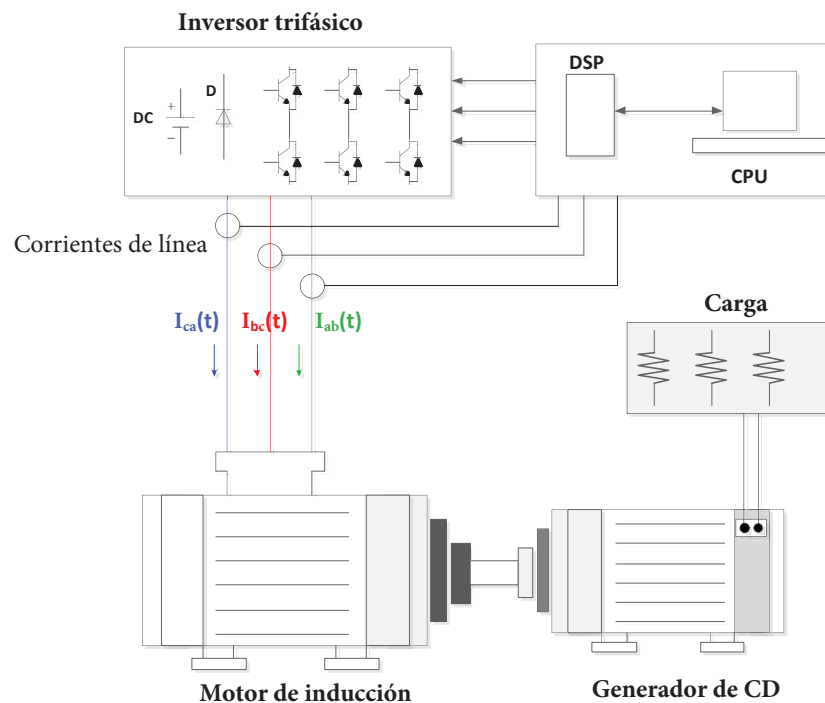


Figura 3.7. Diagrama esquemático del control del banco de pruebas experimentales.

3.4. Caracterización del MI alterado en sus devanados para efectuar pruebas experimentales.

Para efectuar el estudio del diagnóstico de fallas eléctricas del estator en el MI, se alteró un MI en sus devanados. Se procedió a desmontar los devanados de un motor nuevo y rebobinarlo nuevamente colocando derivaciones en ciertas secciones para inducir de forma artificial diferentes escenarios de falla eléctrica del estator. En la figura 3.8 se muestra un diagrama esquemático de las conexiones en estrella del motor y en la Tabla 3.1 se muestra el detalle de los parámetros de resistencias e inductancias de cada una de las bobinas que conforman el estator del MI utilizado. Además se ilustra a detalle la alteración efectuada en los devanados del estator, cada una de las derivaciones denominada Tap y están codificadas con un número consecutivo como se detalla en la tabla 3.2, la caracterización de los parámetros se llevó a cabo utilizando un instrumento de precisión el puente LCR de la marca Instek modelo LCR-821.

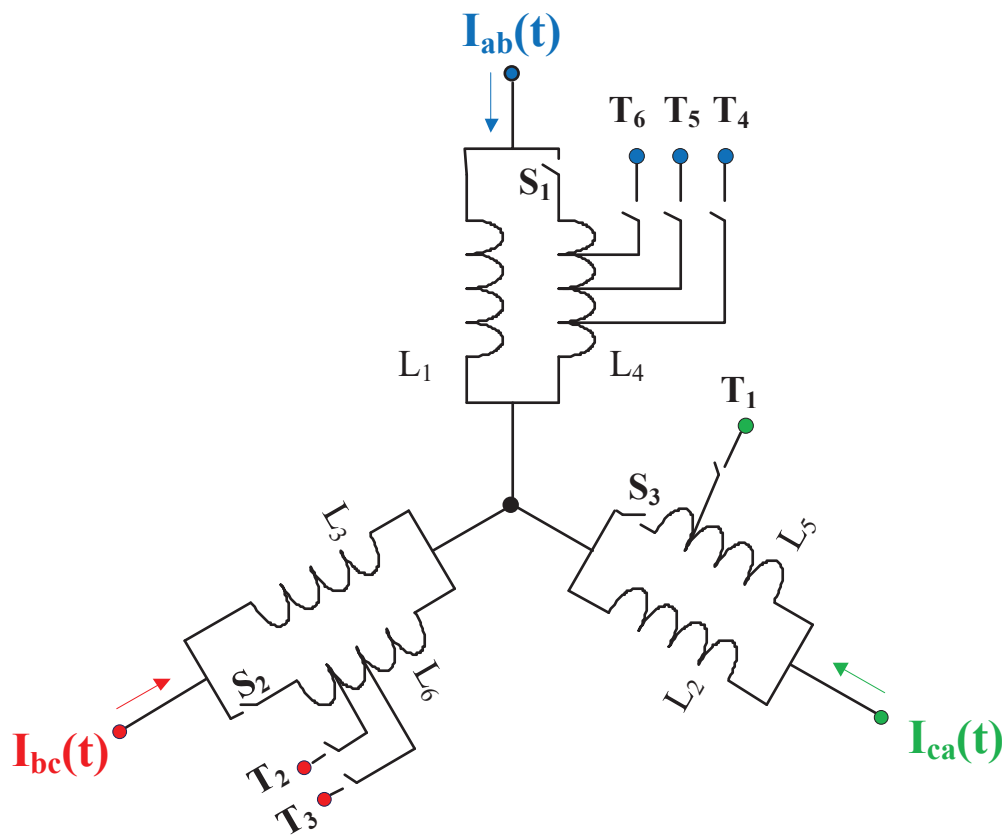


Figura 3.8. Devanados alterados del motor de inducción trifásico.

Tabla 3.1. Características del Motor SIEMENS.

Bobina	Terminales	R (Ω)	L (mH)
L1	1 y 4	4.25	56.06
L2	8 y 11	4.21	36.39
L3	2 y 5	3.07	38.96
L4	7 y 10	4.39	54.92
L5	3 y 6	3.59	38.96
L6	9 y 12	3.71	46.99

Tabla 3.2. Distribución de taps.

Bobina	Terminal	Vueltas	R (Ω)	L (mH)
L6	tap 2	7 de 45	3.4	42.62
L6	tap 3	17 de 45	3.34	41.64
L4	tap 4	12 de 45	4.054	49.88
L4	tap 5	5 de 45	4.25	52.03

Capítulo 4

Resultados Experimentales

En el presente capítulo se exponen los resultados experimentales fruto del trabajo de investigación doctoral, para los dos tipos de falla eléctrica en los devanados del estator, los cuales son falla simple (en un devanado) y falla doble (en dos devanados simultáneamente); y para los dos tipos de falla eléctrica en el inversor de potencia que controla al MI, los cuales son falla en un interruptor o de ambos interruptores en una rama que compone alguna de las fases, utilizando para ello varias técnicas las cuales hacen uso de las corrientes obtenidas del estator del MI. Las técnicas utilizadas son: El análisis fasorial, el cual analiza señales en el tiempo y en conjunto con la lógica difusa basada en el modelo de reglas de Mamdani son la aportación a este trabajo doctoral, para realizar la detección y aislamiento de las fallas. Por otro lado, para efectuar la validación de la capacidad de alguna o algunas de las técnicas de efectuar además de la detección el aislamiento de las fallas, se utilizaron las herramientas estadísticas, las cuales fueron, la función de densidad de probabilidad y el análisis de las tres sigmas. Además se utilizaron las técnicas de análisis espectral de las corrientes del módulo del ISP y el análisis ondeleta discreta con varias ondeletas madre corroborando así también la detección de estas fallas eléctricas.

4.1. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial

La herramienta basada en fasores, utiliza las corrientes de línea del estator y las corrientes de fase del inversor. La razón principal de utilizarla es su simplicidad computacional en comparación con otras técnicas comunes utilizadas, como lo son el procesamiento de señales, técnicas de inteligencia artificial y técnicas basadas en modelos. Para este estudio,

se realizaron experimentos con tres escenarios de fallas simple y doble simultánea, los cuales fueron: condición sin falla, falla incipiente y falla drástica de cortocircuito en los devanados del estator del MI. Las señales fueron obtenidas del banco de pruebas experimentales y fueron procesadas mediante fasores de corriente, lo que permite no solamente detectar la falla, sino también aislarla, es decir, saber exactamente en qué devanado del estator de un MI se encuentra la falla, utilizando pocos recursos computacionales, ya que la matemática aplicada para este análisis es aritmética básica. Para el diagnóstico de esta falla se utilizaron dos metodologías utilizando fasores, una que emplea los valores rms (valores cuadrático medios) de las corrientes de fase y de línea y la otra se abordará más adelante. Posteriormente se utilizó la herramienta de inteligencia artificial lógica difusa basada en reglas de Mamdani que aparecen en la Tabla 4.1 y las cuales se utilizan solamente para el caso de falla en del devanado correspondiente a I_{bc} , utilizando el toolbox de Matlab 2015, la función de densidad de probabilidad y el análisis de las tres sigmas se utilizaron para corroborar la detección y el aislamiento de la falla.

Tabla 4.1. Conjunto de reglas para detección y aislamiento de falla de cortocircuito en el devanado de I_{bc} .

No.	Regla.
1	Si I_a , I_b , I_c , I_{ab} , I_{ca} e I_{bc} están sin falla entonces MI sin falla
2	Si I_a , I_b , I_c , I_{ab} , I_{ca} e I_{bc} están incipiente entonces falla en I_{bc}
3	Si I_a , I_b , I_c , I_{ab} , I_{ca} e I_{bc} están drástica entonces falla en I_{bc}

La Figura 4.1 muestra las corrientes de línea en los devanados del estator.

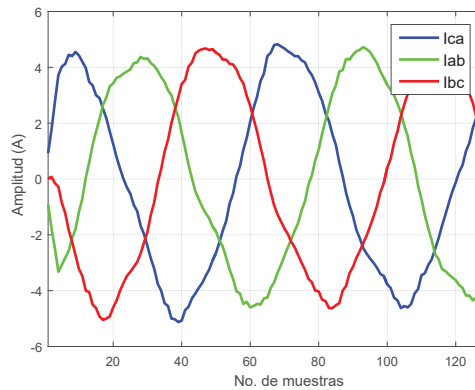


Figura 4.1. Corrientes de línea cuando el MI opera sin falla.

La Tabla 4.2 muestra los valores rms de las corrientes de 5 de los 30 experimentos realizados en este escenario de falla. Dichos experimentos se realizaron a la velocidad nominal del motor de 1,800 rpm (revoluciones por minuto) y con una frecuencia de muestreo de 3,840 Hz , se aplicó un par de carga constante el cual consiste en generar energía con el generador de corriente directa (CD) utilizado, excitando un par de lámparas de 100 W , es decir, 200 W que para la potencia de la máquina de CD de 2.4 kW , la cual demanda los 3 hp del MI y que se puede decir que opera en vacío.

Tabla 4.2. Valor rms de las corrientes de fase y línea en condición sin falla.

No.	I_a	I_b	I_c	I_{ab}	I_{ca}	I_{bc}
1	1.66	1.88	1.84	2.99	3.14	3.18
2	1.66	1.90	1.87	3.02	3.08	3.26
3	1.65	1.92	1.95	3.01	3.17	3.38
4	1.67	1.84	1.92	2.93	3.11	3.23
5	1.67	1.85	1.88	3.03	3.06	3.19

El algoritmo de lógica difusa es como se vio en las Figuras 2.6 y 2.7, recibe como entrada los valores rms (valores cuadrático medios) de las corrientes de línea del estator y de las corrientes de fase en el inversor, realizando la detección y aislamiento de la falla. Si el MI se encuentra sin falla, el valor de defuzzificación que arroja el algoritmo es de 0.165 según lo establecido para la condición sin falla y que es la coordenada del centroide en el eje de z , que fue el método seleccionado para la defuzzificación, el cual se vio en la Figura 2.6 para el devanado correspondiente en falla.

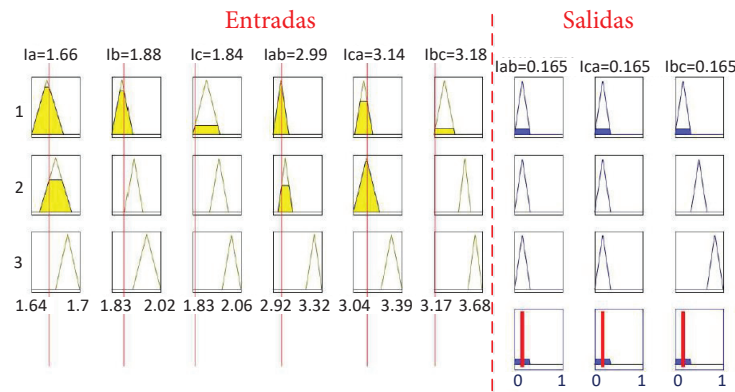


Figura 4.2. Diagnóstico para la condición sin falla del MI.

El diagnóstico realizado por el algoritmo se observa en la Figura 4.2 y es necesario mencionar que el rango establecido para las variables de salida en condición sin falla va de 0 a 0.33 con funciones de pertenencia triangulares, en un universo de discurso que toma valores de 0 a 1, para los tres escenarios de falla mencionados al inicio de esta sección.

Cuando ocurre una falla de cortocircuito en el devanado correspondiente a I_{bc} al accionar el interruptor T_2 , el cual coloca en cortocircuito 7 espiras de 45 que contiene la bobina L_6 como se vio en la Figura 3.8, la corriente de I_{bc} se incrementa debido al cortocircuito, así como también las corrientes línea I_{ab} e I_{ca} como se presenta en la Figura 4.3, las corrientes de fase I_b e I_c incrementan también su magnitud en relación a la condición sin falla, mientras que la corriente de fase I_a permanece aproximadamente en su valor (sin cambio) como se observó en la Figura 2.9 de la sección 2.5.1, de lo cual la Tabla 4.3 muestra los valores rms.

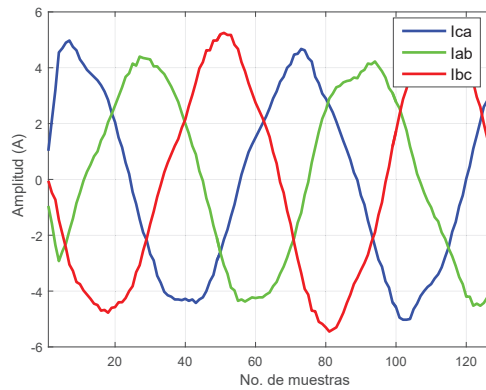


Figura 4.3. Corrientes de línea con 7 espiras en cortocircuito en el devanado correspondiente a I_{bc} .

Los valores rms obtenidos de los 30 experimentos en esta condición de falla y de los cuales 5 de ellos se presentan en la Tabla 4.3 se utilizaron como entradas en el algoritmo de lógica difusa, donde se puede observar que la corriente de fase I_a tiene un valor promedio de 1.67 en relación con el caso sin falla de 1.66 mostrado en la Tabla 4.2 y la corriente de línea I_{bc} un valor promedio de 3.48 en relación con el caso sin falla de 3.25 como se mencionó en el párrafo anterior. La Figura 4.4 muestra los valores de defuzzificación de la falla de 7 espiras en cortocircuito, cuyo resultado es de 0.495 en el devanado de la corriente I_{bc} , mientras que en los devanados sin falla correspondientes a las corrientes I_{ab} e I_{ca} tienen un valores de 0.165.

Tabla 4.3. Valor rms de las corrientes de fase y línea con falla de 7 espiras en el devanado correspondiente a I_{bc} .

No.	I_a	I_b	I_c	I_{ab}	I_{ca}	I_{bc}
1	1.68	1.95	1.98	3.05	3.14	3.54
2	1.67	1.92	1.98	3.03	3.17	3.51
3	1.66	1.89	1.95	2.97	3.11	3.45
4	1.67	1.94	1.92	3.07	3.05	3.47
5	1.68	1.90	1.96	3.06	3.21	3.44

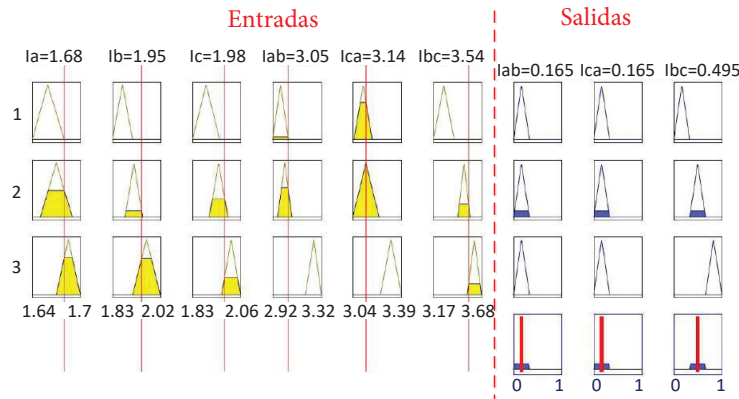


Figura 4.4. Diagnóstico de la falla de 7 espiras en cortocircuito en el devanado de I_{bc} del MI.

Por otro lado, al accionar el interruptor T_3 que pone 17 espiras en cortocircuito de un total de 45 de la bobina L_6 como se observa en el diagrama de la Figura 3.8 en la sección 3.4, la corriente I_{bc} incrementa aun más su magnitud al igual que los demás fasores de corriente como se contempla en la Figura 4.5, excepto por I_a que es la que no cambia como lo demuestra la Tabla 4.4, esta es la característica que permite el aislamiento de la falla. Dicha Tabla 4.4 muestra los valores rms de las corrientes de fase y de línea, en donde se puede observar que la corriente I_{bc} incrementa aún más su magnitud con un valor medio de 3.62 y que la corriente I_a permanece en un valor medio de 1.68 cercano a 1.66 del caso sin falla.

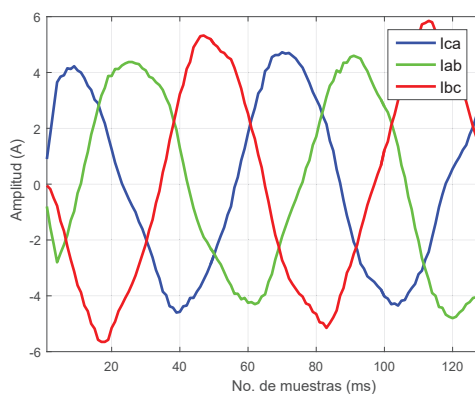


Figura 4.5. Corrientes de línea con 17 espiras en cortocircuito en el devanado correspondiente a I_{bc} .

Tabla 4.4. Valor rms de las corrientes de fase y línea con 17 espiras en cortocircuito en el devanado correspondiente a I_{bc} .

No.	I_a	I_b	I_c	I_{ab}	I_{ca}	I_{bc}
1	1.68	1.97	2.04	3.31	3.28	3.65
2	1.68	1.98	1.98	3.28	3.25	3.58
3	1.69	1.99	2.05	2.25	3.33	3.67
4	1.68	1.91	1.99	3.21	3.38	3.54
5	1.68	2.01	2.07	3.25	3.34	3.66

Los valores rms obtenidos de las corrientes de fase y línea de los 30 experimentos del escenario de falla de 17 espiras en cortocircuito en el devanado correspondiente a I_{bc} , de los cuales 5 se presentan en la Tabla 4.4, se introdujeron al algoritmo de lógica difusa, el cual genera valores de defuzzificación que se muestran en la Figura 4.6. Como se puede observar los devanados correspondientes a las corrientes de línea I_{ab} e I_{ca} tienen un valor de salida de 0.165, lo que significa que se encuentran sin falla, mientras que la corriente I_{bc} tiene un valor de 0.83, lo cual es mayor que 0.495 del caso de 7 espiras en cortocircuito aislando la falla e identificando el incremento en la corriente.

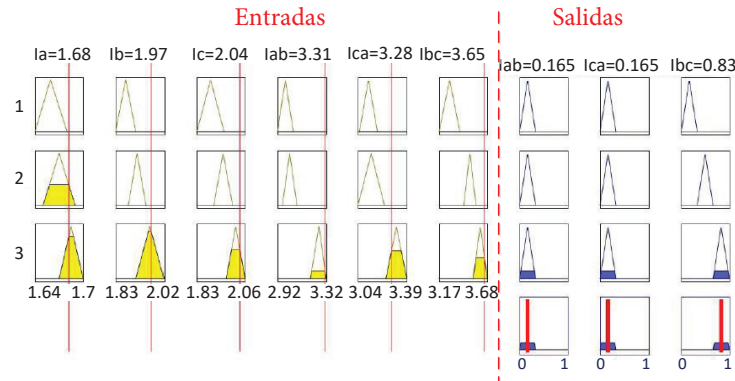


Figura 4.6. Diagnóstico para la falla de 17 espiras en cortocircuito en el devanado de I_{bc} .

Para demostrar la exactitud de la detección y el aislamiento de la falla, se realizó un análisis estadístico utilizando la función de densidad de probabilidad y el análisis de las tres sigma de las corrientes de fase. La Figura 4.7 muestra la distribución normal, revelando que el motor cuando opera en condición sin falla o ya tiene cierto desbalance debido a su proceso de manufactura. Se puede observar que los valores medios (μ) y las tres desviaciones estándar ($\pm 3\sigma$) de las corrientes son muy cercanos entre sí.

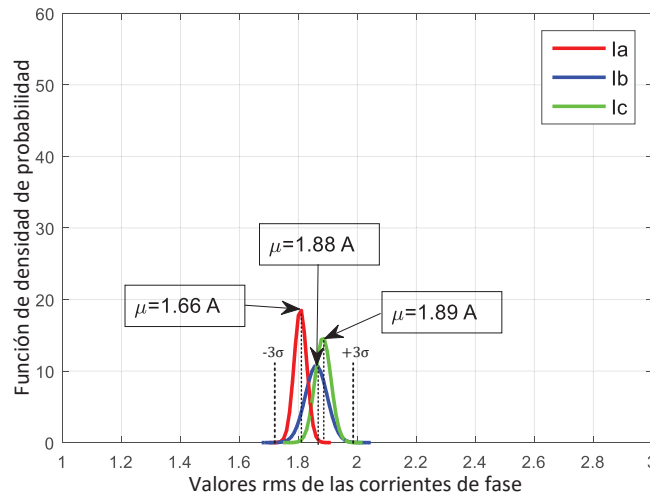


Figura 4.7. Distribución normal de los valores rms de las corrientes de fase caso sin falla.

Cuando se presentan las fallas de 7 y 17 espiras en cortocircuito correspondientes al devanado de la corriente de línea I_{bc} en la bobina L_6 , se puede apreciar que I_a permanece sin cambio en sus valores medios (μ) y sus ($\pm 3\sigma$) desviaciones estándar, mientras que I_b e I_c incrementan su magnitud separándose hacia la derecha, manteniendo muy cercanos sus valores medios (μ)

y sus ($\pm 3\sigma$) desviaciones estándar como se expone en las Figuras 4.8 y 4.9 lo que corrobora el análisis fasorial.

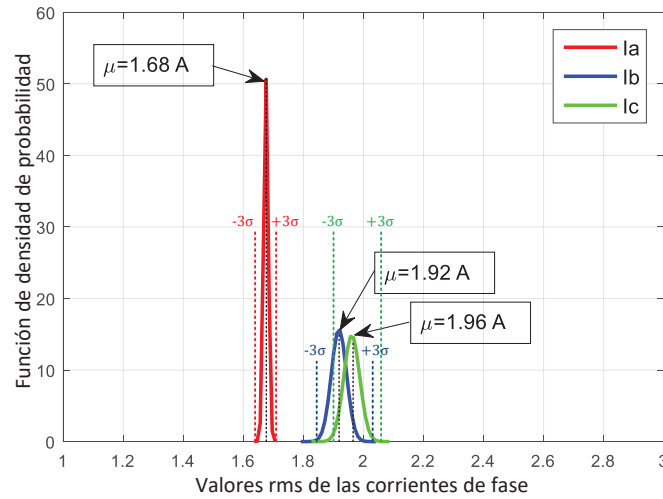


Figura 4.8. Distribución normal de las corrientes de fase en falla de 7 espiras en cortocircuito.

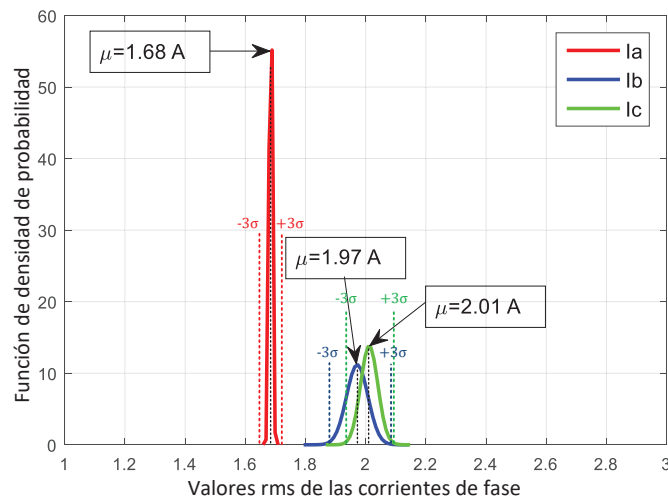


Figura 4.9. Distribución normal de las corrientes de fase en falla de 17 espiras en cortocircuito.

4.2. Diagnóstico de falla simple de cortocircuito mediante análisis fasorial y ángulos de fase

La otra metodología utilizada para la detección y aislamiento de la falla simple de cortocircuito, fue utilizando los valores rms de las corrientes de línea y las magnitudes de los ángulos de fase como se describió en la sección 2.5.2, lo cual se menciona poco en la literatura. Los valores rms de las corrientes de línea y los ángulos entre estas en condición sin falla se muestran en la Tabla 4.5 y como se puede observar, los valores de las corrientes I_{ab} , I_{ca} e I_{bc} son muy cercanos entre sí, así como también los valores de los ángulos de fase θ_1 , θ_2 y θ_3 .

Tabla 4.5. Valor rms de las corrientes de línea y ángulos de fase en caso sin falla.

No.	I_{ab}	I_{ca}	I_{bc}	θ_1	θ_2	θ_3
1	2.99	3.14	3.18	122.08°	120.37°	117.46°
2	3.07	3.07	3.26	119.56°	121.29°	119.11°
3	3.02	3.16	3.38	117.89°	120.43°	121.63°
4	2.93	3.11	3.23	120.43°	117.91°	121.61°
5	3.03	3.06	3.19	121.55°	118.98°	119.41°

Cuando se presenta una falla de cortocircuito entre espiras accionando el interruptor T_2 provocando que 7 espiras de 45 se pongan en cortocircuito, en el devanado correspondiente a I_{bc} como se mencionó anteriormente, los valores rms de las corrientes de línea I_{ab} , I_{ca} incrementan, haciéndose más notorio en I_{bc} , así como también los valores de los ángulos, en donde θ_1 se reduce, mientras θ_2 y θ_3 se incrementan como se vio en las Figuras 2.11 y 2.12 de la sección 2.5.2. La Tabla 4.6 muestra este comportamiento, el cual permite el aislamiento de la falla.

Tabla 4.6. Valor rms de las corrientes de línea y ángulos de fase en caso con falla de 7 espiras en cortocircuito.

No.	I_{ab}	I_{ca}	I_{bc}	θ_1	θ_2	θ_3
1	3.05	3.14	3.54	109.55°	124.53°	125.87°
2	3.03	3.17	3.51	110.57°	123.27°	126.11°
3	2.97	3.11	3.45	110.43°	123.36°	126.15°
4	3.07	3.05	3.47	110.47°	125.57°	123.91°
5	3.06	3.21	3.44	112.92°	122.31°	124.73°

El escenario de falla de 17 de 45 espiras en cortocircuito, se realiza al cortocircuitar la sección del devanado indicado en el diagrama de la Figura 3.8 como T_3 en el devanado correspondiente a I_{bc} , los valores rms mostrados en la Tabla 4.7 que corresponden a las corrientes de línea I_{ab} , I_{ca} las cuales se incrementan, haciéndose más notorio el incremento en I_{bc} , al igual que los ángulos θ_2 y θ_3 , mientras que θ_1 se reduce aún más, siendo esta la característica para aislar la falla.

Tabla 4.7. Valor rms de las corrientes de línea y ángulos de fase con falla de 17 espiras en cortocircuito.

No.	I_{ab}	I_{ca}	I_{bc}	θ_1	θ_2	θ_3
1	3.31	3.27	3.65	106.66°	125.29°	128.00°
2	3.28	3.25	3.58	107.85°	126.49°	125.61°
3	3.25	3.33	3.67	106.32°	125.94°	127.67°
4	3.21	3.38	3.54	107.51°	124.53°	127.92°
5	3.25	3.33	3.66	105.16°	127.81°	126.92°

Se desarrolló un algoritmo de lógica difusa con reglas de Mandani, utilizando nuevamente el toolbox de Matlab 2015, el cual funciona como se expuso en la Figura 2.7 y se toman los ángulos de fase como entradas, los cuales se encuentra localizados entre las corrientes de línea como antes se mencionó. La Tabla 4.8 muestra el conjunto de reglas difusas utilizadas por este algoritmo para la detección y el aislamiento de la falla en el devanado correspondiente a I_{bc} .

Tabla 4.8. Conjunto de reglas para detección y aislamiento de cortocircuito en el devanado de I_{bc} .

No.	Regla.
1	Si $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ están en sano entonces MI sano
2	Si $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ están en incipiente entonces falla incipiente en I_{bc}
3	Si $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ están en drástica entonces falla drástica en I_{bc}

Para la validación del algoritmo de lógica difusa, se obtuvieron conjuntos de datos de corrientes de línea de 30 experimentos para cada escenario de falla del motor. En otras palabras, se realizaron 30 experimentos en el caso sano, 30 experimentos en el caso de falla de 7 espiras en cortocircuito y 30 experimentos en el caso de falla de 17 espiras en cortocircuito. Se le introdujeron los valores de los ángulo mostrados en las Tablas 4.5, 4.6 y 4.7, logrando con ello la detección y aislamiento de las fallas de cortocircuito en los devanados del estator del MI. La Figura 4.10 muestra los valores de defuzzificación obtenidos por el algoritmo utilizando los valores de θ_1, θ_2 y θ_3 en la Tabla 4.5 en el experimento número 1. Como se observa en la Figura 4.10, cuando el motor de inducción se encuentra en condición sin falla, el valor de defuzzificación obtenido por el algoritmo es 0.167 en cada corriente utilizando el método del centroide, lo que indica un motor en buen estado. Se definieron las variables de salida I_{ab} , I_{ca} e I_{bc} , con un universo de discurso que va de 0 a 1 y consta de tres funciones de membresía triangulares.

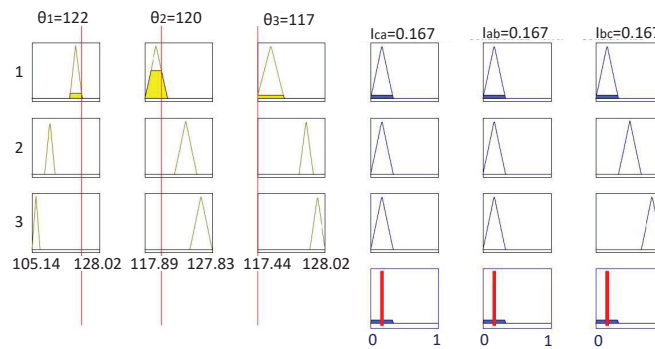


Figura 4.10. Resultado del diagnóstico de falla con lógica difusa caso sin falla.

Cuando se induce una falla de 7 espiras en cortocircuito, los valores de θ_1, θ_2 y θ_3 cambian de tal manera que θ_1 reduce su amplitud, mientras que θ_2 y θ_3 aumentan, como se observa en la Tabla 4.6. Estos valores de ángulo fueron introducidos en el algoritmo de lógica difusa,

resultando en una respuesta de 0.5 correspondiente a I_{bc} , mientras que las corrientes I_{ab} e I_{ca} muestran un valor de 0.167 lo cual indica condición sin falla en ellas, como se muestra en la Figura 4.11, detectando y aislando la falla de cortocircuito.

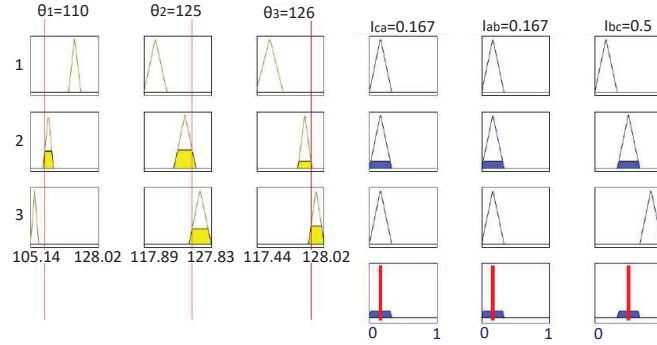


Figura 4.11. Resultado del diagnóstico de falla con lógica difusa caso 7 espiras en cortocircuito.

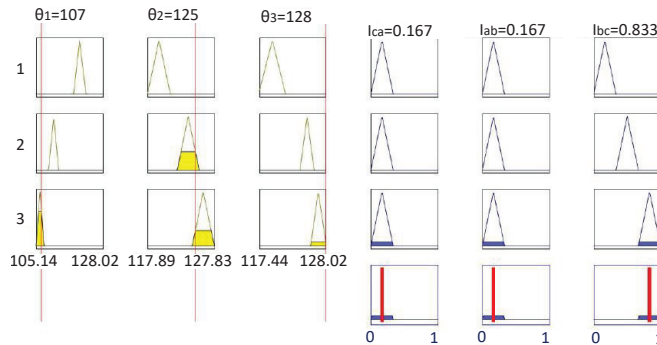


Figura 4.12. Resultado del diagnóstico de falla con lógica difusa caso 17 espiras en cortocircuito.

Ahora, cuando ocurre una falla de 17 espiras en cortocircuito, la respuesta del algoritmo es de 0.833 en I_{bc} mientras que I_{ab} e I_{ca} obtienen un valor de 0.167 como se muestra en la Figura 4.12.

Se aplicó un análisis estadístico utilizando la media (μ) y las tres sigmas ($\pm 3\sigma$) de los ángulos, lo cual permite ver el comportamiento de acuerdo con el análisis fasorial. El análisis es aplicado de forma redundante para corroborar los resultados obtenidos mediante la lógica difusa. En la Figura 4.13 se muestra la distribución de probabilidad de los ángulos de fase resultado del análisis fasorial en condición sin falla, en el cual se aprecia que tienen una fase

cercana a los 120° y cabe mencionar que se respeta el comportamiento de una variabilidad de $(\pm 3\sigma)$.

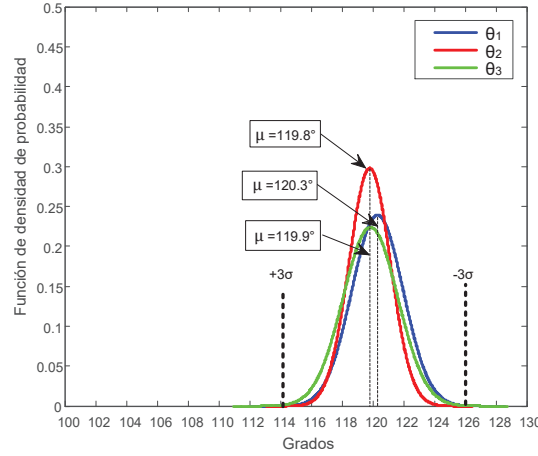


Figura 4.13. Distribución normal de los ángulos de fase en condición sin falla.

En la Figura 4.14, el comportamiento de las curvas de probabilidad confirma los resultados obtenidos mediante el análisis fasorial nuevamente. Cuando la corriente de línea I_{bc} aumenta debido a una falla de 7 espiras en cortocircuito la cual se describió anteriormente, los ángulos θ_2 y θ_3 crecen aproximadamente en la misma magnitud, como lo indican sus valores medios (μ) de 123.8° y 125.4° respectivamente y sus valores de $(\pm 3\sigma)$ son muy cercanos entre sí. Mientras tanto, el ángulo θ_1 , opuesto a la corriente de línea en cortocircuito, se reduce al valor medio de 110.8° y sus valores de $(\pm 3\sigma)$ se desplazan hacia la izquierda.

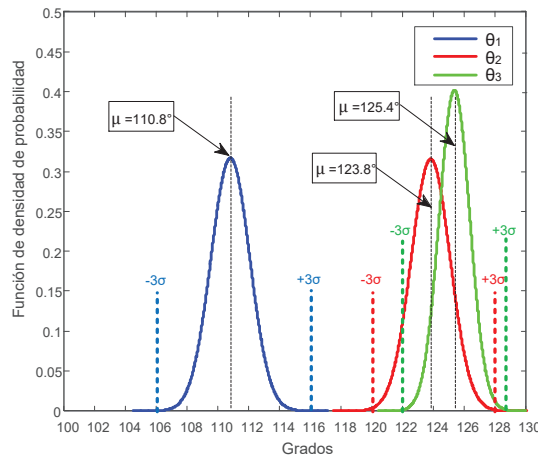


Figura 4.14. Distribución normal de los ángulos de fase caso 7 espiras en cortocircuito.

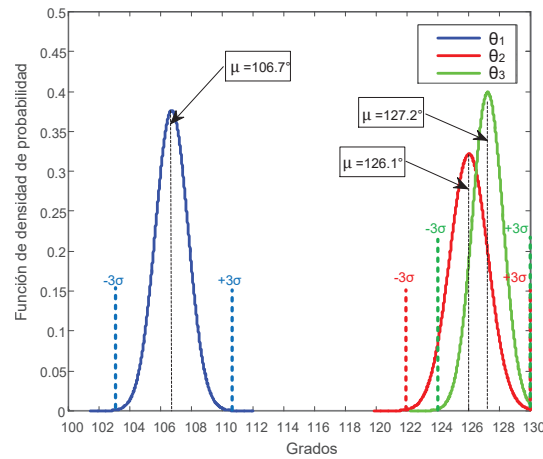


Figura 4.15. Distribución normal de los ángulos de fase caso 17 espiras en cortocircuito.

Como lo indica el análisis, cuando se presenta el escenario de falla de 17 espiras en cortocircuito, la corriente de línea I_{bc} se incrementa aun más en magnitud y los ángulos θ_2 y θ_3 también se incrementan, como lo demuestran sus valores medios (μ) de 126.1° y 127.2° respectivamente y sus valores de $(\pm 3\sigma)$ son muy cercanos entre sí. Mientras que el ángulo θ_1 se reduce al valor (μ) de 106.7° , el cual es menor en comparación con el caso de falla de 7 espiras en cortocircuito y sus valores de $(\pm 3\sigma)$ se desplazan aún más hacia la izquierda, como se muestra en la Figura 4.15.

4.3. Diagnóstico de falla doble simultánea de cortocircuito mediante análisis fasorial

Otro de los escenarios estudiados en este trabajo de investigación fue el caso de falla simultánea en dos de los devanados del estator del MI. Al revisar la literatura es posible observar que el aislamiento confiable sigue siendo un problema abierto en la investigación. Para inducir este escenario de falla de forma artificial se utiliza el motor alterado en sus devanados, para ello se cortocircuitan devanados con los interruptores T_2 y T_5 que se encuentran en las bobinas L_6 y L_4 respectivamente de la Figura 3.8 en la sección 3.4, los cuales generan la falla en los devanados correspondientes a las corrientes de línea I_{ab} e I_{bc} , cortocircuitando 7 y 5 espiras respectivamente.

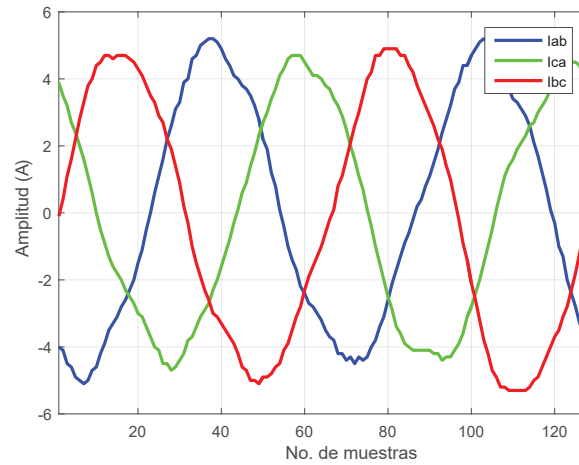


Figura 4.16. Corrientes de línea en falla doble en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} con 5 y 7 espiras en cortocircuito.

Todos los fasores de corriente cambian como se observó en las Figuras 2.13 y 2.14 de la sección 2.5.3, en este caso la corriente de fase I_b cambia dos veces, mientras I_a e I_c solamente una vez. Esta característica es la que permite realizar el aislamiento de la falla. La Figura 4.16 muestra las corrientes de línea cuando está presente esta falla. Como se puede ver en la Tabla 4.9 los valores rms de los fasores de corriente cambian como se mencionó, la corriente de fase que cambia dos veces es I_b , lo que causa que sea mayor en magnitud que I_a e I_c que cambian solo una vez, en contraste con la Tabla 4.2 de la condición sin falla.

Tabla 4.9. Valor rms de las corrientes en falla doble de cortocircuito de 5 y 7 espiras en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} .

Trial	I_a	I_b	I_c	I_{ca}	I_{ab}	I_{bc}
1	1.80	2.07	1.94	3.09	3.35	3.59
2	1.85	2.07	1.95	3.15	3.41	3.58
3	1.81	2.00	1.95	3.15	3.27	3.51
4	1.84	2.06	1.94	3.15	3.39	3.56
5	1.81	2.09	1.96	3.13	3.40	3.63

Para validar la confiabilidad de la técnica se corroboran los resultados, con el uso del Toolbox de Matlab 2015 de lógica difusa, en la cual se implementa el algoritmo adecuado para detectar y aislar la falla en los devanados correspondientes en falla que en este caso son los

correspondientes a las corrientes I_{ab} e I_{bc} , utilizando las reglas mostradas en la Tabla 4.10 y cuyos resultados se muestran en la Figura 4.17. Cuando se introduce el experimento 1 de la Tabla 4.9 los resultados muestran que el par de devanados I_{ab} e I_{bc} tienen un valor el cual se obtuvo mediante el método del centroide de 0.559, lo que indica que se encuentran en falla de cortocircuito, mientras que en los otros dos pares de devanados se muestran valores de 0.165 que indica que se encuentran sin falla.

Tabla 4.10. Conjunto de reglas para detección y aislamiento de cortocircuito correspondiente a los devanados I_{ab} e I_{bc} .

No.	Regla.
1	Si I_a , I_b , I_c , I_{ca} , I_{ab} e I_{bc} están en sano entonces MI sano
2	Si I_a , I_b , I_c , I_{ca} , I_{ab} e I_{bc} están en incipiente entonces falla incipiente en I_{bc}
3	Si I_a , I_b , I_c , I_{ca} , I_{ab} e I_{bc} están en drástica entonces falla drástica en I_{bc}

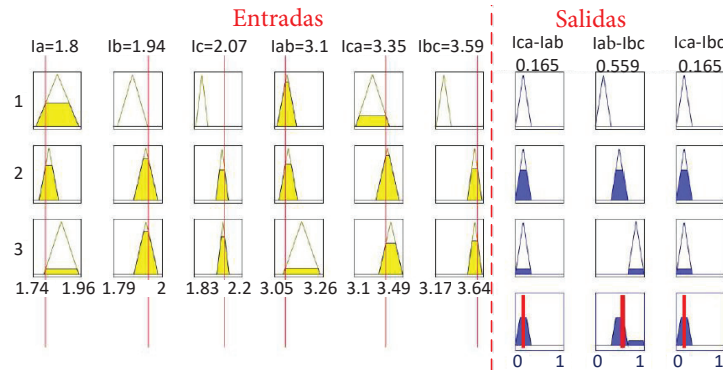


Figura 4.17. Diagnóstico de la falla doble de cortocircuito con 5 y 7 espiras en dos diferentes devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} .

Por otro lado, con el mismo algoritmo realizado en el Toolbox de Matlab 2015 de lógica difusa, en la cual se implementó para detectar y aislar la falla en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} . Cuando se induce una falla doble al accionar simultáneamente los interruptores T_3 y T_4 de las bobinas L_6 y L_4 mostradas en la Figura 3.8, los cuales generan una falla doble simultánea en dos de los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} de 17 y 12 espiras en cortocircuito respectivamente.

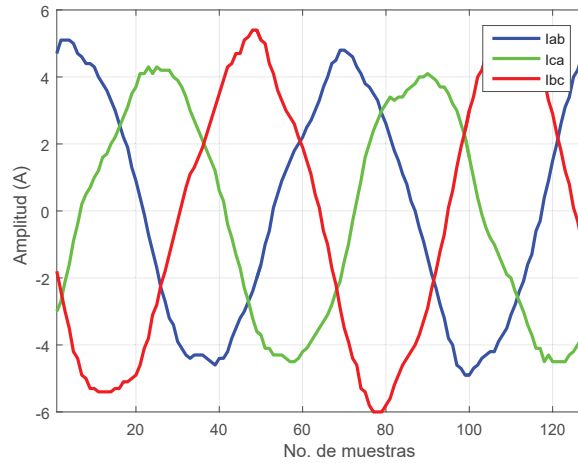


Figura 4.18. Corrientes de línea en falla doble en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} con 12 y 17 espiras en cortocircuito.

Tabla 4.11. Valores rms de las corrientes en falla doble de cortocircuito de 12 y 17 espiras en los devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} .

Trial	I_a	I_b	I_c	I_{ca}	I_{ab}	I_{bc}
1	1.80	2.08	1.94	3.11	3.38	3.59
2	1.82	2.08	1.95	3.16	3.44	3.58
3	1.91	2.01	1.95	3.16	3.30	3.52
4	1.88	2.06	1.95	3.17	3.41	3.56
5	1.91	2.10	1.97	3.14	3.42	3.63

Todos los fasores de corriente incrementan su magnitud como se mencionó, siendo la corriente de fase I_b la que incrementa dos veces en magnitud, mientras que I_a e I_c solamente una vez. Así que las dos corrientes de línea que contienen a I_b incrementa aún más su magnitud, las cuales son I_{ab} e I_{bc} como se muestra en la Tabla 4.11 y en la Figura 4.18. Al introducir los valores rms de los fasores de corriente del experimento 1 mostrados en la Tabla 4.11 al algoritmo de lógica difusa, muestra los resultados en la Figura 4.19 mostrando un valor de 0.83 en el par de devanados I_{ab} - I_{bc} , mientras que los otros dos pares muestran valores de 0.165 que indica que se encuentran sin falla.

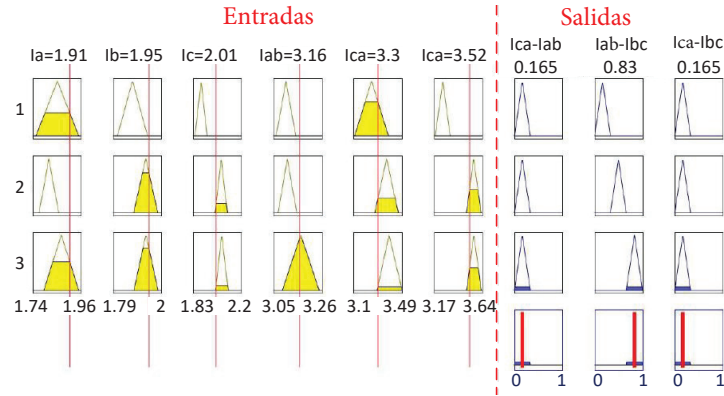


Figura 4.19. Diagnóstico de la falla doble de cortocircuito con 12 y 17 espiras en dos diferentes devanados correspondientes a I_{ab} e I_{bc} .

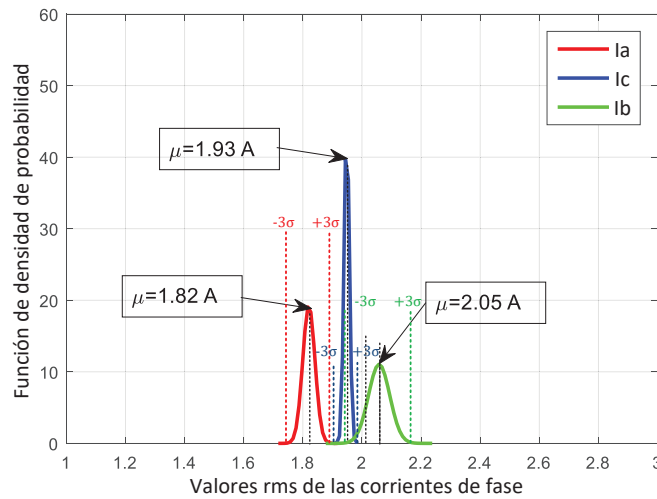


Figura 4.20. Distribución de corrientes de fase cuando ocurre una falla doble de cortocircuito de 5 y 7 espiras en los devanados de I_{ab} e I_{bc} .

Para validar la detección y principalmente la posibilidad de efectuar el aislamiento de las fallas, se utilizan las técnicas de análisis estadístico, las cuales permiten ver el comportamiento de acuerdo con el análisis factorial, mostrando los valores medios (μ) y de ($\pm 3\sigma$) en las Figuras 4.20 y 4.21 con fallas de 5 y 7 espiras en cortocircuito y de 7 y 17 espiras en cortocircuito respectivamente, para corroborar el aislamiento de la falla doble de cortocircuito realizado mediante lógica difusa. Como se puede observar en ambas Figuras, estos valores medios y de tres sigmas de cada corriente de fase se separan uno con respecto del otro, interceptándose muy poco entre si, haciendo evidente que la corriente de fase de mayor magnitud es I_b , la

cual experimenta dos cambios mientras I_a e I_c uno, en contraste con la Figura 4.7, donde se presenta la distribución normal en caso sin falla en el MI.

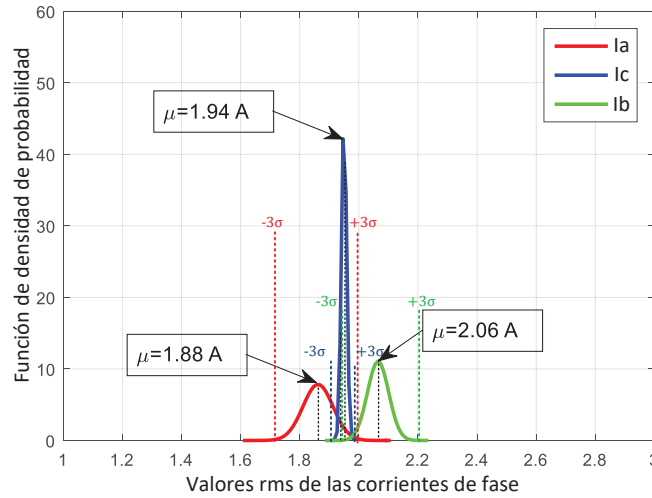


Figura 4.21. Distribución de corrientes de fase cuando ocurre una falla doble de cortocircuito de 12 y 17 espiras en los devanados de I_{ab} e I_{bc} .

4.4. Diagnóstico de falla de circuito abierto en el inversor mediante análisis fasorial

Otra parte de la investigación que se llevó a cabo, es el diagnóstico de fallas de circuito abierto en los interruptores de la etapa de potencia del convertidor que efectúa el control del motor de inducción, para éste caso en particular se utilizan interruptores que son transistores de efecto de campo de compuerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés), pero cabe mencionar que puede utilizarse cualquier otra tecnología. Esta parte se efectúa de manera complementaria para aprovechar los algoritmos de diagnóstico aplicados a los devanados del estator del MI, pero ahora en la etapa de electrónica de potencia. En la Figura 3.3 de la sección 3.1 se pueden observar los selectores de falla, los cuales inducen fallas de circuito abierto desactivando IGBTs en el inversor de la Figura 3.6, y por lo tanto, se desactiva un semiciclo en una rama o los dos de forma simultánea. El análisis fasorial y la lógica difusa permiten reconocer las asimetrías de las corrientes de línea, utilizando los valores rms de estas y sus valores promedio (μ).

Tabla 4.12. Reglas para detección y aislamiento de circuito abierto en la rama que alimenta al devanado correspondiente a I_{ca} .

No.	Regla.
1	Si $I_{ab}(\mu)$, $I_{ca}(\mu)$, $I_{bc}(\mu)$, $I_{ab}(rms)$, $I_{ca}(rms)$ e $I_{bc}(rms)$ sin falla, Inversor sano
2	Si $I_{ab}(\mu)$, $I_{ca}(\mu)$, $I_{bc}(\mu)$, $I_{ab}(rms)$, $I_{ca}(rms)$ e $I_{bc}(rms)$ sin 1 semiciclo, falla en inversor
3	Si $I_{ab}(\mu)$, $I_{ca}(\mu)$, $I_{bc}(\mu)$, $I_{ab}(rms)$, $I_{ca}(rms)$ e $I_{bc}(rms)$ sin 2 semiciclos, falla en inversor

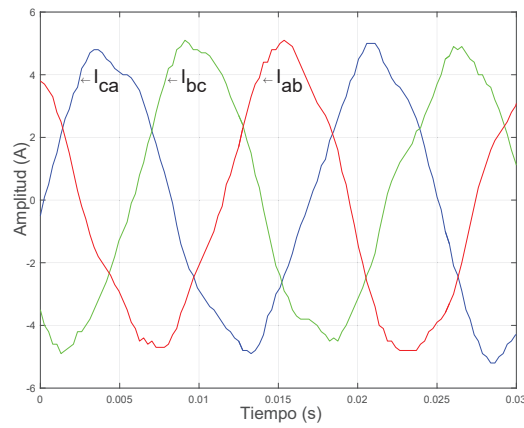


Figura 4.22. Corrientes de línea en condición sin falla.

Tabla 4.13. Valores rms y promedio de las corrientes línea en caso sin falla.

No.	$I_{ab}(\mu)$	$I_{ca}(\mu)$	$I_{bc}(\mu)$	$I_{ab}(rms)$	$I_{ca}(rms)$	$I_{bc}(rms)$
1	-0.0836	0.0673	-0.1359	3.3532	3.3263	3.3724
2	-0.0609	0.0531	-0.1375	3.3901	3.3412	3.5042
3	-0.0500	0.0320	-0.1320	3.4759	3.4264	3.3947
4	-0.0547	0.0930	-0.1859	3.3196	3.3575	3.5380
5	-0.0477	0.0672	-0.1656	3.3912	3.5331	3.3718

Los valores se introdujeron a un algoritmo de lógica difusa de Mamdani nuevamente en el toolbox de Matlab 2015. La Tabla 4.12 muestra las reglas difusas utilizadas, la Figura 4.22 muestra las corriente de línea del estator en condición sin falla y la Tabla 4.13 muestra los valores promedio y rms. La Figura 4.23 muestra los resultados obtenidos al introducir los

valores del experimento 1 de la Tabla 4.13 en el sistema de lógica difusa, el cual detecta que las tres fases están sin falla al obtener valores de 0.164 en las tres corrientes de línea, utilizando las variables de salida **Con-I_{ab}**, **Con-I_{ca}** y **Con-I_{bc}**. Valores de 0 a 1 son adoptados en el universo de discurso de salidas, en donde el umbral de la condición sana va de 0 a 0.33 y las condiciones de falla de 0.33 a 0.66 y de 0.66 a 1 respectivamente para los casos de uno o dos IGBTs abiertos en la misma rama.

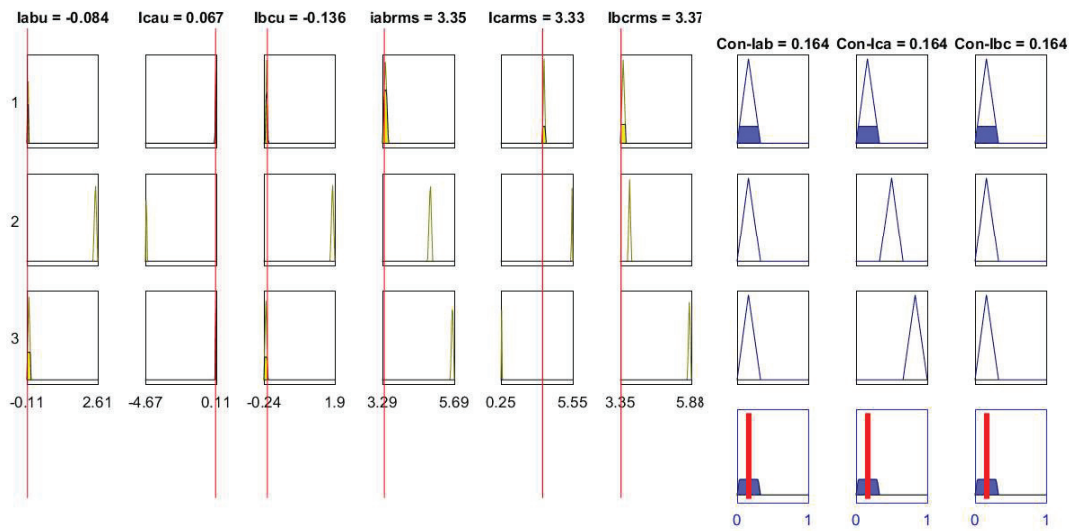


Figura 4.23. Diagnóstico caso sin falla.

Para el escenario de falla de circuito abierto en el cual el estado de conmutación del IGBT pasa al corte, no hay circulación de corriente por lo tanto en la forma de onda de corriente ya no se contará con la sección del semiciclo (positivo), lo que se refleja en la corriente de línea en el devanado del estator, correspondiente a I_{ca} lo cual se vio en la Figura 2.17 de la sección 2.5.4. En el instante en el que desaparece dicho semiciclo las otras dos corrientes de línea restantes se ponen en contrafase como lo demuestra la Figura 4.24. La Tabla 4.14 presenta los valores promedio y rms de las señales cuando falla el interruptor correspondiente a la corriente de línea I_{ca} .

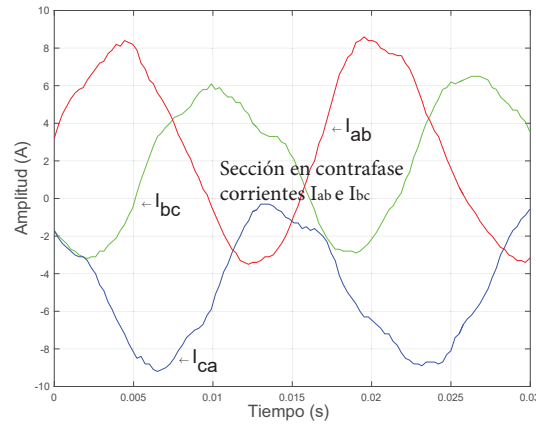


Figura 4.24. Corrientes del estator cuando desaparece el semiciclo positivo de la corriente correspondiente al devanado de I_{ca} .

Tabla 4.14. Valores rms y promedio de las corrientes línea cuando se corta un IGBT correspondiente al devanado de I_{ca} .

No.	$I_{ab}(\mu)$	$I_{ca}(\mu)$	$I_{bc}(\mu)$	$I_{ab}(rms)$	$I_{ca}(rms)$	$I_{bc}(rms)$
1	2.4578	-4.5609	1.8867	4.7893	5.4575	3.7346
2	2.5922	-4.6555	1.8438	4.9517	5.5394	3.6856
3	2.5719	-4.5977	1.8117	4.8667	5.4884	3.6672
4	2.5937	-4.5930	1.7867	4.9066	5.5094	3.6758
5	2.4937	-4.5680	1.8672	4.8074	5.4729	3.6319

Un segundo escenario de falla para el caso de circuito abierto del inversor triásico, es el escenario de falla simultánea de dos IGBTs u otra tecnología en corte, los cuales pertenecen a la misma rama correspondientes a la corriente de línea del estator I_{ca} , en donde las corrientes obtenidas se muestran en la Figura 4.25 y como se mencionó anteriormente se corrobora que cuando desaparece un semiciclo o ambos de la misma rama, las dos corrientes de línea del estator restantes se ponen en contrafase, que en este caso son I_{ab} e I_{bc} . La Tabla 4.15 muestra los valores rms y medios obtenidos al abrir los dos IGBTs de la misma rama.

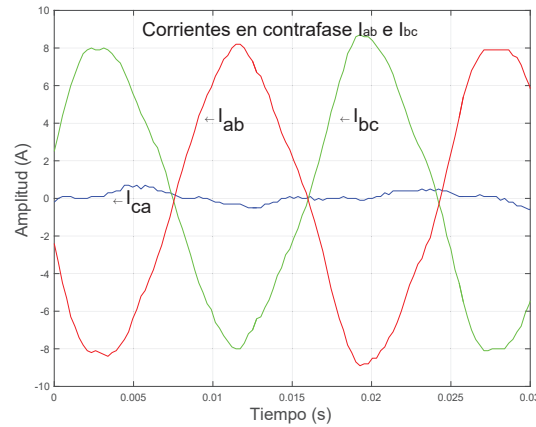


Figura 4.25. Corrientes del estator cuando desaparecen ambos semiciclos de la corriente correspondiente al devanado de I_{ca} .

Tabla 4.15. Valores rms y promedio de las corrientes línea cuando se cortan ambos IGBTs correspondientes al devanado de I_{ca} .

No.	$I_{ab}(\mu)$	$I_{ca}(\mu)$	$I_{bc}(\mu)$	$I_{ab}(rms)$	$I_{ca}(rms)$	$I_{bc}(rms)$
1	0.0375	0.0430	-0.2211	5.6210	0.3061	5.8062
2	0.0078	0.0453	-0.1858	5.6220	0.2759	5.7950
3	0.0070	0.0680	-0.2195	5.6727	0.3073	5.8139
4	-0.0094	0.0563	-0.1734	5.5877	0.2910	5.7680
5	-0.0906	0.0969	-0.1461	5.6730	0.3257	5.8596

Para efectuar el aislamiento de las fallas, el objetivo es encontrar de forma específica el devanado o la sección del mismo que se encuentra en condición de falla. Para efectuar dicha tarea, se busca una estrategia que sea económica computacionalmente hablando. Esto se logra utilizando el grupo de algoritmos implementados para efectuar el diagnóstico y aislamiento de fallas implementados para problemas eléctricos del estator del MI, la premisa se basa en el sentido de que una vez en falla el convertidor de potencia provocará una distorsión en los patrones de corriente que alimentan el MI. Cabe mencionar, que no se considera la condición de falla simultánea de la máquina y el puente de potencia o convertidor de potencia. Los datos obtenidos en las Tablas 4.14 y 4.15 se introducen al algoritmo de lógica difusa basado en reglas de Mamdani. En la Figura 4.26 se muestra que al cortar un interruptor, la variable **Con- I_{ca}** se desplaza hacia la derecha con un valor de 0.495, mientras que **Con- I_{ab}** y **Con-**

I_{bc} se mantienen en 0.165 lo que indica que esas ramas se encuentran sin falla. Por otro lado en la Figura 4.27 se observa que cuando se cortan ambos interruptores de la rama que alimenta a I_{ca} , las variables de salida cambian haciendo que **Con- I_{ca}** se desplace aún más hacia la derecha con un valor de 0.83, mientras que **Con- I_{ab}** y **Con- I_{bc}** permanecen en 0.165 permitiendo realizar el aislamiento de la falla.

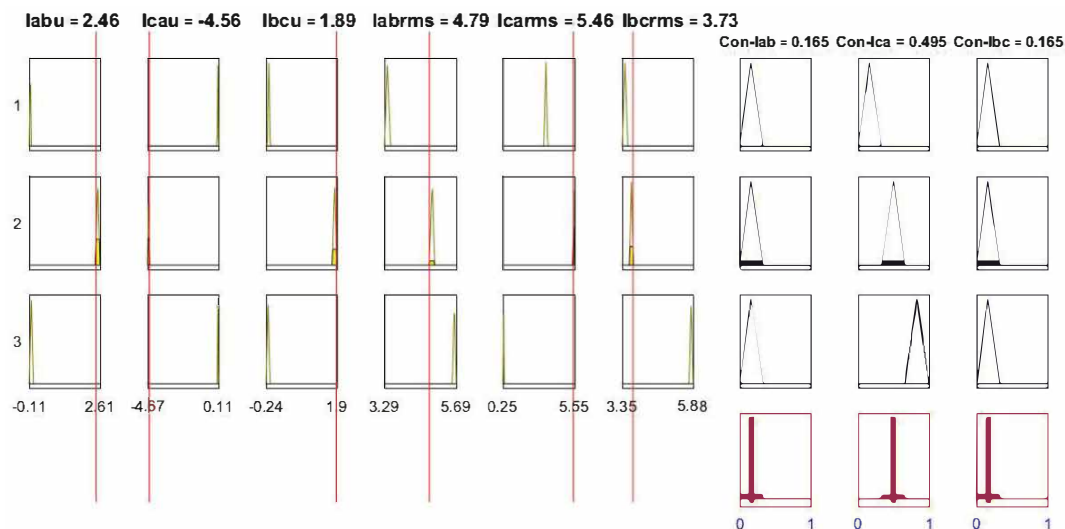


Figura 4.26. Diagnóstico de falla en un IGBT en la rama correspondiente al devanado de I_{ca} .

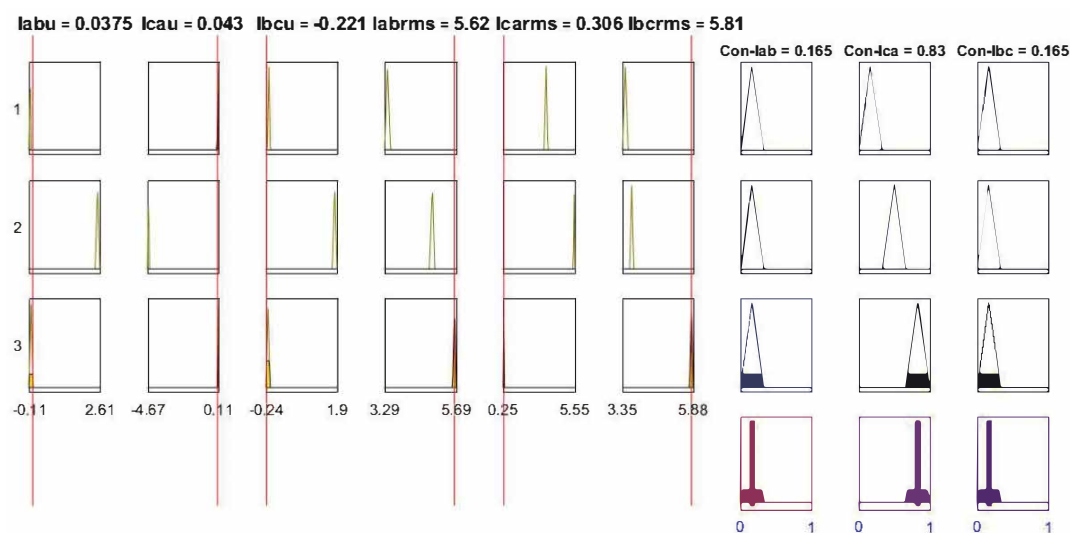


Figura 4.27. Diagnóstico de falla en ambos IGBTs en la rama correspondiente al devanado de I_{ca}

4.5. Técnicas de diagnóstico de fallas mediante el análisis del módulo del ISP

Se aplicaron las técnicas de procesamiento de señales como lo son la DFT y el análisis MRA con diferentes ondeletas madre, las cuales fueron Haar nivel 1, Daubechies D4, Daubechies D6 y Coiflet, las cuales fueron aplicadas al módulo del ISP, obtenido a partir de las corrientes de línea en los devanados del estator, que como se observó en la lista de símbolos, para este caso en la realización de los análisis dichas corrientes de línea son iguales a las corrientes de fase en los devanados del estator del MI.

4.5.1. Diagnóstico de falla de cortocircuito entre espiras mediante análisis espectral

La primer herramienta estudiada en el presente trabajo de investigación es el análisis del contenido en frecuencia del módulo del ISP de las corrientes del estator de un MI. Existen en la literatura trabajos que presentan una caracterización de espectros de firma de falla para diferentes escenarios de falla en este caso particular aplicados al MI [40]. Para el caso particular de la firma de falla debida a problemas en el estator del MI [41] el espectro de frecuencia aparece en múltiplos del doble de la frecuencia fundamental de la corriente del estator del MI como se muestra en Se realizó el diagnóstico de la falla de cortocircuito mediante la FFT al módulo del ISP, el cual fue obtenido aplicando las ecuaciones 2.8 y 2.9 de la sección 2.2, para así obtener los espectros de cada uno de los escenarios de falla. Dado que la frecuencia del espectro de firma de falla en las corrientes del estator ocurre al doble de la frecuencia fundamental, como lo expresa la ecuación (4.1), siendo F_L la frecuencia de línea para $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$ [41]. En la Figura 4.28 se observan las señales de las tres corrientes de línea en el estator y su espectro de Fourier en condición sin falla. En este caso las corrientes de línea del estator se nombran I_a , I_b e I_c debido a que en una conexión en estrella las corrientes de fase en el estator son igual a las corrientes de línea y debido a que en el análisis fasorial las corrientes de línea tomadas fueron las del estator y las corrientes de fase fueron las del inversor en configuración delta.

$$F_{falla} = 2nF_L \quad (4.1)$$

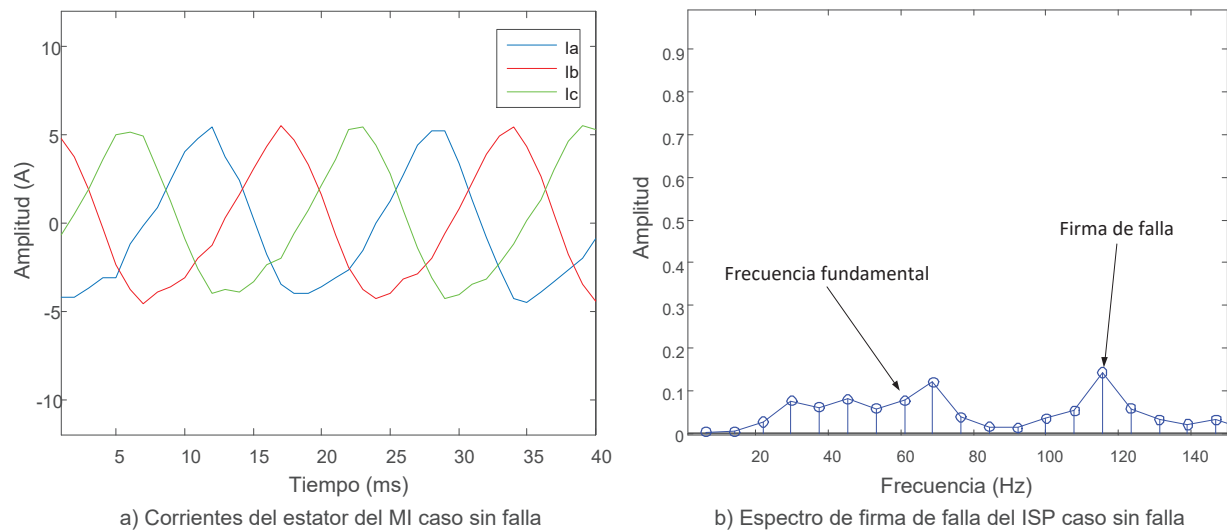


Figura 4.28. Detalle de las corrientes y espectro del ISP caso sin falla.

Por otro lado, en la Figura 4.29 se muestra la falla de cortocircuito de 7 espiras de 45, en donde se puede observar la corriente de línea I_c incrementa su amplitud debido al cortocircuito, al igual que I_a e I_b y el pico en 120 Hz debido a que existe la falla eléctrica en el estator. Por último en la Figura 4.30 se observa la falla de 17 espiras en cortocircuito de un total de 45 en la bobina, por lo que es más evidente que la corriente I_c incrementa en magnitud así como el pico en 120 Hz .

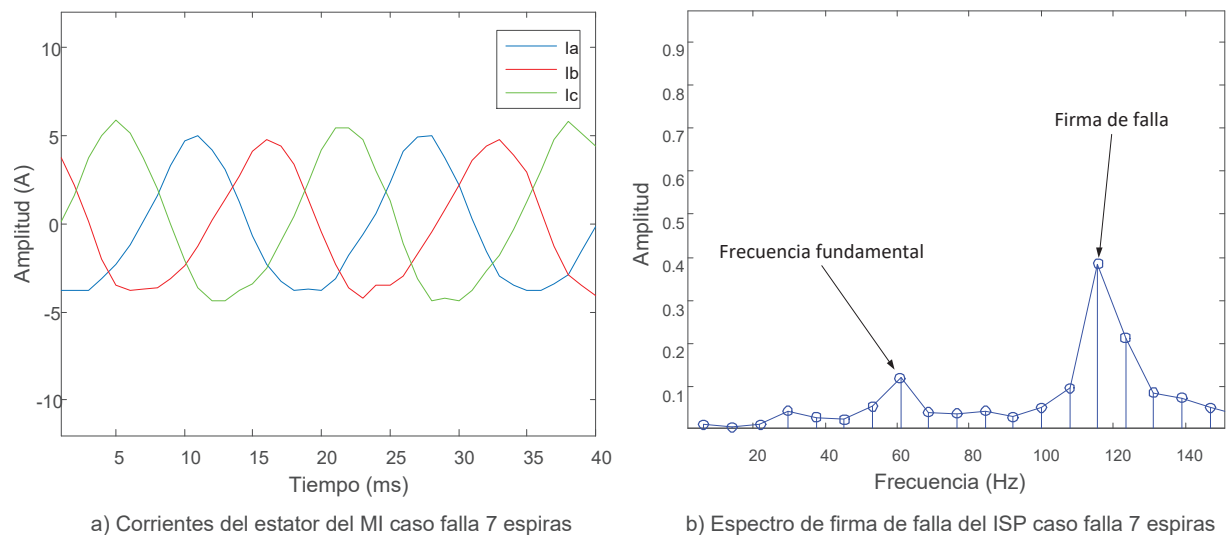


Figura 4.29. Detalle de las corrientes y espectro del ISP caso falla 7 espiras en cortocircuito.

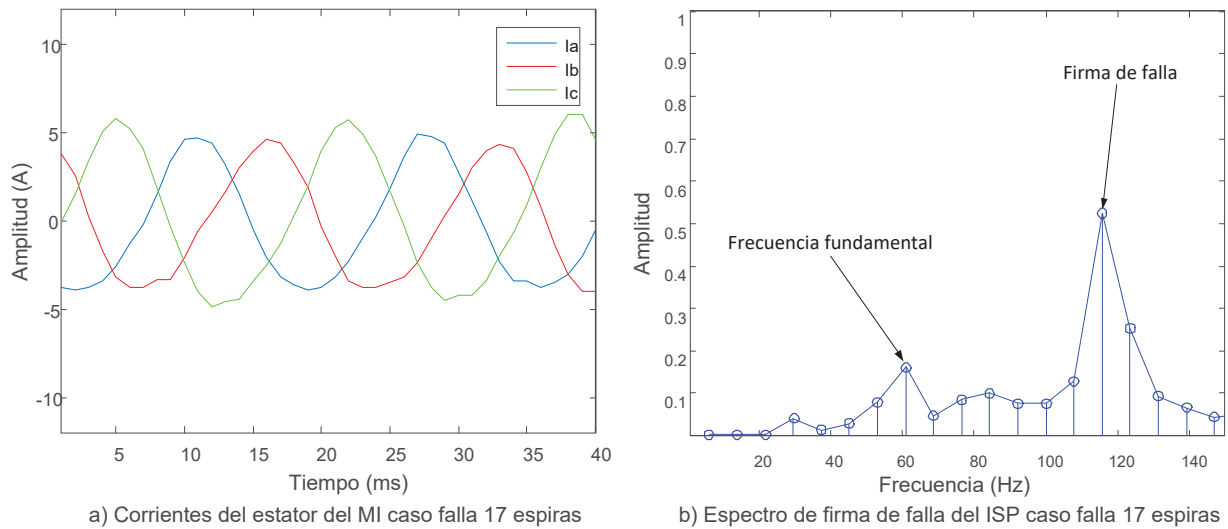


Figura 4.30. Detalle de las corrientes y espectro del ISP caso falla 17 espiras en cortocircuito.

4.5.2. Diagnóstico de falla de cortocircuito entre espiras mediante análisis multirresolución (MRA) con ondeletas

Una herramienta de tipo redundante utilizada de forma adicional al análisis en frecuencia del módulo de ISP, es el uso de la herramienta tiempo frecuencia análisis ondeleta, y además el uso particular de la descomposición multi-nivel conocida como análisis (MRA por sus siglas en inglés). Este análisis consiste en tomar información del módulo del ISP de las corrientes del MI y efectuar una descomposición en múltiples bandas de frecuencia.

Además de la frecuencia de muestreo de la señal F_s . Existen descomposiciones de varios niveles y también ondeletas madre de diferentes niveles. Para los alcances de la investigación se utilizó el análisis MRA de diferentes niveles pero para todos los casos se utilizó una ondeleta madre de primer nivel. Las ondeletas madres utilizadas son: Haar, Daubechies 4, Daubechies 6 y Coiflet, es decir, las utilizadas.

Para el caso particular se capturó un paquete de datos N a una frecuencias de muestreo de $F_s = 3,840\text{Hz}$ y con esta cantidad de información se lograron 6 bandas de frecuencia o niveles de descomposición utilizando la expresión (2.31), los cuales tienen los rangos de frecuencia de 1920 a 960 Hz , de 960 a 480 Hz , de 480 a 240 Hz , de 240 a 120 Hz , de 120 a 60 Hz y por último de 60 a 30 Hz . Se realizaron experimentos utilizando el análisis MRA con ondeletas, las cuales fueron aplicadas al módulo del ISP, para el caso solamente se muestran los resultados con la ondeleta Haar nivel 1 de forma gráfica e incluyendo las

demás en las Tablas 4.16, 4.17, 4.18 y 4.19. Por otra parte tomando en cuenta lo anteriormente mencionado, la firma de falla se presenta al doble de la frecuencia fundamental, en las bandas de frecuencia de entre 60 y 120 Hz .

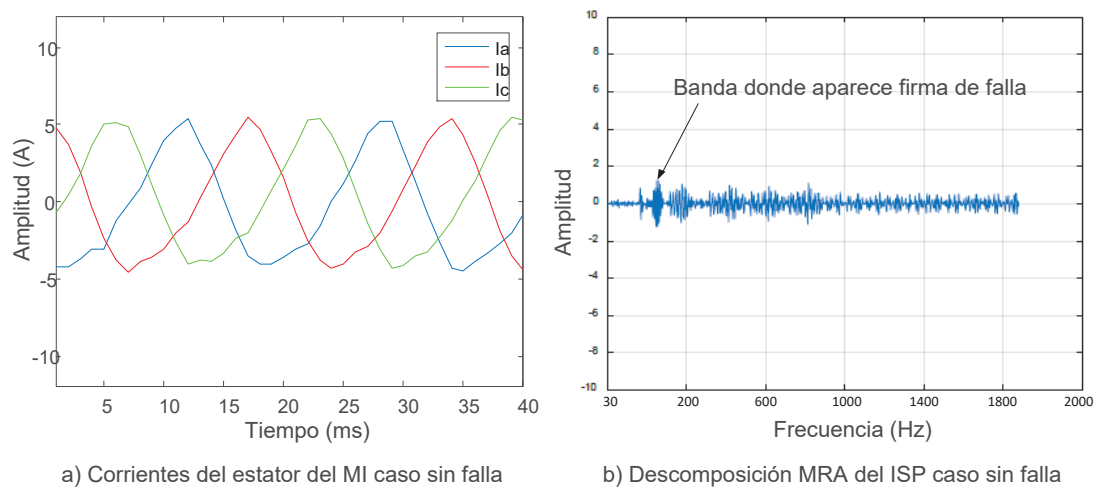


Figura 4.31. Detalle de las corrientes y descomposición MRA caso sin falla.

Cuando se presenta la falla de cortocircuito en 7 espiras de 45 que contiene la bobina del devanado correspondiente a I_c , los coeficientes de la ondeleta crecen en las bandas de frecuencia vecinas a los 120 Hz como se presenta en la Figura 4.32 y en una falla de 17 espiras en cortocircuito es mostrada en la Figura 4.33 haciendo evidente la existencia de dicha falla eléctrica.

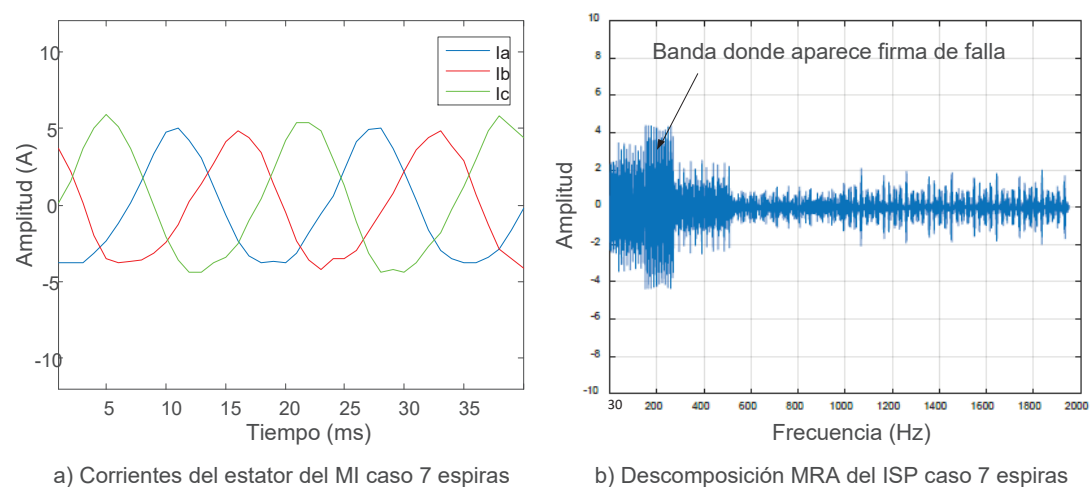


Figura 4.32. Corrientes y descomposición MRA caso 7 espiras en cortocircuito.

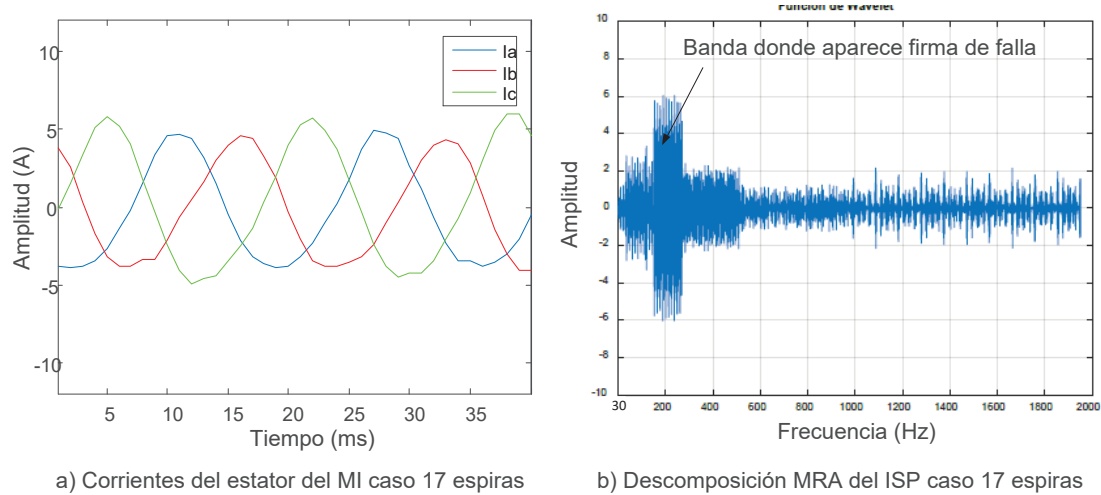


Figura 4.33. Corrientes y descomposición MRA caso 17 espiras en cortocircuito.

En las Tablas 4.16, 4.17, 4.18 y 4.19 se presentan los valores rms de los coeficientes obtenidos mediante el análisis MRA con las diferentes ondeletas madre, lo que se puede observar que con las cuatro diferentes ondeletas utilizadas los valores de las bandas de frecuencia cercanas a 120 Hz son de mayor magnitud, ya que es donde se presenta la firma de falla.

Tabla 4.16. Valores rms obtenidos mediante el análisis MRA utilizando la ondeleta Haar nivel 1

No.	30–60 Hz	60–120 Hz	120–240 Hz	240–480 Hz	480–960 Hz	960–1920 Hz
Caso sin falla						
1	0.0560	0.1691	0.5611	0.4040	0.6079	0.3334
2	0.0595	0.1101	0.3808	0.3095	0.1721	0.1691
3	0.0490	0.0774	0.4019	0.3222	0.1642	0.1724
4	0.1474	0.1160	0.5472	0.4731	0.7192	0.3730
5	0.1474	0.1160	0.5472	0.4731	0.7192	0.3730
Caso falla de 7 espiras en cortocircuito						
1	1.1800	1.7600	2.1672	0.8155	0.3272	0.4631
2	0.9107	3.5588	0.6839	0.8088	0.3368	0.4625
3	1.1931	0.7003	2.4813	0.7905	0.3320	0.4747
4	0.8954	3.0068	0.7970	0.6825	0.3146	0.4733
5	1.2620	1.3849	2.1557	0.8012	0.3175	0.4676
Caso falla de 17 espiras en cortocircuito						
1	0.4732	1.0580	3.0762	0.9276	0.3946	0.4911
2	1.0340	3.9280	0.9200	0.9131	0.4001	0.4865
3	0.7230	1.5544	2.5132	0.8731	0.3637	0.4893
4	1.1051	3.4414	0.8554	0.8356	0.3368	0.4941
5	1.0870	3.4715	1.4844	0.9420	0.3909	0.4907

Tabla 4.17. Valores rms obtenidos mediante la ondeleta Daubechies D4

No.	30–60 <i>Hz</i>	60–120 <i>Hz</i>	120–240 <i>Hz</i>	240–480 <i>Hz</i>	480–960 <i>Hz</i>	960–1920 <i>Hz</i>
Caso sin falla						
1	0.0797	0.2748	1.0987	0.8205	1.3133	0.5979
2	0.1639	0.1411	0.8768	0.5786	0.2792	0.3425
3	0.0675	0.1209	0.8952	0.6052	0.3173	0.3402
4	0.0978	0.1277	1.1532	0.8524	1.5421	0.6388
5	0.0487	0.1709	1.0265	0.7079	0.6755	0.3873
Caso falla de 7 espiras en cortocircuito						
1	2.1224	2.3505	3.8832	1.1576	0.4050	0.9066
2	2.4515	5.2370	3.9772	1.1759	0.4088	0.9087
3	1.6573	5.5323	3.9111	1.1574	0.3909	0.9375
4	2.5153	5.6256	3.4474	1.0488	0.3894	0.9261
5	1.3340	6.5357	3.7163	1.1275	0.3890	0.9258
Caso falla de 17 espiras en cortocircuito						
1	2.0385	5.8030	4.7768	1.3495	0.4662	0.9282
2	1.5252	4.9329	4.4669	1.3088	0.4433	0.9518
3	2.6634	7.1779	4.1151	1.1934	0.4316	0.9614
4	2.7444	4.4482	3.9268	1.1623	0.4220	0.9711
5	2.6571	2.9503	4.4332	1.2753	0.4302	0.9651

Tabla 4.18. Valores rms obtenidos mediante la ondeleta Daubechies D6

No.	30–60 <i>Hz</i>	60–120 <i>Hz</i>	120–240 <i>Hz</i>	240–480 <i>Hz</i>	480–960 <i>Hz</i>	960–1920 <i>Hz</i>
Caso sin falla						
1	0.1167	0.2063	0.7323	0.5162	0.9797	0.3859
2	0.0705	0.0963	0.7362	0.4005	0.1812	0.2443
3	0.0512	0.0584	0.7844	0.4335	0.2104	0.2443
4	0.0408	0.0951	0.7535	0.5815	1.1640	0.4008
5	0.0612	0.0638	0.7827	0.4958	0.4732	0.2543
Caso falla de 7 espiras en cortocircuito						
1	0.5346	4.3670	2.7943	0.6429	0.2520	0.6422
2	1.1854	1.0888	2.8262	0.6469	0.2612	0.6394
3	0.5185	5.2620	2.8679	0.6575	0.2384	0.6636
4	1.3905	1.6556	2.4568	0.5924	0.2462	0.6549
5	0.8142	4.7385	2.6492	0.6314	0.2324	0.6580
Caso falla de 17 espiras en cortocircuito						
1	1.9421	6.4252	3.3668	0.7332	0.2873	0.6750
2	1.8751	1.5116	3.2195	0.7236	0.2705	0.6712
3	2.2341	5.5241	2.9968	0.6403	0.2785	0.6796
4	1.1980	1.3372	2.9278	0.6490	0.2711	0.6837
5	1.1175	2.6585	3.1855	0.6916	0.2619	0.6824

Tabla 4.19. Valores rms obtenidos mediante la ondeleta Coiflet

No.	30–60 Hz	60–120 Hz	120–240 Hz	240–480 Hz	480–960 Hz	960–1920 Hz
Caso sin falla						
1	0.0771	0.2928	0.7080	0.5349	0.9421	0.4171
2	0.0930	0.0799	0.7388	0.4092	0.1904	0.2447
3	0.0674	0.1509	0.7234	0.4280	0.2012	0.2429
4	0.0725	0.0747	0.7973	0.6145	1.1125	0.4481
5	0.0550	0.0469	0.7692	0.4837	0.4693	0.2708
Caso falla de 7 espiras en cortocircuito						
1	0.4033	4.8025	2.7964	0.8043	0.2961	0.6431
2	0.9719	1.7292	2.7702	0.8185	0.2899	0.6403
3	0.6777	5.0006	2.7671	0.8177	0.2769	0.6639
4	1.0356	1.0402	2.3683	0.7187	0.2793	0.6559
5	1.0403	4.1833	2.5699	0.7723	0.2668	0.6580
Caso falla de 17 espiras en cortocircuito						
1	1.8673	6.3894	3.3699	0.9357	0.3236	0.6776
2	1.9407	2.6445	3.2237	0.9127	0.3048	0.6724
3	2.0228	4.9091	2.9284	0.8148	0.3031	0.6807
4	0.9541	2.1633	2.8461	0.8144	0.3032	0.6842
5	0.9184	3.8204	3.2161	0.8869	0.3059	0.6834

4.5.3. Diagnóstico de falla de circuito abierto en el inversor mediante análisis espectral

La falla de circuito abierto en el inversor utilizando el módulo del ISP puede ser localizada en la frecuencia de falla F_{falla} , que se definió mediante la ecuación (4.1) y la cual puede ser encontrada en valores $n = 1, 2, 3, \dots, \infty$ de la frecuencia de línea F_L . La Figura 4.34 muestra el espectro sin falla en el inversor, cuyas corrientes se observaron la Figura 4.22, mientras que la Figura 4.35 muestra el espectro con falla al doble de la frecuencia de línea, es decir, en 120 Hz , cuando un interruptor de la rama que alimenta al devanado correspondiente a la corriente de línea I_c se corta y desaparece el semiciclo positivo y cuyas corrientes se expusieron en la Figura 4.24. Este análisis en conjunto con el análisis fasorial confirma la existencia de la falla de circuito abierto.

Por otro lado, cuando ocurre la falla en la cual se cortan ambos interruptores de la misma rama que alimenta al devanado correspondiente a la corriente de línea I_c , cuyas corrientes se mostraron en la Figura 4.25 y en donde la Figura 4.36 muestra el espectro con falla en 120 Hz , se puede observar en dicha Figura que el pico de frecuencia se incrementa aún más, comprobando la existencia de la falla de circuito abierto en el inversor.

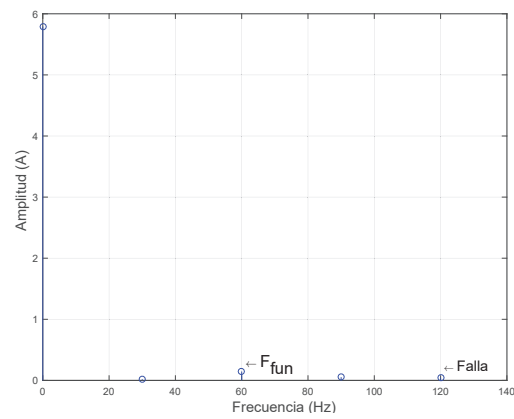


Figura 4.34. Espectro sin falla en el inversor en tiempo y frecuencia.

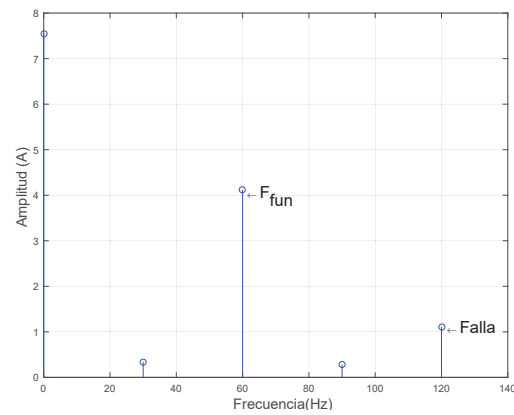


Figura 4.35. Espectro con falla en 1 IGBT del inversor en tiempo y frecuencia.

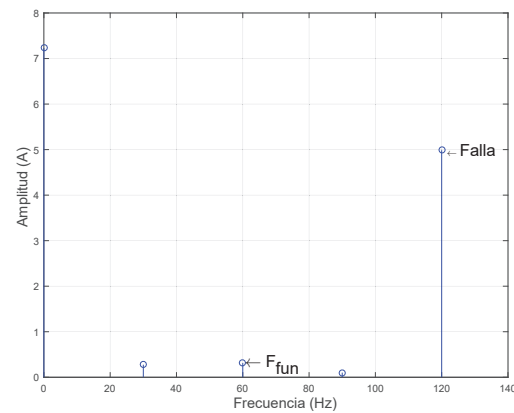


Figura 4.36. Espectro con falla en ambos IGBTs del inversor en tiempo y frecuencia.

4.5.4. Diagnóstico de falla de circuito abierto en el inversor mediante análisis MRA

Para el diagnóstico utilizando este análisis se seleccionó la ondeleta Haar nivel 1, por ser la más sencilla de implementar y por ser una herramienta poderosa que permite descomponer la firma de falla contenida en el ISP [44]. La Tabla 4.20 muestra un análisis comparativo de los valores rms de los coeficientes de la ondeleta, correspondientes a distintas bandas de frecuencia, en donde la firma de falla aparece en la banda de frecuencia de 60 a 120 Hz , que se incrementa de 0.9173 del caso sin falla a 10.7920 para un IGBT en falla y 9.9142 para la falla de ambos IGBTs de la rama que alimenta al devanado correspondiente a la corriente de línea I_c . Por otro lado se hace notorio que la banda de frecuencia de 120 a 240 Hz cambia de 0.6924 a 3.9965 y 4.9419 para uno y ambos IGBTs respectivamente, lo que confirma la falla de circuito abierto en el inversor junto con el análisis fasorial.

Tabla 4.20. Valores rms de los escenarios de falla de circuito abierto utilizando el MRA del ISP.

Nivel	Banda de frecuencia Hz	Sin falla	Falla 1 IGBT	Falla ambos IGBTs
1	960-1920	0.1267	0.3038	0.5784
2	480-960	0.2335	0.7593	1.4634
3	240-480	0.3848	1.8701	3.9965
4	120-240	0.6924	3.9965	4.9419
5	60-120	0.9173	10.7920	9.9142
6	30-60	0.9836	15.5401	1.8034
7	15-30	0.2974	1.3355	0.8308

Capítulo 5

Conclusiones, trabajo a futuro y publicaciones

5.1. Conclusiones

En aplicaciones industriales, comerciales o residenciales, es esencial mantener los MI en condiciones sin fallas y confiables. Estudios realizados revelan que del 21 % al 40 % de las fallas en los MI, son falla relacionadas con defectos en los devanados del estator, por eso, diferentes metodologías han sido propuestas e implementadas para el diagnóstico de este tipo de fallas. Sin embargo, la mayoría de estas envuelven estrategias matemáticas muy complejas que analizan señales de corriente y vibración en el dominio tiempo-frecuencia, haciéndolas extremadamente demandantes para su implementación en línea. El mérito de este trabajo de investigación es la introducción de una técnica que utiliza operaciones de aritmética fundamental para realizar el análisis. Este enfoque está diseñado para detectar y clasificar fallas incipientes y severas de cortocircuito entre espiras de los devanados del MI, así como también las fallas de circuito abierto en los interruptores IGBT que conforman el inversor de la fuente de alimentación. La metodología propuesta analiza las asimetrías de las corrientes de fase en el inversor y las corrientes de línea en el estator, utilizando el análisis fasorial en el dominio del tiempo, la cual utiliza bajos recursos computacionales y la lógica difusa basada en Mamdani, para la detección y el aislamiento de estas fallas eléctricas a carga y velocidad constantes. Los resultados obtenidos fueron a partir de 30 experimentos realizados para cada uno de los diferentes escenarios de falla, los cuales fueron en cortocircuito entre espiras de los devanados del MI, condición sana o sin falla, falla incipiente simple de cortocircuito (7 espiras en cortocircuito), falla simple severa de cortocircuito (17 espiras en cortocircuito), falla doble incipiente simultánea de cortocircuito (5 y 7 espiras en dos devanados), falla doble severa simultánea de cortocircuito (12 y 17 espiras en dos devanados), así como para fallas de circuito abierto en el inversor con 30 experimentos de falla de 1 IGBT y 30 experimentos

para la falla de ambos IGBTs de la misma rama. La metodología propuesta fue probada contra otras metodologías en la literatura demostrando un gran desempeño en tiempo de procesamiento y el aislamiento de las fallas eléctricas mencionadas.

Distribuciones de probabilidad fueron mostradas utilizando el análisis de la media (μ) y de las tres sigmas ($\pm 3\sigma$), para visualizar las variaciones de las corrientes y de los ángulos de fase para corroborar la detección y e aislamiento de las fallas simples y dobles de cortocircuito en los devanados de estator del MI, permitiendo ver los adelantos y atrasos tanto de las corrientes, como de los ángulos de fase.

La presente metodología ofrece un enfoque comprensivo para la detección y el aislamiento de las fallas eléctricas que se mencionaron, poniendo al análisis fasorial como herramienta clave en los procesos de diagnóstico. Aunque existen diferentes metodologías y algunas aislar, la metodología en la cual está basado este trabajo de investigación permite no solo aislar la falla de cortocircuito en un devanado del estator, sino también en dos de forma simultánea, cosa que la mayoría de metodologías propuestas en la literatura no han logrado aún, haciendo esta técnica una técnica novedosa para el diagnóstico.

5.2. Trabajo a futuro

Como trabajo a futuro se pretende utilizar la metodología propuesta realizando pruebas a velocidad y carga variables, implementando el circuito variador de carga y el tacómetro digital mostrados en los apéndices A y B, para así poder visualizar si es posible aislar las fallas de cortocircuito entre espiras de los devanados del MI para una posible publicación en revista.

5.3. Publicaciones

Durante este trabajo doctoral se realizaron las siguientes publicaciones:

1. Aplicación de técnicas tiempo – frecuencia para detección de fallas de corto circuito en motores de inducción trifásicos. 23o. Seminario de investigación, Universidad Autónoma de Aguascalientes. 2022.
2. Detección de fallas de cortocircuito en motores de inducción trifásicos. Pistas Educativas, Vol. 44, No. 143, Pp. 776–793. Tecnológico Nacional de México en Celaya, México, julio 2022. ISSN: 2448-847X

3. Short-Circuit Fault Diagnosis on Induction Motors through Electric Current Phasor Analysis and Fuzzy Logic. *Energies* 2023, 16(1), 516.
<https://doi.org/10.3390/en16010516>
4. Short-Circuit Fault Diagnosis on the Windings of Three-Phase Induction Motors through Phasor Analysis and Fuzzy Logic. *Energies* 2024, 17(16), 4197.
<https://doi.org/10.3390/en17164197>
5. Electric Fault Diagnosis in Induction Machines Using Motor Current Signature Analysis (MCSA). *Time Series Analysis - Recent Advances, New Perspectives and Applications*. ItechOpen, 2024. ISBN: 978-0-85466-052-7, Print ISBN: 978-0-85466-053-7.
<https://doi.org/10.5772/intechopen.111223>
6. Open Circuit Fault Diagnosis in Induction Motor Driver Inverter. *Induction Motors - Latest Research and Applications*. ItechOpen, 2024. ISBN: 978-0-85014-811-4, Print ISBN: Pending. doi: 10.5772/intechopen.1006637
7. Detección de desbalance mecánico en máquinas eléctricas con plataforma digital de bajo costo. *Pistas educativas*, Vol. 45, No. 147, Pp. 236–253. Tecnológico Nacional de México en Celaya, México, enero–junio 2024. ISSN: 2448-847X
8. Detección de fallas incipientes de cortocircuito en un aerogenerador (PMSG) basado en las transformadas de Fourier y Ondeleta. *Pistas educativas*, Vol. 46, No. 148, Pp. 586–601. Tecnológico Nacional de México en Celaya, México, julio–diciembre 2024. ISSN: 2448-847X
9. Diagnosis of Multiple Short-Circuit Faults in Three-Phase Induction Motors Using Electric Phasor Analysis of Line Currents and Fuzzy Logic. *Processes* 2025, 13(1), 70.
<https://doi.org/10.3390/pr13010070>
10. Se tiene sometido un artículo cuyo título es: Diagnóstico de fallas eléctricas del estator en motor bldc, una comparativa, para su posible publicación en la revista *Pistas Educativas*, agosto–diciembre 2025. ISSN: 2448-847X

Capítulo 6

Apéndices

En este capítulo se muestran algunas adecuaciones necesarias para la realización de la experimentación, que se reporta en esta tesis, mostrando su fabricación e implementación en el siguiente orden:

- Apéndice A. Fabricación e implementación del circuito variador de carga.
- Apéndice B. Fabricación e implementación del tacómetro digital.
- Apéndice C. Fabricación e implementación del módulo de conexiones para el MI.
- Apéndice D. Fabricación e implementación de la placa de sujeción.
- Apéndice E. Fabricación e implementación de sensor de efecto Hall.

Apéndice A

Fabricación e implementación del circuito variador de carga

Aquí se muestra el diseño del circuito variador de carga, así como el maquinado y adecuación de algunos componentes para su implementación.

A.1. Circuito variador de carga

La Figura A.1 muestran el diagrama esquemático del circuito variador de carga, el cual incorpora el 40N60PFD que es un IGBT de potencia que maneja 600 V y 40 A, conectado a un optoacoplador de alta velocidad basado en MOSFET/IGBT el PC923.

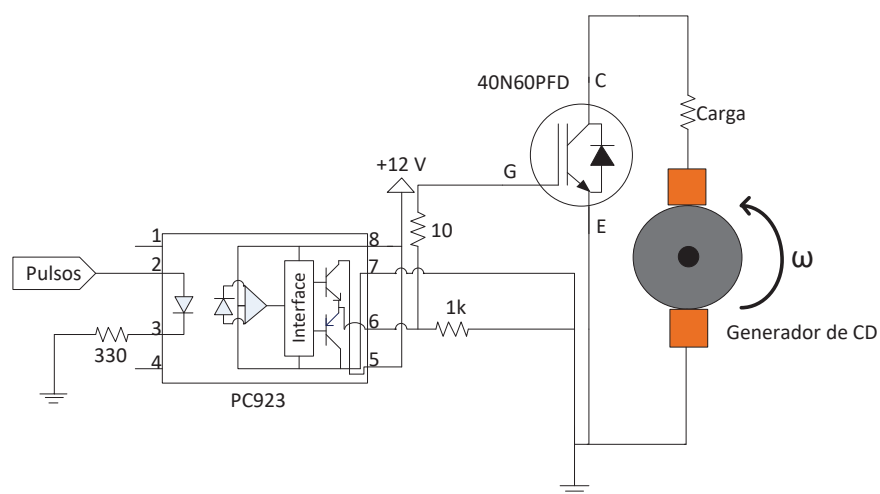


Figura A.1. Circuito variador de carga.

A.1.1. Implementación del circuito variador de carga

Para la implementación del variador de carga, primeramente se acondicionó el disipador de calor para el IGBT 4N60PFD, realizando un corte de material para montaje, esto utilizando una fresadora como se observa en la Figura A.2.

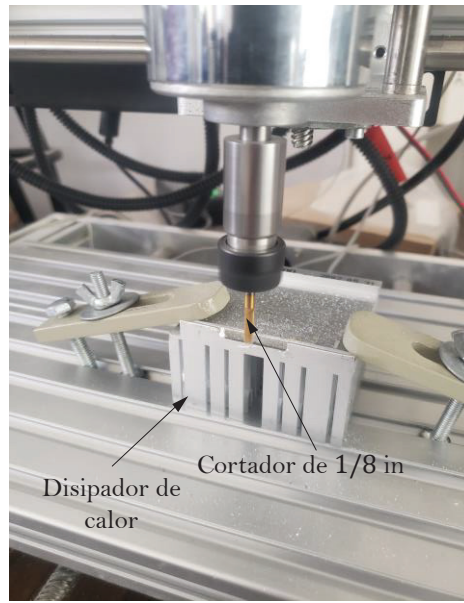


Figura A.2. Proceso de corte en el disipador de calor.

Por último se implementó el circuito como es presentado en la Figura A.3, mediante el cual con ayuda de un generador de señales se realizaron las pruebas preliminares y se observó su funcionalidad.

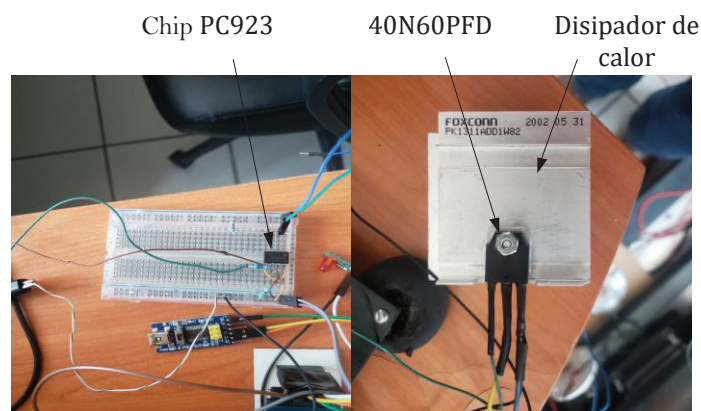


Figura A.3. Implementación del variador de carga.

Apéndice B

Fabricación e implementación del tacómetro digital

En esta sección se muestra el diseño y fabricación de componentes para la adecuación del tacómetro digital.

B.1. Diseño y fabricación de piezas

Se diseñaron varias piezas en la herramienta computacional de diseño mecánico SolidWorks, para la elaboración del tacómetro digital. La Figura B.1 ilustra el detalle de diseño de las diferentes piezas necesarias.

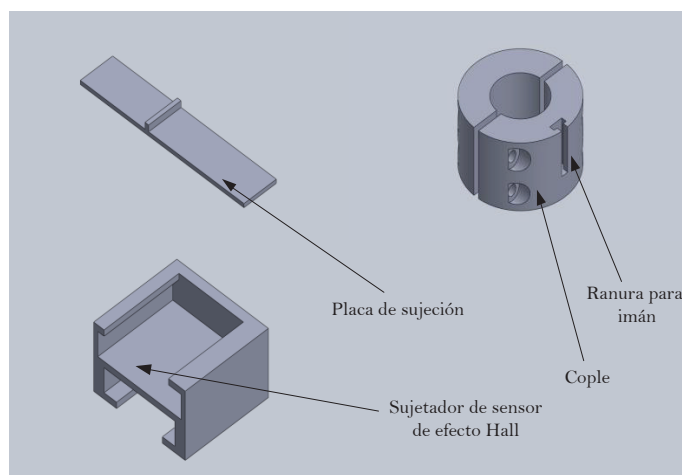


Figura B.1. Detalle de diseño de piezas elaboradas en SolidWorks.

Se guardan las piezas realizadas en SolidWorks como archivo .stl y mediante la herramienta computacional Colido 3 Repetier Host se genera el código para impresión en 3D para cada una de ellas, como se observa en la Figura B.2.

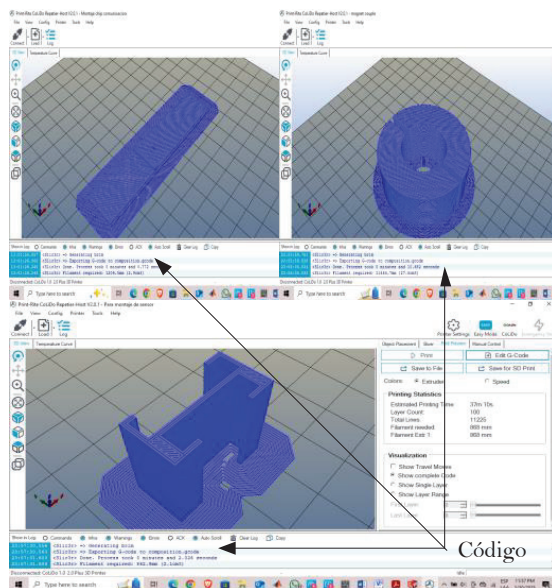


Figura B.2. Generación de código para impresión 3D de diferentes piezas.

Por último, se utilizó una impresora 3D de la marca Minifab 3D para fabricar las piezas, la cual utiliza un polímero de alta resistencia. La Figura B.3 muestra los productos terminados.

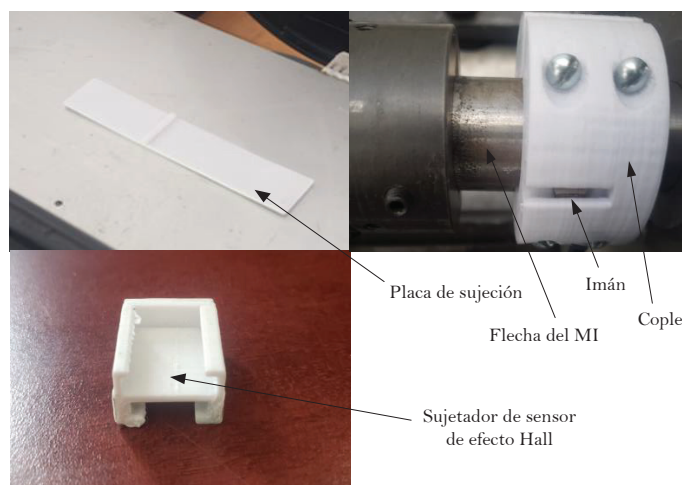


Figura B.3. Fabricación de piezas.

B.1.1. Implementación de tacómetro digital

Se agregó un gabinete color negro con algunas adecuaciones, las cuales fueron el corte de la sección triangular para el montaje del display LCD, montaje mediante placa de sujeción del circuito con DSP de la marca Microchip. La Figura B.4 muestra la implementación del tacómetro, el cual está conectado al sensor de efecto Hall contenido en el sujetador, en conjunto con un imán de neodimio montado en su cople de sujeción. La Figura B.5 muestra estos detalles.

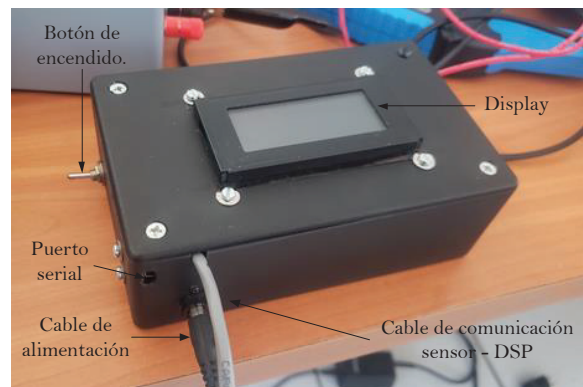


Figura B.4. Tacómetro digital.

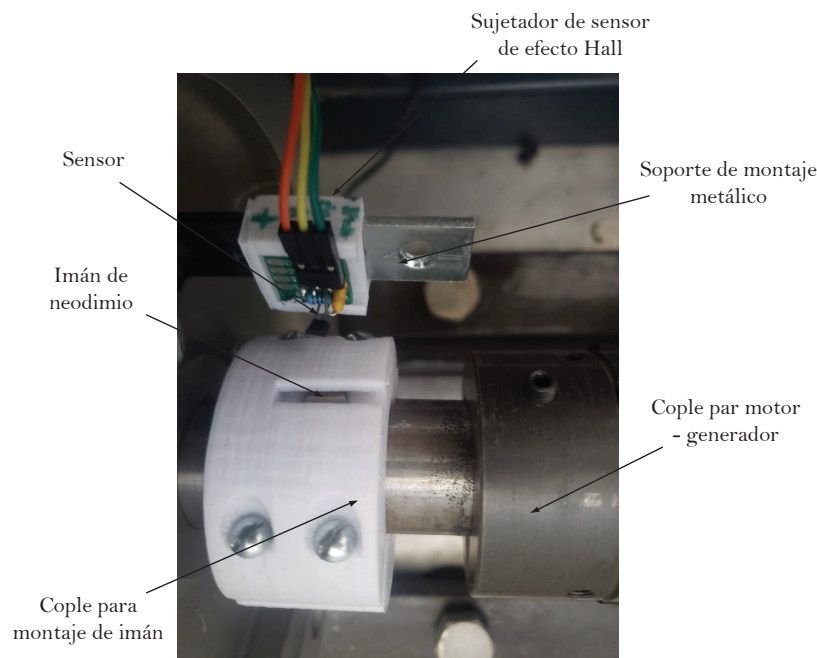


Figura B.5. Montaje de sensor de efecto Hall para medir velocidad angular del MI.

Apéndice C

Fabricación e implementación de módulo de conexiones para el MI

En esta sección se muestra el diseño y fabricación del módulo de conexiones de alimentación del motor, taps y neutro en el MI.

C.1. Diseño, fabricación y montaje del módulo

Se diseñó el módulo de conexiones del MI en la herramienta computacional de diseño mecánico SolidWorks, el cual consta de los espacios para las terminales de alimentación, los taps y el neutro. La Figura C.1 ilustra el detalle de diseño de las diferentes piezas necesarias.

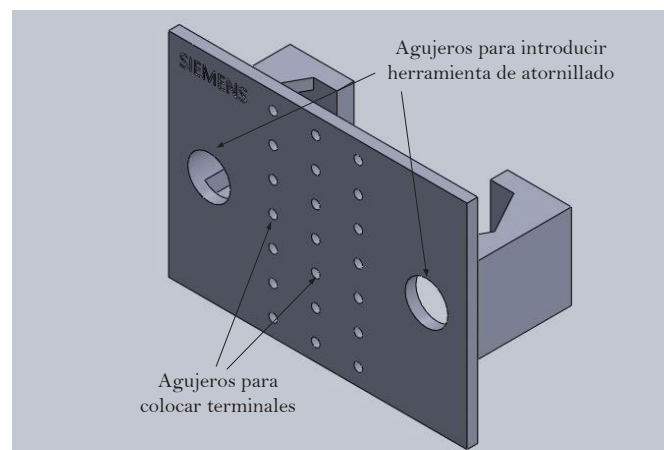


Figura C.1. Detalle de diseño de pieza elaborada en SolidWorks.

Se guarda la pieza realizada en SolidWorks como archivo .stl y mediante la herramienta computacional Colido 3 Repetier Host se genera el código para impresión en 3D como se observa en la Figura B.2.

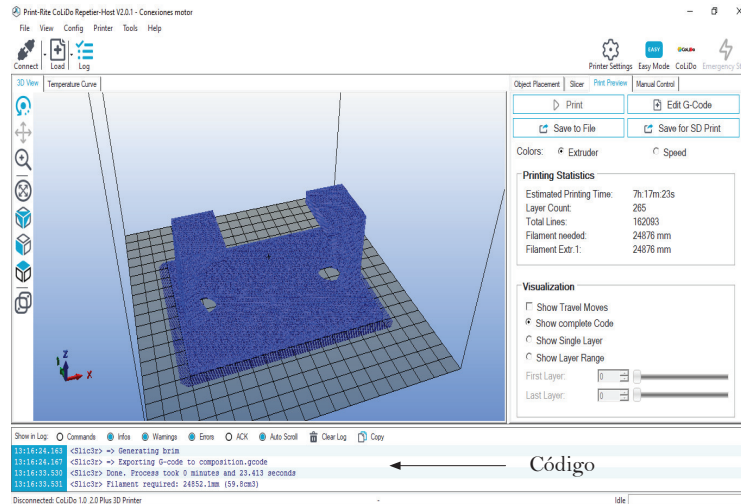


Figura C.2. Generación de código para impresión 3D del módulo de conexiones.

Por último, se utilizó una impresora 3D de la marca Minifab 3D para fabricar las piezas, la cual utiliza un polímero de alta resistencia. La Figura B.3 muestra el producto terminado y montado en el MI.

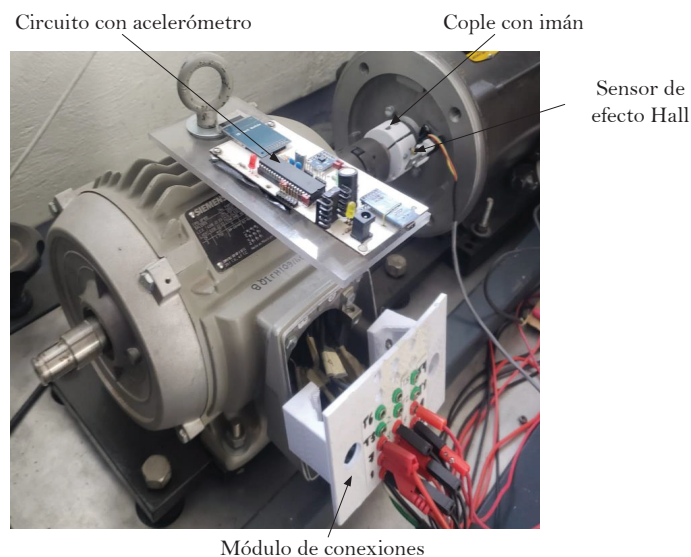


Figura C.3. Fabricación de la pieza y montaje en MI.

Apéndice D

Fabricación e implementación de placa de sujeción

En esta sección se muestra el diseño y fabricación de la placa que fue utilizada para el montaje del circuito con acelerómetro en el MI.

D.1. Diseño, fabricación y montaje de la placa

Se diseñó la placa en la herramienta computacional de diseño mecánico SolidWorks, la cual consta de un barreno para sujeción. La Figura D.1 muestra el detalle de diseño.

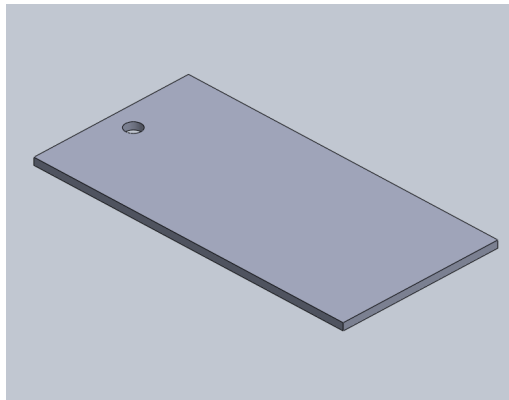


Figura D.1. Detalle de diseño de placa en SolidWorks.

Posteriormente se maquinó la pieza utilizando una placa de acrílico, la cual fue cortada para obtener las dimensiones deseadas. La Figura D.2 muestra el proceso de maquinado.



Figura D.2. Proceso de maquinado de la placa de sujeción.

Por último, se realizó el montaje del circuito con acelerómetro en la placa de sujeción. La Figura D.3 muestra el montaje en el MI.



Figura D.3. Montaje del circuito con acelerómetro en MI.

Apéndice E

Fabricación e implementación de sensor de efecto Hall

En esta sección se muestra la fabricación e implementación del sensor de efecto Hall, que le fue conectado al tacómetro digital para realizar la medición de la velocidad real del MI.

E.1. Fabricación e implementación

Se utilizó un interruptor de efecto Hall el A3144 que opera a alta temperatura y un imán de neodimio para la fabricación del sensor de efecto Hall. La Figura E.1 muestra el circuito esquemático. La implementación es mostrada en el apéndice B.1.1.

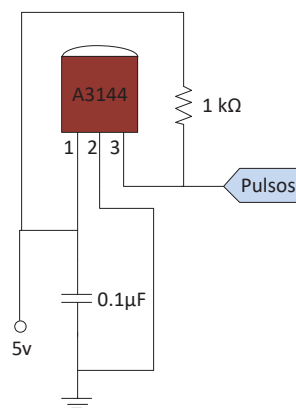


Figura E.1. Diagrama esquemático del sensor de efecto Hall.

A3144

Resistencia de 1 k Ω

Capacitor 0.1 μ F

Figura E.2. Circuito terminado.

Bibliografía

- [1] María Cristina Verde Rodarte. *Aportaciones a la ingeniería en México: Automatización e inteligencia para el bienestar*. Centro de Investigaciones Interdisciplinarias en Ciencias y Humanidades, UNAM, 2016.
- [2] Siddiqui K.M., Sahay K., and Giri V.K. Health monitoring and fault diagnosis in induction motor: A review. *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, 3(1):6549–6565, January 2014.
- [3] T. Garcia-Calva, D. Morinigo-Sotelo, V. Fernandez-Cavero, and R. Romero-Troncoso. Early detection of faults in induction motors: A review. *Energies*, 15(21), Oct 2022.
- [4] Chapman S. J. *Máquinas eléctricas*. McGraw Hill, 5a edition, 2012.
- [5] S. Nandi, H. Toliyat, and X. Li. Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors: A review. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 20(4):719–729, 2005.
- [6] Jigyasu R., Sharma A., Mathew L., and Chatterji S. A review of condition monitoring and fault diagnosis methods for induction motor. *Proceedings of the Second International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS)*, pages 1713–1721, 2018.
- [7] Frosini F. Novel diagnostic techniques for rotating electrical machines: A review. *Energies MDPI*, 13(19):50–66, 2020.
- [8] Almounajjed A., Sahoo A. K., Kumar M. K., and Subudhi S. K. Stator fault diagnosis of induction motor based on discrete wavelet analysis and neural network technique. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, 9(1):142–157, March 2023.

- [9] Garcia-Calva T.A. and R. J. Morinigo-Sotelo D. Romero-Troncoso. Non-uniform time resampling for diagnosing broken rotor bars in inverter-fed induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64:2306–2315, 2017.
- [10] Hassan O. E., Amer M., Abdelsalam A. K., and Williams B. W. Induction motor broken rotor bar fault detection techniques based on fault signature analysis: a review. *IET Electr. Power Appl.*, 12:895–907, 2018.
- [11] Ahmed Alwodai, Tie Wang, Zhi Chen, Fengshou Gu, Robert Cattley, and Andrew Ball. A study of motor bearing fault diagnosis using modulation signal bispectrum analysis of motor current signals. *Journal of Signal and Information Processing*, 04:72–79, January 2013.
- [12] M.A. Alsaedi. Fault diagnosis of three-phase induction motor: A review. *Optics MDPI*, 4(1-1), November 2015.
- [13] C. H. De Angelo, G. R. Bossio, S. J. Giaccone, M. I. Valla, J. A. Solsona, and G. O. Garcia. Online model-based stator-fault detection and identification in induction motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 56(11):4671–4680, November 2009.
- [14] S. H. Im and B. G. Gu. Study of induction motor inter-turn fault part i: Development of fault models with distorted flux representation. *Energies MDPI*, 15(3), January 2022.
- [15] S. H. Im and B. G. Gu. Study of induction motor inter-turn fault part ii: Online model-based fault diagnosis method. *Energies MDPI*, 15(3), January 2022.
- [16] A. Paz-Parra, Amaya-Enciso M. C., Olaya-Ochoa J., and Palacios-Peñaranda J. A. Stator fault diagnosis on squirrel cage induction motors by esa and epva. *Workshop on Power Electronics and Power Quality Applications*, pages 1–6, July 2013.
- [17] B. Akhil Vinayak, K. Anjali Anand, and G. Jagadanand. Wavelet-based real-time stator fault detection of inverter-fed induction motor. *IET Electric Power Applications*, 14(1):1–5, 2020.
- [18] A. Glowacz, W. Glowacz, Z. Glowacz, and J. Kozik. Early fault diagnosis of bearing and stator faults of the singlephase induction motor using acoustic signals. *Measurement*, 113:1–9, January 2018.
- [19] A. L. Martinez-Herrera, E. R. Ferrucho-Alvarez, L. M. Ledesma-Carrillo, R. I. Mata-Chavez, M. Lopez-Ramirez, and E. Cabal-Yepe. Multiple fault detection in induction motors through homogeneity and kurtosis computation. *Energies MDPI*, 15(4), February 2022.

-
- [20] Skowron M., Orlowska-Kowalska T., Wolkiewicz M., and J. Kozik Kowalski C.T. Convolutional neural network-based stator current data-driven incipient stator fault diagnosis of inverter-fed induction motor. *Energies MDPI*, 13(6), 2020.
- [21] H. F. Azgomi and J. Poshtan. Induction motor stator fault detection via fuzzy logic. *21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, pages 1–5, 2013.
- [22] Rengifo J., Moreira J., Vaca-Urbano F., and Alvarez-Alvarado M.S. Detection of inter-turn short circuits in induction motors using the current space vector and machine learning classifiers. *Energies MDPI*, 17(10), 2024.
- [23] S. M. A. Cruz, F. Filippetti A. Stefani, and A. J. M. Cardoso. A new model-based technique for the diagnosis of rotor faults in rfoc induction motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 55(12):4218–4228, December 2008.
- [24] M. S. R. Krishna and K. S. Ravi. Fault diagnosis of induction motor using motor current signature analysis. *2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*, pages 180–186, 2013.
- [25] Ebrahimi B.M., Faiz J., Lotf fard S., and Pillay P. Novel indices for broken rotor bars fault diagnosis in induction motors using wavelet transform. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 30:131–145, 2012.
- [26] Romero-Troncoso R.J., Garcia-Perez A., Morinigo-Sotelo D., Duque-Perez O., Osornio-Rios R.A., and Ibarra-Manzano M.A. Rotor unbalance and broken rotor bar detection in inverter-fed induction motors at start-up and steady-state regimes by highresolution spectral analysis. *Electric Power Systems Research*, 133:142–148, 2016.
- [27] El Bouchikhi E.H., Choqueuse V., and Benbouzid M. Induction machine faults detection using stator current parametric spectral estimation. *Mechanical Systems and Signal Processing*, 52-53:447–464, February 2015.
- [28] Armaki M.G. and Roshanfekar R. A new approach for fault detection of broken rotor bars in induction motor based on support vector machine. *18th Iranian Conference on Electrical Engineering*, pages 732–738, May 2010.
- [29] Xie F., Fan Q., Li G., Wang Y., Sun E., and Zhou S. Motor fault diagnosis based on convolutional block attention module-xception lightweight neural network. *Entropy MDPI*, 26, 2024.
-

- [30] A. Sadeghian, Z. Ye, and B. Wu. Online detection of broken rotor bars in induction motors by wavelet packet decomposition and artificial neural networks. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 58(7):2253–2263, 2009.
- [31] Zolfaghari S., Noor S. B. M., Rezazadeh Mehrjou M., Marhaban M. H., and Mariun N. Broken rotor bar fault detection and classification using wavelet packet signature analysis based on fourier transform and multi-layer perceptron neural network. *Applied Sciences MDPI*, 8(1):25, 2018.
- [32] Immovilli F., Bellini A., Rubini R., and Tassoni C. Diagnosis of bearing faults in induction machines by vibration or current signals: a critical comparison. *IEEE Transactions on Industrial Applications*, 46(4):1350–1359, 2010.
- [33] Duan Z., Wu T., Guo S., Shao T., Malekian R., and Li Z. Development and trend of condition monitoring and fault diagnosis of multi-sensors information fusion for rolling bearings: a review. *The International Journal of Advanced Manufacturing Technology*, 96:803–819, 2018.
- [34] Cerrada M. A review on data-driven fault severity assessment in rolling bearings. *Mechanical Systems and Signals Processing*, 99:169–196, 2018.
- [35] Furqan A., Muhammad T., and Sung H. K. Comparative study of three fault diagnostic methods for three phase inverter with induction motor. *International Journal of Fuzzy Logic and Intelligent Systems*, 17(4):245–256, 2017.
- [36] Gultekin M.A. and Bazzi A. Review of fault detection and diagnosis techniques for ac motor drives. *Energies MDPI*, 16(15):5602, 2023.
- [37] Wang Y., Li Z., Minghui X., and Ma H. A. A comparative study of two diagnostic methods based on the switching voltage pattern for igbt open-circuit faults in voltage-source inverters. *Journal of Power Electronics*, 16(3):1087–1096, 2016.
- [38] Trabelsi M., Boussak M., and Benbouzid M. Multiple criteria for high performance real-time diagnostic of single and multiple open-switch faults in ac-motor drives: Application to igbt-based voltage source inverter. *Electric Power Systems Research*, 144:136–149, 2016.
- [39] J. Vignolo-Barchiesi. *Introducción al Procesamiento Digital de Señales*. Pontificia Universidad Católica de Valparaíso, Chile, 2008.

-
- [40] Milanez D.L. and Emanuel A. E. The instantaneous-space-phasor a powerful diagnosis tool. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 52(1):143–148, February 2003.
- [41] Villalobos-Piña F. J. and Álvarez Salas R. Algoritmo robusto para el diagnóstico de fallas eléctricas en el motor de inducción trifásico basado en herramientas espectrales y ondeletas. *Revista Iberoamericana de Automática e Informática industrial*, 12(3):292–303, 2015.
- [42] Carrillo González C. J. *Fundamentos del Análisis de Fourier*. Universidad de Vigo, Escola Técnica Superior de Enxeñeiros Industriais Universidade de Vigo, Portugal, 2003.
- [43] J. G. Proakis and D. G. Manolakis. *Tratamiento digital de señales*. PEARSON/Prentice Hall, Madrid, España, 4 edition, 2007.
- [44] J. S. Walker. *A Primer on Wavelets and their Scientific Applications*. Taylor and Francis Group, United States of America, 2 edition, 2008.
- [45] Haykin S. *Neuronal Networks and Learning Machines*. PEARSON/Prentice Hall, New Jersey, United States of America, 3 edition, 2009.
- [46] Andrew Yan-Tak Ng. Machine learning course. University of Stanford, California, United States of America, December 2022.
- [47] Jyh-Shing R. J. and Chuen-Tsai Sun. *Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence*. Prentice-Hall, New Jersey, United States of America, 1996.
- [48] G. Williams. *Linear Algebra with Applications*. McGraw Hill, United States of America, 4 edition, 2001.
- [49] William Mendenhall, Robert J. Beaver, and Barbara M. Beaver. *Introducción a la probabilidad y estadística*. CENGAGE Learning, United States of America, 10 edition, 2010.
- [50] Douglas C. Montgomery. *Statistical Quality Control*. WILEY, Arizona State University, United States of America, 6 edition, 2009.