



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ

CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO

FACULTAD DE INGENIERÍA

Diagnóstico de Fallas en Variadores de Velocidad por Medio de Mediciones del Sistema

TESIS PROFESIONAL

PARA OBTENER EL GRADO DE:
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN EN CONTROL AUTOMÁTICO

Presenta:

Ing. José Ángel Pecina Sánchez

Asesores de Tesis:

Dr. Daniel Ulises Campos Delgado

Dr. Diego Rivelino Espinoza Trejo

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
CENTRO DE INVESTIGACIÓN Y ESTUDIOS DE POSGRADO
MAESTRÍA EN INGENIERÍA ELÉCTRICA
OPCIÓN EN CONTROL AUTOMÁTICO

Tesis:

Diagnóstico de Fallas en Variadores de Velocidad por Medio
de Mediciones del Sistema

Presenta:

Ing. José Ángel Pecina Sánchez

Sinodales:

Dr. Daniel Ulises Campos Delgado

Dr. Diego Rivelino Espinoza Trejo

Dra. Elvia Ruth Palacios Hernández

Dr. Enrique Eduardo Carbajal Gutiérrez

Dra. Nancy Visairo Cruz

20 de octubre de 2011

AL ING. JOSÉ ÁNGEL PECINA SÁNCHEZ
P R E S E N T E. –

En atención a su solicitud de Tema y Temario, presentada por los **Dres. Daniel Ulises Campos Delgado y Diego Rivelino Espinoza Trejo**, Asesor y Coasesor de la Tesis que desarrollará Usted, con el objeto de obtener el Grado de **Maestría en Ingeniería Eléctrica**. Me es grato comunicarle que en la Sesión de Consejo Técnico Consultivo celebrada el día 20 de octubre del presente año, fue aprobado el Tema y Temario propuesto

TEMARIO

**“DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN VARIADORES DE VELOCIDAD POR
MEDIO DE MEDICIONES DEL SISTEMA”**

Introducción.

- I Antecedentes y contribución del trabajo de tesis.
- II. Diagnóstico de fallas a través de mediciones del sistema.
- III Sistema de diagnóstico para una configuración en lazo abierto
- IV Sistema de diagnóstico para una configuración en lazo cerrado

Conclusiones y trabajo futuro

Apéndice.

Bibliografía.

“MODOS ET CUNCTARUM RERUM MENSURAS AUDEBO”

A T E N T A M E N T E


ING. ARMANDO VIRAMONTES ALDANA
DIRECTOR



UNIVERSIDAD AUTÓNOMA
DE SAN LUIS POTOSÍ
FACULTAD DE INGENIERÍA
DIRECCION

’bcb



**FACULTAD
DE INGENIERÍA**

Av. Manuel Nava 8
Zona Universitaria CP 78290
San Luis Potosí, S.L.P.
tel. (444) 826 2330 al39
fax (444) 826 2336
www.uaslp.mx

Resumen

En los últimos años la industria en México y en el resto del mundo ha estado en una constante lucha por mejorar y optimizar los procesos productivos, y sobre todo, contar con plantas más confiables, seguras y con una alta capacidad de producción. Para enfrentar este reto, algunas empresas han adoptado diferentes estrategias como el mantenimiento preventivo y correctivo; sin embargo, esto no descarta el hecho de que se pueden desarrollar diversas fallas en los elementos que conforman la planta. En consecuencia, los sistemas de monitoreo y diagnóstico se han convertido en un elemento clave para las diferentes estrategias de mantenimiento. En este ámbito, uno de los elementos que actualmente tiene un fuerte impacto en los diferentes sectores de la industria moderna es el variador de velocidad para máquinas eléctricas. Este dispositivo es ampliamente utilizado en las cadenas de producción y forma parte medular en diferentes procesos automatizados. En este trabajo de tesis se aborda la problemática del diagnóstico de fallas de interruptor abierto en variadores de velocidad para motores de inducción trifásicos. Para este estudio, se considera un enfoque basado en datos para el diseño de los algoritmos de diagnóstico, para los cuales, únicamente se emplean las mediciones de las corrientes de estator. Los esquemas propuestos son capaces de evaluar 18 escenarios de falla de interruptor abierto en el inversor. En este contexto, la detección de las diferentes condiciones de falla se lleva a cabo mediante el monitoreo de la magnitud del vector de Park. Mientras tanto, en lo referente a la tarea de aislamiento de la falla, se proponen dos metodologías para la evaluación de fallas sencillas y dobles; la primera propuesta evalúa fallas de interruptor abierto bajo una operación en estado estacionario o cuasi-estacionario; en la segunda metodología, se presenta un algoritmo capaz de evaluar condiciones de fallas bajo esquemas de control, tanto en lazo abierto como lazo cerrado. Finalmente, resultados experimentales y en simulación validan las ideas propuestas en esta investigación.

Dedicatoria

A mis padres y hermanos.

Agradecimientos

A Dios, por darme la oportunidad de terminar este proyecto y por todas las bendiciones dadas a lo largo de mi vida.

A mis padres, por su apoyo incondicional, por sus sacrificios y esfuerzos, por guiarme y alentarme ante los obstáculos que se me presentaron para lograr el éxito en mi superación como profesional.

A mis mentores y asesores de tesis, Dr. Daniel Ulises Campos Delgado y Dr. Diego Rivelino Espinoza Trejo, por haber confiado en mi persona, por el apoyo y los consejos, por la paciencia y dirección de este trabajo.

A mis profesores, por sus enseñanzas.

A mis compañeros y amigos, por la amistad y los buenos momentos, por haber hecho de mi paso por el posgrado una experiencia agradable y única.

Agradezco el apoyo otorgado por CONACYT a través de una beca de maestría (No. 230074). Además, el soporte financiero recibido de proyectos PROMEP (103.5/10/5465 y 103.5/11/1057) para una estancia en la Coordinación Académica Región Altiplano de la UASLP.

Índice General

Capítulo

Introducción	1
1. Antecedentes y Contribución del Trabajo de Tesis	2
1.1. Conceptos Fundamentales en el Diagnóstico de Fallas	3
1.2. Variadores de Velocidad para Motores de Inducción	4
1.3. Condiciones de Falla en los Variadores de Velocidad	6
1.4. Principales Enfoques para el Diagnóstico de Fallas	7
1.4.1. Diagnóstico de Fallas Basado en Procesamiento de Datos	8
1.4.2. Diagnóstico de Fallas Basado en Inteligencia Artificial	9
1.4.3. Diagnóstico de Fallas Basado en Modelos	10
1.4.4. Consideraciones Generales	10
1.5. Objetivos y Alcances	11
1.5.1. Objetivo Particular	11
1.5.2. Alcances	11
1.6. Descripción General de la Tesis	12
2. Diagnóstico de Fallas a través de Mediciones del Sistema	13
2.1. Análisis Preliminar	13
2.2. Técnicas de Diagnóstico	17

2.2.1.	Transformación de Park	17
2.2.2.	Trayectoria del Vector de Corriente	20
2.2.3.	Vector de Park del Valor Medio de las Corrientes	22
2.2.4.	Análisis de Componentes Simétricas	23
3.	Sistema de Diagnóstico para una Configuración en Lazo Abierto	26
3.1.	Control Escalar Volts/Hertz	26
3.2.	Esquema para la Detección de Fallas	28
3.3.	Esquema para el Aislamiento de Fallas	29
3.3.1.	Técnica de Clasificación Bayesiana	29
3.3.2.	Vector de Características	32
3.4.	Validación Experimental de la Metodología Propuesta	35
3.4.1.	Desempeño del Sistema de Diagnóstico	43
4.	Sistema de Diagnóstico para una Configuración en Lazo Cerrado	48
4.1.	Control por Campo Orientado para el Motor de Inducción	49
4.1.1.	Modelo Dinámico del Motor de Inducción	49
4.1.2.	Estrategia de Control por Campo Orientado	51
4.2.	Esquema de Detección	54
4.3.	Esquema de Aislamiento	54
4.4.	Validación de la Estrategia de Diagnóstico	59
4.4.1.	Resultados de Datos Experimentales en Lazo Abierto	60
4.4.2.	Resultados de Simulación en Lazo Cerrado	65
	Conclusiones y Trabajo Futuro	74
	Apéndice	
A.	Caracterización Matemática de las Condiciones de Falla	77
A.1.	Derivaciones Analíticas de los Perfiles de Corriente	77
	Bibliografía	82

Índice de Tablas

Tabla

2.1. Panorama general de la dirección de los perfiles de falla en el actuador de potencia considerando las corrientes de fase para generar residuos: (+) denota una corriente fluyendo solamente en la dirección positiva y (−) sólo en dirección negativa.	16
3.1. Localización de los diferentes modos de falla.	33
3.2. Desempeño del clasificador Bayesiano ante la presencia de ruido en las señales monitoreadas.	43
3.3. Parámetros del MI empleados en la evaluación.	44
4.1. Parámetros Físicos del Motor de Inducción.	50
4.2. Firmas resultantes para cada clase de falla.	57
4.3. Parámetros del motor de inducción utilizados en la simulación.	66
4.4. Ganancias PI empleadas en la estrategia de control FOC.	66
A.1. Derivaciones analíticas de los perfiles de las corrientes de estator para fallas simples de interruptor abierto.	80
A.2. Derivaciones analíticas de los perfiles de las corrientes de estator para fallas simultáneas de interruptor abierto.	81

Índice de Figuras

Figura

1.1. Clasificación de los sistemas de diagnóstico.	3
1.2. Topología básica de un variador de velocidad.	5
1.3. Descripción del esquema FDI basado en procesamiento de señales.	11
2.1. Mediciones para una falla en el interruptor superior de la fase a	15
2.2. Mediciones para dos fallas simultáneas en el interruptor superior de la fase a y en el interruptor superior de la fase b	15
2.3. Proyección de un sistema trifásico abc a un bifásico dq	18
2.4. Trayectoria del vector de corriente en el plano polar dq	20
2.5. Trayectorias del vector de corriente en el plano polar dq ante fallas sencillas (parte superior) y simultáneas (parte inferior) de interruptor abierto. . .	21
2.6. Componentes simétricas de tres fasores desbalanceados.	23
2.7. Suma gráfica de las componentes simétricas de tres fasores desbalanceados. . .	24
3.1. Esquema de control Volts/Hertz en lazo abierto.	27
3.2. Distribución de las fallas en el espacio de características.	34
3.3. Diagrama de flujo del algoritmo de diagnóstico.	35
3.4. Esquemático de la topología VSI trifásica (izquierda) y banco de pruebas del motor de inducción (derecha).	36

3.5. Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental Caso A (Lazo Abierto).	37
3.6. Caso A (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.	38
3.7. Caso A (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) aislamiento de la falla.	38
3.8. Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental Caso B (Lazo Abierto).	39
3.9. Caso B (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.	40
3.10. Caso B (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) aislamiento de la falla.	40
3.11. Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental Caso C (Lazo Abierto).	41
3.12. Caso C (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.	42
3.13. Caso C (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) aislamiento de la falla.	42
3.14. Mediciones de las corrientes de estator ante un desbalance en las impedancias de los devanados de estator.	45
3.15. Corrientes de estator obtenidas durante la simulación (Lazo Abierto).	46
3.16. Detección de la falla (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.	46
3.17. Aislamiento de la falla (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) clasificación de la falla.	47
4.1. Diagrama a bloques de la estrategia de control vectorial FOC.	53
4.2. Trayectorias del vector de corriente en el plano dq ante fallas sencillas y simultáneas de interruptor abierto.	56
4.3. Diagrama de flujo del esquema de detección y aislamiento de fallas.	59
4.4. Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental Caso D (Lazo Abierto).	61

4.5. Caso D (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla. . .	61
4.6. Histograma obtenido durante la ventana de evaluación Caso D (Lazo Abierto).	62
4.7. Caso D (Lazo Abierto): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.	62
4.8. Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental Caso E (Lazo Abierto).	63
4.9. Caso E (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla. . .	64
4.10. Histograma obtenido durante la ventana de evaluación Caso E (Lazo Abierto).	64
4.11. Caso E (Lazo Abierto): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.	65
4.12. Regulación de la velocidad mecánica en lazo cerrado del MI.	66
4.13. Medición de la velocidad mecánica y par de carga aplicado al MI antes y después de la falla Caso F (Lazo Cerrado).	68
4.14. Corrientes de estator antes y después de la falla Caso F (Lazo Cerrado). . .	68
4.15. Caso F (Lazo Cerrado): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla. . .	69
4.16. Histograma obtenido durante la ventana de evaluación Caso F (Lazo Cerrado).	69
4.17. Caso F (Lazo Cerrado): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.	70
4.18. Medición de la velocidad mecánica y par de carga aplicado al MI antes y después de la falla Caso G (Lazo Cerrado).	71
4.19. Corrientes de estator antes y después de la falla Caso G (Lazo Cerrado). . .	71
4.20. Caso G (Lazo Cerrado): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla. . .	72
4.21. Histograma obtenido durante la ventana de evaluación Caso G (Lazo Cerrado).	72
4.22. Caso G (Lazo Cerrado): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.	73

A.1. Perfiles en las corrientes de estator de la fase a bajo una condición de falla:	
(I) falla en S_4 , (II) falla en S_1	78

Introducción

Actualmente la sociedad depende fuertemente de la disponibilidad y el correcto funcionamiento de los complejos procesos tecnológicos, los cuales, se ven involucrados principalmente en la industria. Debido a esto, hay una creciente demanda por productos de calidad, además de tecnologías que reduzcan los costos y generen una capacidad de producción confiable, lo cual involucra que la complejidad y el grado de automatización de los procesos técnicos sea cada vez mayor, por lo que se exige contar con mayores índices de confiabilidad y rentabilidad en los sistemas. Una forma para lograr confiabilidad y seguridad en los sistemas es mejorar la calidad y robustez de los componentes individuales involucrados en el proceso de manufactura, tales como sensores, actuadores, máquinas, controladores o computadoras. Aún así, un sistema libre de fallas durante su operación no puede ser garantizado.

Por esta razón, los procesos de monitoreo y diagnóstico de fallas se han convertido en un elemento clave de los sistemas de control automático moderno [23]. Una detección temprana de la falla puede ayudar a evitar paros repentinos en el proceso automatizado e inclusive, evitar accidentes en los que se vean involucrados seres humanos y material peligroso. En consecuencia, una rápida detección y un correcto diagnóstico de las posibles fallas facilitará las decisiones en una emergencia, al momento de tomar acciones correctivas o al llevar a cabo una reparación en el sistema.

CAPÍTULO 1

Antecedentes y Contribución del Trabajo de Tesis

Hoy en día el motor de inducción constituye uno de los elementos clave en el sistema de fuerza de una planta industrial. Además, en la mayoría de las aplicaciones en la industria moderna se opera en condiciones de velocidad variable o cuasi-constante, por lo que se requiere de un control preciso de la velocidad. Para lograr el objetivo de control de velocidad usualmente se recurre a variadores de velocidad, donde a través de un actuador de potencia (inversor trifásico) y de un esquema de control, se puede lograr la operación del motor de inducción en un régimen de velocidad variable [34]. Sin embargo, es posible que el variador de velocidad desarrolle diversas fallas que impedirían su correcto funcionamiento e inclusive, el paro total del sistema si las fallas no son detectadas a tiempo [6, 17, 39].

En este capítulo se aborda la problemática del diagnóstico de fallas en variadores de velocidad para motores de inducción. Primero, se presentan los conceptos básicos sobre diagnóstico de fallas en sistemas dinámicos. Enseguida se describe de manera general el variador de velocidad y se muestran las condiciones de falla que puede desarrollar el actuador de potencia. Posteriormente se detallan los principales enfoques para el diagnóstico de fallas, y se describe de manera general la literatura más relevante revisada durante el desarrollo del proyecto. Por último, se da a conocer la contribución y descripción general de este trabajo de tesis.

1.1 Conceptos Fundamentales en el Diagnóstico de Fallas

En un sentido general, una *falla* es algo que desvía el comportamiento del sistema de su condición nominal, de tal manera que éste no satisface su propósito [43]. A partir de esta noción, se deriva el concepto general del diagnóstico de fallas, el cual consiste en determinar el tipo, tamaño y localización de los posibles escenarios de falla, y radica básicamente en la implementación de las siguientes tareas:

- △ **Detección de la falla:** esto es, la indicación de que algo va mal en el sistema monitoreado, lo cual implica la ocurrencia de una falla. En esta etapa se determina el instante de tiempo en que aparece la falla.
- △ **Aislamiento de la falla:** en esta etapa, se determina la ubicación de la falla dentro del sistema, es decir, qué elemento tiene un comportamiento anormal.
- △ **Análisis o identificación de la falla:** en esta etapa, se determina el tipo, y/o magnitud de la falla.

Un sistema de diagnóstico de fallas, dependiendo de su alcance se puede denominar como sistema FD (detección de fallas por sus siglas en inglés), sistema FDI (para detección y aislamiento de fallas) o FDIA (para detección, aislamiento y análisis), tal y como se muestra en la Fig. 1.1. La mayoría de los sistemas contienen únicamente las etapas de detección y aislamiento, ya que la etapa de análisis o identificación puede ser sumamente compleja o inclusive imposible de llevar a cabo para algunos sistemas.

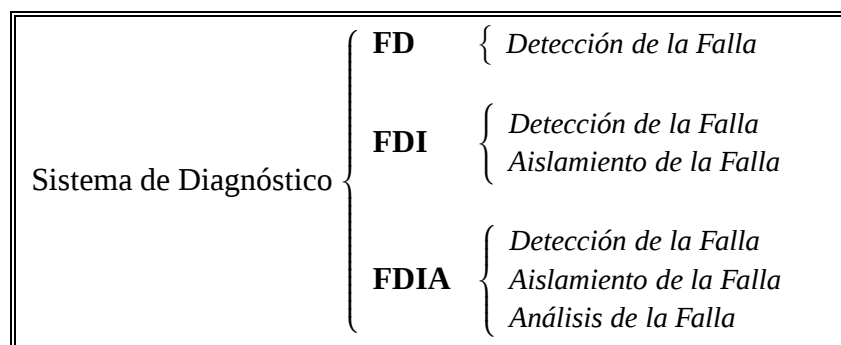


Figura 1.1: Clasificación de los sistemas de diagnóstico.

Por otro lado, para diseñar la etapa de diagnóstico es importante considerar las propiedades de *detectabilidad* y *aislabilidad* del sistema dinámico a estudiar [23, 30]; la propiedad de detectabilidad de fallas tiene que ver con la habilidad del sistema de detectar

cambios en el comportamiento de la planta, y determinar si se trata o no de una falla. Por otra parte, la propiedad de aislabilidad se refiere a la capacidad del sistema de diagnóstico de distinguir la falla.

Por lo general, la detección y diagnóstico de fallas se lleva a cabo en línea. Cuando se diseñan los algoritmos de diagnóstico, se deben distinguir principalmente los siguientes objetivos [30, 32]:

1. **Generación de residuos:** estas mediciones artificiales son generadas a partir de las observaciones de la planta monitoreada que son, los valores medidos de las entradas y salidas del sistema. Idealmente, las señales de residuo son cercanas a cero cuando no ocurre una falla, y diferentes de cero de manera significativa cuando la falla ocurre.
2. **Diseño de las reglas de decisión:** esta tarea consiste en diseñar las reglas de decisión que resolverán el problema de diagnóstico, de tal manera que al evaluar los residuos generados, sea posible llevar a cabo la detección, aislamiento e identificación de la falla.

Finalmente, se resalta que la capacidad del sistema de diagnóstico para distinguir las diferentes fallas depende de las propiedades físicas de la planta, el tamaño de las fallas, ruido, perturbaciones y errores de modelo, y en general, de como se diseñe el algoritmo de diagnóstico.

1.2 Variadores de Velocidad para Motores de Inducción

Hoy por hoy el motor de inducción (MI) es el motor eléctrico (ME) ampliamente usado en el sector industrial, inclusive en aplicaciones en donde se requiere de un control preciso en la corriente de arranque, par aplicado y sobre todo, de la velocidad mecánica. De hecho, en la Unión Europea, es una de las cargas más importantes y representa el 70 % del consumo de la energía eléctrica [2].

De acuerdo a [37], el principio de funcionamiento del MI puede ser descrito de la siguiente manera. Cuando se conecta el MI a la red eléctrica, las corrientes que circulan en los devanados de estator generan un campo magnético rotatorio, el cual, gira a la frecuencia de las tensiones trifásicas de alimentación; este campo giratorio engendrado en

el estator induce fuerzas electromotrices en las fases del rotor, produciendo el flujo de corrientes en los conductores del mismo. Como consecuencia, de la interacción entre el campo magnético giratorio del estator y las corrientes inducidas en el rotor, se origina un par electromagnético sobre el rotor, el cual, tiende a seguir al campo magnético giratorio originado en el estator.

De esta manera, para lograr la variación de velocidad en el MI, se requiere modificar simultáneamente amplitud y frecuencia de los voltajes de alimentación de la máquina. Los variadores de velocidad (VV) son dispositivos electrónicos que pueden producir voltajes de amplitud y frecuencia variable, por lo que son ampliamente utilizados para la regulación de velocidad en máquinas eléctricas. De hecho, en estudios previos [2–4], la aplicación de VV como controladores ha sido identificada como la tecnología para ME con un importante potencial para el ahorro de energía eléctrica.

En la Fig. 1.2 se ilustra la topología básica de un variador de velocidad. Inicialmente, por medio de un rectificador, el voltaje trifásico de alimentación de corriente alterna (CA) es convertido a un voltaje fijo de corriente directa (CD), el cual es filtrado posteriormente. Finalmente, el inversor convierte el voltaje de CD a un voltaje simétrico de salida de CA con magnitud y frecuencia deseada, el cual es aplicado al motor. Si el voltaje de CD de entrada se mantiene fijo, se puede obtener un voltaje variable de salida haciendo variar la ganancia del inversor, lo que se consigue normalmente aplicando un esquema de control por modulación de ancho de pulso (PWM por sus siglas en inglés) dentro del inversor [7,34].

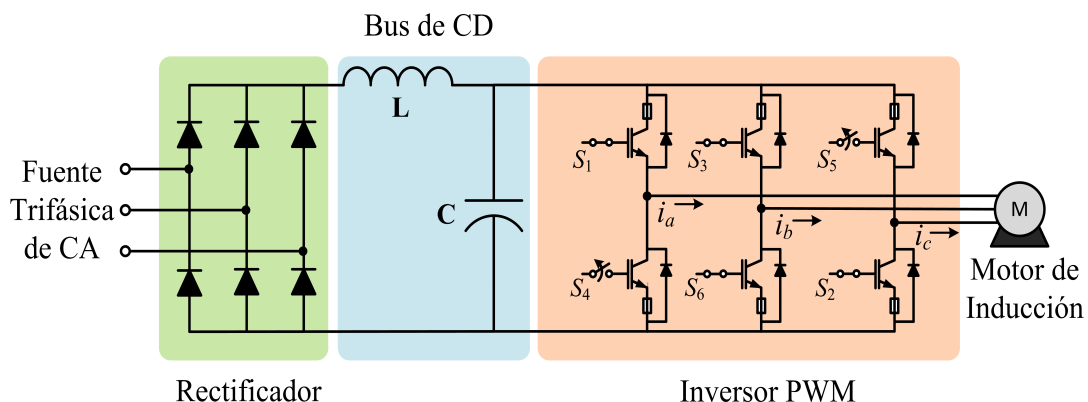


Figura 1.2: Topología básica de un variador de velocidad.

Por otra parte, diversos estudios realizados en actuadores de potencia para VV alimentados por una fuente de tensión trifásica demuestran que se pueden desarrollar diversas fallas que impedirían su correcto funcionamiento [14, 15]. Estas fallas pueden estresar el sistema y provocar averías en el motor si no se detectan a tiempo, lo que puede provocar un paro repentino en el proceso automatizado.

Además, se ha encontrado en la literatura que las fallas más comunes en el VV han sido previamente caracterizadas, donde se observó que el 63 % de los usuarios experimentan fallas en los primeros 12 meses de operación [36, 40]. También, se reportó que un 38 % de estas fallas ocurren en la sección del convertidor de potencia [28]. En consecuencia, un esquema FDI en el inversor evitará amplios periodos de inactividad, lo cual, mejorará la disponibilidad y rendimiento del inversor, reduciendo además los costos de mantenimiento.

1.3 Condiciones de Falla en los Variadores de Velocidad

En la literatura ya existen estudios previos realizados en el diagnóstico de fallas en VV, donde las diferentes condiciones de falla pueden ser clasificadas de acuerdo a los elementos que lo conforman. Estas condiciones de falla se clasifican en [17]:

- I) Fallas propias del motor (fallas mecánicas y eléctricas).
- II) Fallas en el actuador de potencia.
- III) Fallas en los sensores.

Una amplia descripción de las condiciones de falla presentadas anteriormente se pueden encontrar en [17, 20, 22]. En este contexto, el presente trabajo de tesis aborda la problemática del diagnóstico de fallas en el actuador de potencia, que como se mencionó anteriormente, en la mayoría de los casos las fallas en el VV ocurren en este elemento.

Generalmente las fallas típicas en el actuador de potencia están relacionadas ya sea con la fuente de alimentación o con el convertidor [46]. Algunas fallas que se pueden presentar en el actuador de potencia se listan a continuación:

F.1 Fuentes de alimentación trifásicas desbalanceadas.

F.2 Entrada única de línea de alimentación a tierra.

F.3 Compuerta o base abierta del semiconductor (interruptor) de potencia.

F.4 Corto circuito en el semiconductor de potencia.

F.5 Corto circuito en el capacitor del bus de CD.

De la clasificación anterior se pueden hacer las siguientes observaciones:

- Una falla F.4 y F.5 en el actuador de potencia accionaría los fusibles de protección o inclusive podría destruir algunas partes del sistema, por lo que el variador de velocidad detendría su operación.
- Al ocurrir una falla F.3 se modificará la ganancia del inversor que estaba siendo entregada, por lo que el dispositivo no será capaz de proporcionar los voltajes o corrientes esperados por el MI. Esta falla también podría presentarse debido a una pérdida de accionamiento en el interruptor de potencia o una falla intermitente de encendido. De hecho, si la topología de la fuente inversora de voltaje (VSI) incluye fusibles de protección por cada rama del inversor (ver Fig. 1.2), una falla F.4 puede ser manejada como falla de interruptor abierto F.3.
- Al presentarse una falla F.1 y F.2 el variador de velocidad puede seguir operando, pero es claro que se presentará un deterioro en su rendimiento.

En este trabajo de tesis se considera el diagnóstico de fallas de interruptor abierto (F.3). En este sentido, para realizar el diagnóstico de las fallas de interruptor abierto en la VSI, es necesario monitorear constantemente el estado de las variables del sistema, que para este caso, únicamente se requieren las mediciones de las corrientes de estator. Este tipo de falla ha sido previamente estudiada por diversos grupos de investigación [21, 25, 33, 48]; sin embargo, en este trabajo de tesis se atacan algunas deficiencias de los enfoques previos, logrando un enfoque que no depende del modelo del motor y puede utilizarse si el variador opera en lazo abierto o cerrado.

1.4 Principales Enfoques para el Diagnóstico de Fallas

Los algoritmos en el diagnóstico de fallas de los variadores de velocidad son muy diversos en términos de fundamentos teóricos, ventajas e inconvenientes. Sin embargo, el objetivo principal del sistema de diagnóstico es obtener señales sensibles a las fallas (residuos), pero robustas ante incertidumbres de modelo, ruido y perturbaciones desconocidas [51]. En esta sección, se presentan los principales enfoques que han sido introducidos en años recientes para el diagnóstico de fallas.

1.4.1 Diagnóstico de Fallas Basado en Procesamiento de Datos

Asumiendo que ciertas señales en el proceso contienen información acerca de las fallas de interés, y esta información se presenta en forma de síntomas (comportamiento característico), es posible llevar a cabo el diagnóstico de las fallas a través de un adecuado procesamiento de los datos medidos. En este método se utilizan funciones en el dominio de tiempo para la generación de los residuos tales como magnitudes, valores medios aritméticos o cuadráticos, momentos estadísticos, o funciones en el dominio de la frecuencia como densidad espectral de potencia, análisis del espectro en frecuencia, análisis cepstral, etc [22,24]. En la literatura, la mayoría de los trabajos relacionados al diagnóstico de fallas en VV se basan en el procesamiento de señales. Algunas de las metodologías propuestas se sustentan en análisis vibracional, así como en el análisis de las componentes en frecuencia de las señales de corriente de estator y voltajes de fase, con el fin de detectar y aislar las posibles fallas [38,39]. También, con el propósito de detectar características especiales ante una condición de falla, en la literatura se tiene reportado el análisis de la trayectoria del vector de corriente utilizando el Vector de Park [31,47], así como el análisis de la potencia activa y reactiva [9].

Con respecto al diagnóstico de fallas de interruptor abierto en la VSI, a continuación se describe la literatura más relevante revisada durante el desarrollo del proyecto, dando una breve descripción de las tendencias en las estrategias de diagnóstico de fallas introducidas en años recientes. En caso de que el lector requiera de una comparativa sobre las metodologías existentes para el diagnóstico de fallas en los interruptores de potencia de la VSI, se recomienda que consulte las referencias [6, 8]. En [6], se presenta un estudio de distintos métodos reportados para el diagnóstico de fallas y protección de los interruptores de potencia en VSI's trifásicas. Este estudio incluye métodos para diagnosticar fallas de compuerta o base abierta, corto circuito y encendido intermitente.

En [33], se presenta un algoritmo para el monitoreo de estados en un VSI trifásico ante fallas de circuito abierto en el transistor y de encendido intermitente, donde el mecanismo de detección y aislamiento de fallas está basado en la transformada ondeleta discreta y en lógica difusa. Este método únicamente utiliza las corrientes de estator como entradas del sistema, por lo que no se requieren mediciones adicionales como la velocidad mecánica del MI. En [48], se lleva a cabo el diagnóstico de fallas de interruptor abierto mediante diferentes técnicas. Los métodos para el diagnóstico y detección de fallas que se emplean

son: análisis de la trayectoria del vector de corriente; análisis de la frecuencia instantánea del vector de corriente y análisis de Fourier del valor medio de la desviación de la corriente medida con respecto del fasor de corriente de referencia. En [12, 21], se propone un método basado en la transformación de concordia de las corrientes de línea, y a través de un enfoque basado en reconocimiento de patrones, se construye un espacio de detección y diagnóstico de fallas con siete patrones, donde un patrón representa el dominio con ausencia de falla y los seis restantes para cada uno de los interruptores del inversor. En [25, 28, 54] se presentan métodos alternativos basados en la normalización de las componentes en CD de las corrientes de línea. En [54], se plantea un enfoque alternativo del método de normalización de las componentes de CD de las corrientes de carga, con el cual, se lleva a cabo el diagnóstico de fallas de interruptor abierto en el inversor. Además, son considerados cuantificadores difusos con el fin de añadir funcionalidad al sistema de diagnóstico bajo condiciones de variación en la carga.

1.4.2 Diagnóstico de Fallas Basado en Inteligencia Artificial

Este enfoque usa datos de entrada y salida del sistema en condiciones normales y en presencia de fallas para entrenar aproximadores universales (redes neuronales, sistemas difusos, sistemas neuro-difusos) con el fin de reconocer estos patrones. Este método no requiere el modelo matemático del MI, además de que es muy útil para estimar variables no medibles como lo son el flujo de rotor y estator. Se ha encontrado en la literatura, que las redes neuronales pueden ser usadas para estimar la velocidad angular y las corrientes de estator en motores de inducción [35, 52], para así obtener un residuo por comparación con el dato medido. Sin embargo, la precisión en la detección y aislamiento de la falla dependerá en gran parte del entrenamiento de la red neuronal. Por otro lado, trabajos de investigación recientes para la detección y aislamiento de fallas en actuadores de potencia integran información cuantitativa y cualitativa al sistema de diagnóstico, basándose sobre todo en técnicas de cómputo suave [21, 54]. También se han encontrado metodologías en las que se usan técnicas basadas en inteligencia artificial para el diagnóstico de fallas en interruptores de potencia [19, 29] e inclusive, se ha llegado a utilizar este enfoque para la compensación de fallas en inversores multinivel mediante la reconfiguración del sistema [50].

1.4.3 Diagnóstico de Fallas Basado en Modelos

La idea intuitiva de la estrategia de diagnóstico de fallas basada en modelo es reemplazar la redundancia en hardware por un modelo del proceso, el cual, es implementado mediante software a partir de una computadora [51]. En relación con el diagnóstico de fallas en el actuador de potencia del VV empleando este enfoque, los algoritmos de detección y aislamiento se diseñan a partir del modelo matemático de la máquina eléctrica, el cual es usado para sintetizar observadores para la generación de residuos considerando una falla de actuador aditiva [16], para así poder llevar a cabo el diagnóstico. Sin embargo, este enfoque puede ser sensible ante incertidumbres de modelo y variación paramétrica. En [18], es utilizado este enfoque, donde los residuos son sintetizados a partir de observadores no lineales, y a partir de una caracterización direccional pueden ser aisladas posteriormente las fallas. Cabe señalar que los residuos pueden ser insensibles al par de carga aplicado, además de que el esquema FDI permite aislar fallas simultáneas.

1.4.4 Consideraciones Generales

Como conclusión, el algoritmo a implementar para la detección y aislamiento de fallas en la VSI del VV del motor de inducción dependerá de factores claves tales como las características de la máquina, la capacidad de hardware y cómputo, el esquema de monitoreo, y el régimen de operación en el que va a trabajar el MI (velocidad constante o variable, par de carga constante o variable).

En este trabajo de tesis, para el diagnóstico de fallas de interruptor abierto se emplea un enfoque basado en procesamiento de datos para llevar a cabo las tareas de detección y aislamiento de la falla, por lo que los residuos son generados a partir de las mediciones del sistema. En esta investigación, los residuos son generados únicamente a partir de las mediciones de las corrientes de estator, por lo que no se requiere de mediciones adicionales para implementar el sistema de diagnóstico ni una descripción precisa del modelo del MI. En este sentido, es importante señalar el hecho de que es más difícil llevar a cabo el diagnóstico de fallas en motores de baja potencia, esto debido a que las corrientes que circularán por los devanados de estator serán de una amplitud baja, lo que podría complicar la tarea diagnóstica, sobre todo ante la presencia de ruido en las señales monitoreadas. Por último, en la Fig. 1.3 se presenta el esquema del proceso FDI que se empleará para llevar a cabo el diagnóstico de fallas de interruptor abierto.

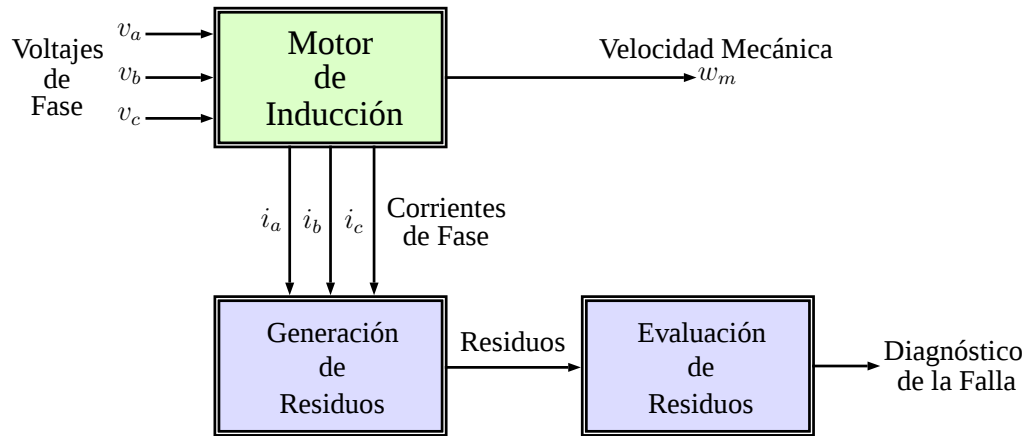


Figura 1.3: Descripción del esquema FDI basado en procesamiento de señales.

1.5 Objetivos y Alcances

El objetivo de esta tesis es generar una herramienta que permita detectar y aislar fallas en el actuador de potencia de un MI, utilizando un enfoque basado solamente en mediciones del VV. La etapa de diagnóstico debe ser insensible a las condiciones de operación del VV.

1.5.1 Objetivo Particular

Para este trabajo de tesis se establece como objetivo particular el diagnóstico de fallas de interruptor abierto en el actuador de potencia (inversor), además de que se consideran fallas sencillas y dobles donde todavía puede seguir operando el MI.

1.5.2 Alcances

- El presente trabajo tiene como finalidad evaluar condiciones de falla de interruptor abierto en el inversor bajo esquemas de control en lazo abierto y lazo cerrado, empleando únicamente las mediciones de las corrientes de estator.
- Además, se contempla el diseño de una herramienta de diagnóstico en línea, la cual sea capaz de proporcionar una respuesta rápida en la estrategia de detección y aislamiento de la falla.
- En este trabajo de investigación, se considera la evaluación de fallas sencillas y dobles, bajo la condición de que las fallas son de diferentes ramas del inversor, una de las razones por la cual, únicamente son considerados 18 modos de falla.

1.6 Descripción General de la Tesis

El documento de tesis está organizado de la siguiente manera:

Capítulo 2: En este capítulo se detallan las técnicas que se emplean en el diseño de los algoritmos de diagnóstico propuestos en este trabajo de tesis. Como preámbulo, se describe el comportamiento de las corrientes de estator y de la velocidad mecánica ante diferentes condiciones de falla. En seguida, se presentan las herramientas matemáticas que se utilizan para generar los residuos que se emplearán en el sistema FDI.

Capítulo 3: En este capítulo, se propone un método basado en datos para la detección y aislamiento de fallas de interruptor abierto en el inversor. El algoritmo para el diagnóstico se basa en la información que proporciona el vector de Park y la componente de secuencia negativa de las corrientes de estator. La detección se lleva a cabo mediante el monitoreo de la magnitud del vector de Park. Mientras tanto para la tarea aislamiento, se detalla un algoritmo basado en reconocimiento de patrones y se propone una técnica de clasificación supervisada. Finalmente, se muestran resultados experimentales para validar la metodología propuesta.

Capítulo 4: La principal aportación de este trabajo de tesis se muestra en este capítulo. Aquí se presenta un nuevo esquema para el diagnóstico de fallas en el inversor, capaz de operar satisfactoriamente bajo esquemas de control tanto en lazo abierto como en lazo cerrado. En primera instancia, se detalla a grandes rasgos la estrategia de control por campo orientado para la regulación de velocidad del motor de inducción en lazo cerrado. En seguida, se describen las ideas que se proponen para la detección y aislamiento de las fallas de interruptor abierto. Por último, se presentan resultados en simulación y experimentales para validar el esquema FDI propuesto.

Conclusiones y Trabajo Futuro: Para finalizar, se presentan algunos comentarios finales del trabajo desarrollado en este proyecto. También, se mencionan algunos aspectos que se pueden considerar para dar seguimiento al trabajo realizado en esta investigación.

Apéndice A: En este apéndice, se presentan las derivaciones matemáticas de los perfiles de corriente bajo los diferentes escenarios de falla considerados en este trabajo de tesis.

CAPÍTULO 2

Diagnóstico de Fallas a través de Mediciones del Sistema

Como se señaló anteriormente, existen diversos enfoques para llevar a cabo el estudio de fallas en variadores de velocidad. No obstante, la mayoría de los trabajos reportados en la literatura referentes al diagnóstico de fallas de interruptor abierto, se basan en el procesamiento de datos. Siguiendo esta tendencia, en este trabajo se adopta la metodología señalada previamente, por lo que será necesario contar con las mediciones eléctricas disponibles en el sistema, para después realizar el diagnóstico de fallas en el actuador de potencia.

En este capítulo, se describen detalladamente las técnicas de diagnóstico que se emplean para generar los residuos, los cuales, se utilizarán posteriormente en las etapas de detección y aislamiento de fallas. En primera instancia, se realiza un análisis preliminar acerca del comportamiento de las variables eléctricas y mecánicas ante los posibles escenarios de falla de interruptor abierto. Esto con la finalidad de identificar los patrones o síntomas que ayudarán a diferenciar una clase de falla de otra. Enseguida, se presentan las herramientas o técnicas que se emplean para generar las señales de residuo, para posteriormente abordar la problemática del diseño del sistema FDI.

2.1 Análisis Preliminar

Al presentarse una falla en el actuador de potencia, el inversor ya no será capaz de entregar los voltajes y las corrientes esperadas, por lo que el desempeño y el rendimiento del sistema se verán seriamente afectados. En consecuencia, el efecto de la falla se verá

reflejado en el comportamiento de las variables eléctricas y mecánicas del sistema [47].

En caso de que ocurra una falla de interruptor abierto, la corriente que circulará por una fase del MI será únicamente positiva o negativa, dependiendo del interruptor dañado. Por lo tanto, durante una falla, el valor de la corriente de fase será cero durante la mitad del periodo fundamental de la frecuencia de excitación y en consecuencia, las corrientes de línea de la máquina eléctrica ya no serán sinusoidales. Además, se presentará una componente de CD en las tres fases [54]. En consecuencia, el campo magnético resultante generará un par electromagnético pulsante a la frecuencia de excitación de la corriente de estator, lo que reducirá sustancialmente el par máximo disponible para la máquina [15]. Así, este patrón oscilatorio será inducido en la velocidad mecánica después de que ocurra la falla.

En la Fig. 2.1 se puede apreciar cómo se comportan las corrientes de fase y la velocidad mecánica al ocurrir una falla de interruptor abierto. Las mediciones fueron obtenidas mediante simulación a través de la herramienta Simulink de MATLAB. En este ejemplo, se asume un inversor PWM trifásico como actuador de potencia bajo un esquema de control escalar Volts/Hertz en lazo abierto. En este caso, se presenta una falla en el interruptor superior de la fase a (S_1). En $t = 3s$ se aplica un cambio en el par de carga. En consecuencia, se observa una caída en la velocidad mecánica, así como un ligero aumento en la magnitud de las corrientes de estator. Al dispararse la falla en $t = 4s$, se puede apreciar nuevamente una ligera caída en la velocidad mecánica, así como la presencia de un rizado en la medición, además de los síntomas en las corrientes de estator que se explicaron previamente. Específicamente, se observa un perfil negativo en la corriente de la fase a , debido a que el interruptor superior S_1 (ver Fig. 1.2) se encuentra dañado, y en consecuencia, no hay circulación de corriente a través de este dispositivo durante el semiciclo positivo.

También se realizaron las mediciones para fallas simultáneas de interruptor abierto en el inversor, como se ilustra en la Fig. 2.2. En este caso, se presentan dos fallas simultáneas en el interruptor superior de la fase a (S_1 en la Fig. 1.2) y en el interruptor superior de la fase b (S_3 en la Fig. 1.2). Al igual que en el ejemplo anterior, se puede observar cómo se presenta un rizado en la medición de la velocidad mecánica, así como el efecto ocasionado en las corrientes de estator. Notar la presencia del perfil positivo en ambas fases donde se localizan los interruptores dañados, sin embargo, a diferencia del ejemplo previo (ver Fig. 2.1), se observa la presencia de un perfil negativo en la corriente de línea de la fase libre

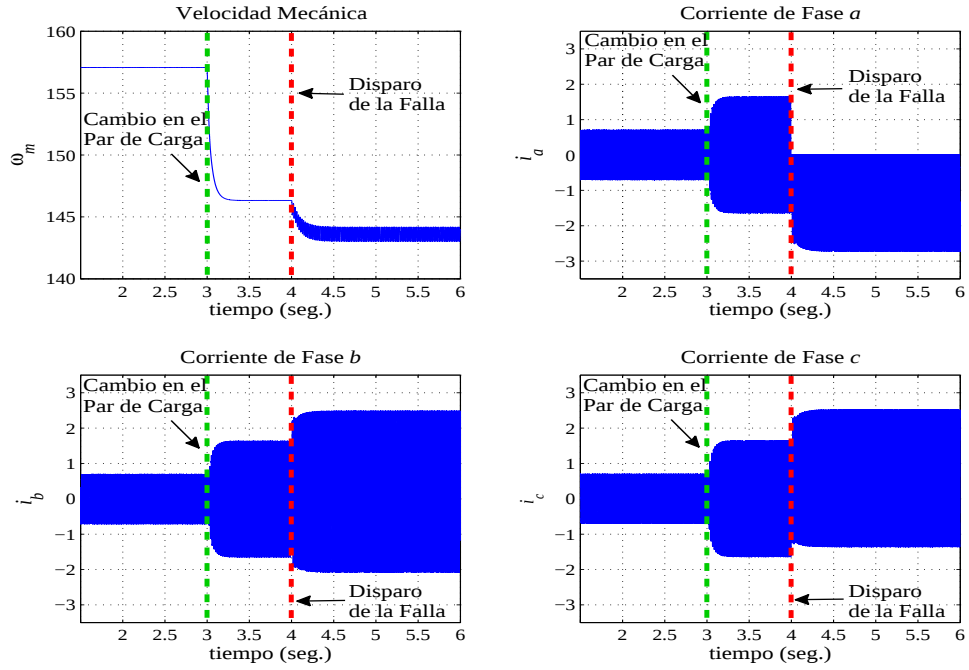


Figura 2.1: Mediciones para una falla en el interruptor superior de la fase a .

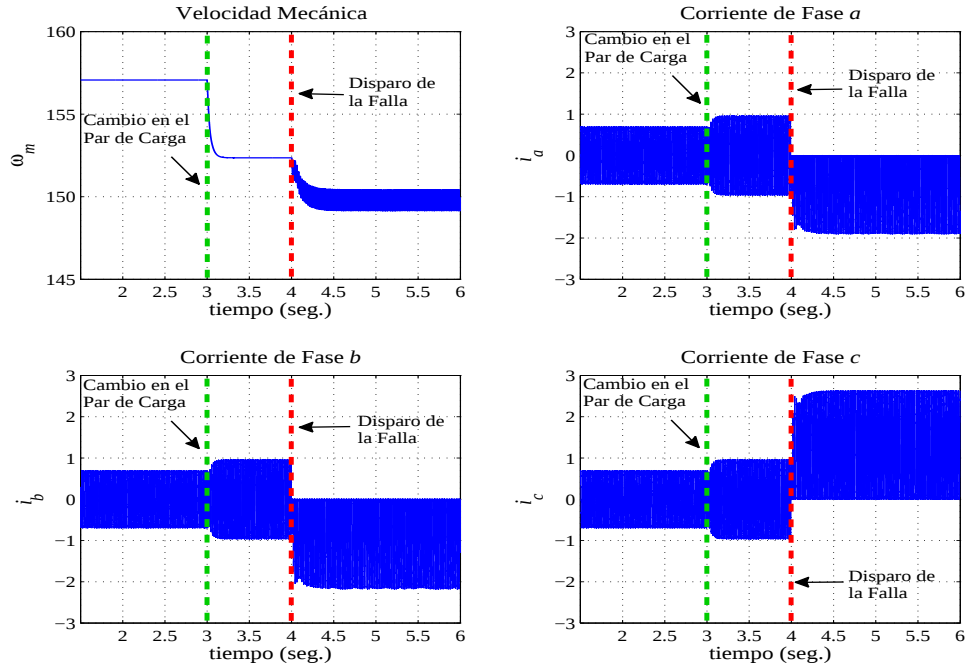


Figura 2.2: Mediciones para dos fallas simultáneas en el interruptor superior de la fase a y en el interruptor superior de la fase b .

de falla. Lo anterior se debe a la condición de equilibrio que establecen los fundamentos de la ley de Kirchhoff para corrientes, y el principio de conservación de la carga, ya que el estator del MI se asume en conexión de estrella. La ley de Kirchhoff para corrientes establece que la suma algebraica de las corrientes que pasan a través de un nodo debe ser cero. Partiendo de esta filosofía, es claro que al tener un perfil positivo en ambas fases dañadas la fase restante tiene que tener un perfil negativo para cumplir con esta condición.

Tabla 2.1: Panorama general de la dirección de los perfiles de falla en el actuador de potencia considerando las corrientes de fase para generar residuos: (+) denota una corriente fluyendo solamente en la dirección positiva y (−) sólo en dirección negativa.

Falla	Interruptor Dañado	Perfiles Corriente de Fase		
		i_a	i_b	i_c
1	S_1	−		
2	S_2			+
3	S_3		−	
4	S_4	+		
5	S_5			−
6	S_6		+	
7	S_1, S_3	−	−	+
8	S_1, S_6	−	+	
9	S_1, S_5	−	+	−
10	S_1, S_2	−		+
11	S_2, S_4	+	−	+
12	S_2, S_3		−	+
13	S_2, S_6	−	+	+
14	S_3, S_4	+	−	
15	S_3, S_5	+	−	−
16	S_4, S_6	+	+	−
17	S_4, S_5	+		−
18	S_5, S_6		+	−
19	S_1, S_6, S_2	−	+	+
20	S_4, S_3, S_5	+	−	−
21	S_1, S_6, S_5	−	+	−
22	S_1, S_3, S_2	−	−	+
23	S_4, S_3, S_2	+	−	+
24	S_4, S_6, S_5	+	+	−

De igual manera se realizaron pruebas para todos los posibles escenarios de falla de interruptor abierto considerados en este trabajo, obteniéndose como resultado los perfiles en las corrientes de estator que se presentan en la Tabla 2.1. Notar la similitud en los perfiles de las corrientes que se producen en las fallas triples y en algunas fallas dobles. En consecuencia, las fallas triples no serán distinguibles con respecto a las fallas dobles considerando únicamente las corrientes de estator.

Por lo tanto, las fallas múltiples serán en general, más difíciles de diagnosticar en comparación con las fallas sencillas. Además, la interacción entre las fallas, perturbaciones y ruido, pueden llevar a una incierta o incorrecta decisión al momento de diagnosticar las fallas. En consecuencia, algunas fallas pueden no ser aisladas de otras debido a que actúan físicamente en la planta de una manera que no son distinguibles al observar solamente las corrientes de estator. Esto se debe a que la respuesta de la planta ante estas fallas produce en el espacio de salida el mismo efecto ante otra falla. Por esta razón, únicamente son consideradas fallas simples y dobles, por lo que el conjunto de fallas a estudiar se reduce a 18 de las 24 clases contempladas.

Después de realizar el análisis del comportamiento de las variables eléctricas y mecánicas ante los diferentes escenarios de falla, se concluye que las características proporcionadas por las corrientes de estator son fundamentales en el diseño de las herramientas de diagnóstico.

2.2 Técnicas de Diagnóstico

En la literatura se han propuesto diferentes métodos para el diagnóstico de fallas de interruptor abierto en inversores trifásicos [8]. La mayoría de estos métodos utilizan las mediciones de las corrientes de estator como señales generadoras de residuos, y a través de la implementación de diferentes técnicas es posible llevar a cabo la detección y aislamiento de la falla. En esta sección, se describen de manera general las herramientas que se usan en este trabajo para la generación de las señales de residuo.

2.2.1 Transformación de Park

El análisis de los sistemas eléctricos de potencia se puede llevar a cabo mediante el uso de diferentes técnicas, y a través de la implementación de diversas herramientas matemáticas, es posible detectar algún cambio o modificación en el comportamiento del sistema.

Hoy en día es muy común encontrar el uso de diferentes transformaciones lineales en el estudio de redes y máquinas eléctricas. Una de las herramientas más utilizadas es la transformación de Park [7]. La idea básica de esta representación es proyectar las componentes de un sistema trifásico simétrico y balanceado (abc) a un sistema de referencia bifásico (dq).

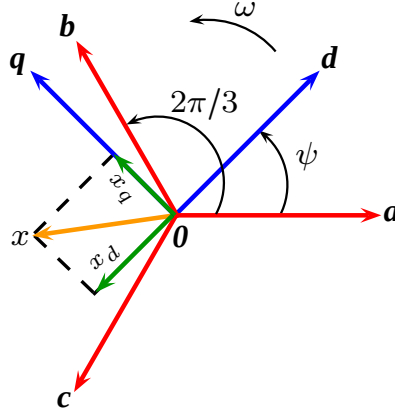


Figura 2.3: Proyección de un sistema trifásico abc a un bifásico dq .

La Fig. 2.3 muestra como el vector espacial x del plano trifásico abc se puede descomponer sobre dos ejes perpendiculares d (eje directo) y q (eje de cuadratura) en sus componentes x_d y x_q , además de la componente homopolar x_0 la cual es idealmente nula dado que se considera un sistema simétrico y equilibrado. Así, los valores de las componentes $[x_{dq0}]$ se pueden obtener de manera algebraica mediante la siguiente transformación [37]:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\psi) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

donde $\psi = \omega t$, y ω denota la velocidad del marco de referencia arbitrario. Por otra parte, es importante señalar que al emplear la transformación de Park en las corrientes de estator, se podrá extraer información clave que ayudará a identificar los diferentes escenarios de falla que se consideran en esta investigación.

De la transformación de Park se derivan dos marcos de referencia para la orientación de los ejes dq , cuya selección dependerá de la aplicación y objetivos de la tarea a implementar. Estos marcos de referencia se definen a continuación.

Marco de referencia estacionario:

En este marco de referencia el plano dq permanece fijo y el eje d está ligado al eje a , por lo que la velocidad del marco de referencia ω es cero, y en consecuencia, el ángulo $\psi = 0$, de manera que la transformación dada por (2.1) resulta en

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Marco de referencia síncrono:

En este marco de referencia el plano dq se encuentra girando a la frecuencia angular de excitación del sistema ω_s , de manera que en régimen permanente el valor de las componentes del vector $[x_{dq0}]$ permanecerán fijos y constantes. Por lo tanto, el ángulo de orientación de los ejes dq se definirá como $\psi = \theta_s = \omega_s t$, de modo que la transformación de coordenadas se escribe algebraicamente de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} x_d^e \\ x_q^e \\ x_0^e \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

También es posible obtener las variables en el marco síncrono rotatorio (d^e, q^e) a partir del marco de referencia estacionario (d, q), lo cual se puede realizar a partir de la siguiente matriz ortonormal de rotación:

$$\begin{bmatrix} x_d^e \\ x_q^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Como se señaló anteriormente, la selección del marco de referencia dependerá de las necesidades y objetivos de las tareas a implementar en el sistema de potencia. Para este trabajo de tesis se adopta el marco de referencia estacionario, ya que al seleccionar este marco, los mecanismos de diagnóstico en los que se utilice esta transformación serán insensibles a la frecuencia de alimentación. Por lo tanto, la transformación de Park en un marco de referencia estacionario es una opción viable para la generación de las señales de residuo, ya que añadirá robustez al sistema de diagnóstico ante variaciones en la frecuencia de excitación.

2.2.2 Trayectoria del Vector de Corriente

En primer lugar, se aplica la transformación de Park a las corrientes instantáneas de estator en el marco de referencia estacionario. En una condición libre de falla las corrientes son sinusoidales, y en consecuencia, la trayectoria del vector de corriente describe una trayectoria circular. Por el contrario, en la presencia de una falla se observará un cambio en la trayectoria del vector de corriente, debido a la cancelación de la corriente en la mitad del periodo fundamental de la fase que presenta la falla.

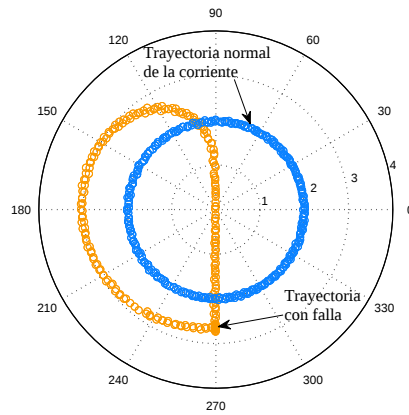


Figura 2.4: Trayectoria del vector de corriente en el plano polar dq .

En la Fig. 2.4 se ilustra cómo evoluciona la trayectoria del vector de corriente en el plano polar dq al ocurrir una falla en el interruptor superior de la fase a . De esta forma, se observa cómo se altera el recorrido del vector de corriente al ocurrir la falla, de modo que el trayecto ahora describe un semicírculo.

La trayectoria del vector de corriente de cada una de las fallas consideradas se comportará de una manera muy particular, de tal manera que el patrón en la trayectoria del vector de corriente que se describirá en cada caso ayudará a distinguir una clase de falla de otra. En la Fig. 2.5 se muestran las trayectorias del vector de corriente en el plano polar dq ante fallas sencillas y simultáneas de interruptor abierto, donde se puede distinguir un recorrido característico para cada una de las condiciones de falla consideradas. Por lo tanto, es posible realizar de manera cualitativa y cuantitativa el diagnóstico de los 18 modos de fallas analizando el vector de Park de las corrientes de estator.

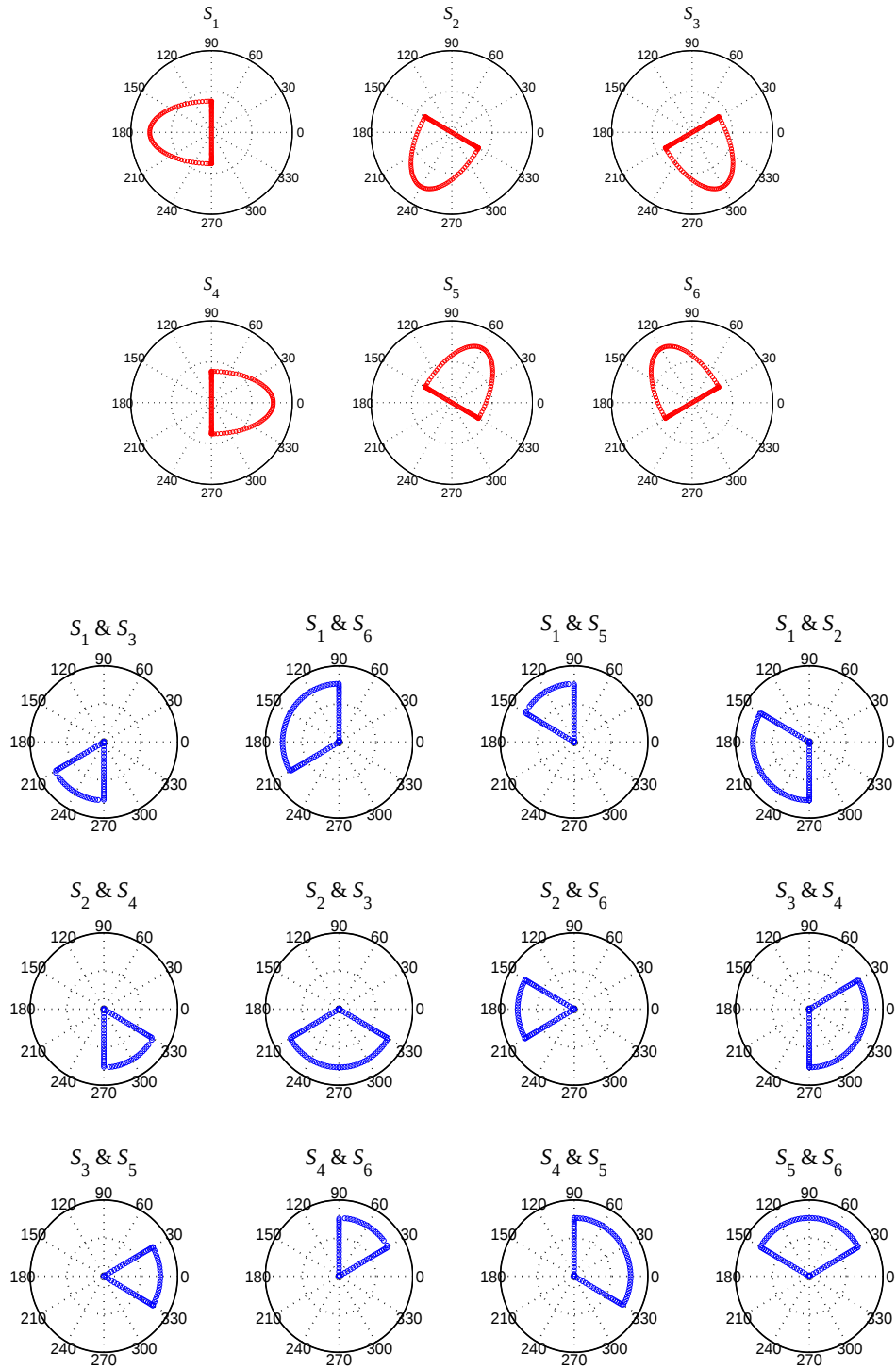


Figura 2.5: Trayectorias del vector de corriente en el plano polar dq ante fallas sencillas (parte superior) y simultáneas (parte inferior) de interruptor abierto.

2.2.3 Vector de Park del Valor Medio de las Corrientes

En este método, la detección y el aislamiento de la falla de interruptor abierto se logran mediante el análisis de la trayectoria del vector de corriente [6]. En primer lugar, las corrientes de línea son normalizadas con el fin de obtener una variable de diagnóstico independiente del par de carga. Para la normalización de las corrientes, se considera una ventana deslizante para la recopilación de las mediciones de las corrientes

$$W_n(k) = (i_n(k - N + 1), \dots, i_n(k)) \quad n = a, b, c$$

donde $i_n(k)$ representa la k -ésima muestra recopilada durante la ventana de tiempo y N el número de muestras por periodo fundamental. Así, después de transcurrido un tiempo de $k = N$ y haber recopilado un conjunto de N datos, se obtiene la corriente de estator normalizada mediante

$$I_n(k) = \frac{W_n(k)}{\max\{|i_n(k - N + 1)|, \dots, |i_n(k)|\}} \quad n = a, b, c. \quad (2.5)$$

Después, a partir de (2.6) se calcula el valor medio de cada corriente de fase sobre la ventana de tiempo de un periodo fundamental

$$\bar{I}_i = \frac{1}{N} \sum_{j=k-N+1}^k I_i(j) \quad i = a, b, c \quad (2.6)$$

$$\bar{I}_d = \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{I}_a - \frac{1}{\sqrt{6}} \bar{I}_b - \frac{1}{\sqrt{6}} \bar{I}_c \quad (2.7)$$

$$\bar{I}_q = \frac{1}{\sqrt{2}} \bar{I}_b - \frac{1}{\sqrt{2}} \bar{I}_c \quad (2.8)$$

$$\mathbf{I}_{dq} = \bar{I}_d + j \bar{I}_q = |\mathbf{I}_{dq}| \angle \Theta_{dq} \quad (2.9)$$

$$|\mathbf{I}_{dq}| = \sqrt{\bar{I}_d^2 + \bar{I}_q^2} \quad (2.10)$$

$$\Theta_{dq} = \tan^{-1} \frac{\bar{I}_q}{\bar{I}_d} \quad (2.11)$$

donde I_a , I_b e I_c denotan la corriente de la respectiva fase normalizada. Posteriormente, se aplica la transformación de Park en el marco de referencia estacionario, con el fin de obtener la magnitud y el ángulo de fase del vector de corriente en el dominio complejo utilizando (2.7)-(2.9). Para un sistema con ausencia de fallas, la magnitud del valor medio es cero, y la trayectoria que presenta el vector de corriente es un círculo. Al ocurrir una falla, la magnitud del vector de corriente ya no será cero.

2.2.4 Análisis de Componentes Simétricas

Una de las herramientas más poderosas para tratar con circuitos polifásicos desbalanceados es el método de las componentes simétricas desarrollado por Fortescue [11]. De acuerdo con el Teorema de Fortescue, tres fasores desbalanceados de un sistema trifásico se pueden descomponer en tres sistemas balanceados de fasores llamados componentes simétricas [27]. Los conjuntos balanceados de componentes (ver Fig. 2.6) son:

1. **Componente de Secuencia Positiva** que consiste en tres fasores de igual magnitud desplazados uno de otro por una fase de 120° y con la misma secuencia de fase de los fasores originales ($a \rightarrow b \rightarrow c$).
2. **Componente de Secuencia Negativa** que consiste en tres fasores de igual magnitud desplazados uno de otro por una fase de 120° y con la secuencia de fase opuesta a la de los fasores originales ($a \rightarrow c \rightarrow b$).
3. **Componente de Secuencia Cero** que consiste en tres fasores iguales en magnitud y con un desplazamiento de fase cero uno de otro.

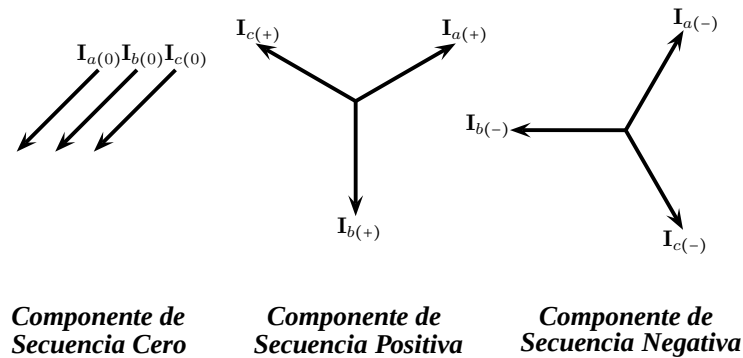


Figura 2.6: Componentes simétricas de tres fasores desbalanceados.

Como cada uno de los fasores desbalanceados es la suma de sus componentes (ver Fig. 2.7), tenemos que los fasores originales expresados en términos de sus componentes son:

$$\mathbf{I}_a = \mathbf{I}_{a(0)} + \mathbf{I}_{a(+)} + \mathbf{I}_{a(-)} \quad (2.12)$$

$$\mathbf{I}_b = \mathbf{I}_{b(0)} + \mathbf{I}_{b(+)} + \mathbf{I}_{b(-)} \quad (2.13)$$

$$\mathbf{I}_c = \mathbf{I}_{c(0)} + \mathbf{I}_{c(+)} + \mathbf{I}_{c(-)}. \quad (2.14)$$

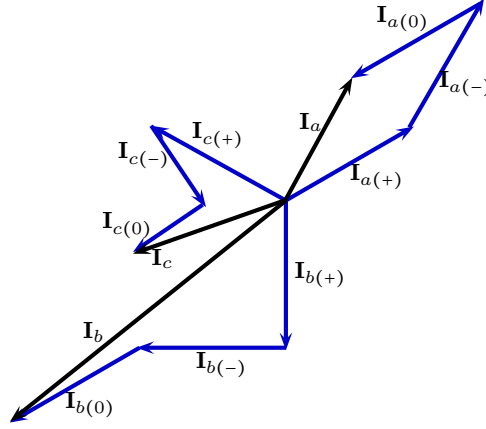


Figura 2.7: Suma gráfica de las componentes simétricas de tres fasores desbalanceados.

A partir del análisis de las ecuaciones (2.12)-(2.14) es posible descomponer los tres fasores asimétricos en sus componentes simétricas. En primer lugar, se observa que se puede reducir y expresar cada componente de I_b y I_c como el producto de la componente de I_a y alguna función del operador $a = 1 \angle 120^\circ$, el cual se usa para designar una rotación de 120° en la dirección contraria a las manecillas del reloj. Ahora, se toma como referencia la Fig. 2.6, y se verifican las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} I_{b(0)} &= I_{a(0)} & I_{c(0)} &= I_{a(0)} \\ I_{b(+)} &= a^2 I_{a(+)} & I_{c(+)} &= a I_{a(+)} \\ I_{b(-)} &= a I_{a(-)} & I_{c(-)} &= a^2 I_{a(-)}, \end{aligned} \quad (2.15)$$

y al sustituir las ecuaciones (2.15) en (2.13) y (2.14), se obtiene como resultado que:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a(0)} \\ I_{a(+)} \\ I_{a(-)} \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

Así, a partir de la ecuación (2.16), se pueden obtener las corrientes de secuencia, las cuales se definen mediante la siguiente transformación:

$$\begin{bmatrix} I_{(0)} \\ I_{(+)} \\ I_{(-)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

donde $I_{(0)} = I_{a(0)}$, $I_{(+)} = I_{a(+)}$ e $I_{(-)} = I_{a(-)}$.

Para obtener las componentes simétricas de las corrientes de estator a partir de (2.17) es necesario calcular los coeficientes fundamentales de Fourier de cada corriente de fase (a_1^i, b_1^i) $i = a, b, c$, esto con la intención de construir los fasores de corriente $(\mathbf{I}_a, \mathbf{I}_b, \mathbf{I}_c)$, lo cual se realiza a partir de las siguientes relaciones:

$$a_1^i = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t I_i(t) \cos(\omega_o t) dt \quad (2.18)$$

$$b_1^i = \frac{2}{T} \int_{t-T}^t I_i(t) \sin(\omega_o t) dt \quad (2.19)$$

$$\mathbf{I}_i = \sqrt{a_1^{i2} + b_1^{i2}} \angle \tan^{-1} \frac{a_1^i}{b_1^i} \quad i = a, b, c. \quad (2.20)$$

donde $\omega_o = 2\pi/T$ denota la frecuencia angular fundamental.

Es importante señalar el hecho de que los sistemas trifásicos balanceados con secuencia positiva ($a \rightarrow b \rightarrow c$) no presentan componentes de secuencia cero o negativa, por lo que al presentarse una asimetría en las corrientes de línea, ésta se verá directamente reflejada en la magnitud y fase de la secuencia negativa [27]. Por otra parte, es importante sincronizar el tiempo de inicio del proceso de diagnóstico con el cruce por cero de las corrientes de estator, con el fin de obtener la fase de la componente de secuencia negativa característica. El señalamiento anterior será un punto clave para poder realizar correctamente el proceso de diagnóstico.

Por lo tanto, el residuo generado por la componente de secuencia negativa proporcionará información adicional al sistema de diagnóstico. Sin embargo, una desventaja de esta metodología es la susceptibilidad ante cambios en la referencia de velocidad; esto se debe a la sensibilidad que tienen los algoritmos basados en análisis de Fourier ante cambios en frecuencia, que para este caso, la estimación de los fasores de corriente es el que resulta afectado. En consecuencia, esta técnica no podrá ser implementada en una configuración en lazo cerrado ya que la ley de control modificará constantemente la variable de frecuencia.

CAPÍTULO 3

Sistema de Diagnóstico para una Configuración en Lazo Abierto

Actualmente es muy común encontrar en la industria que la mayoría de los motores de inducción utilizados operan bajo un régimen de velocidad constante o cuasi-constante. Sin embargo, una gran cantidad de aplicaciones industriales requiere del control de procesos en los cuales una regulación de velocidad es pertinente. En caso de que el proceso no requiera de una dinámica sofisticada y un alto desempeño en el seguimiento de la referencia de velocidad, un control escalar en lazo abierto puede ser suficiente [52].

En este capítulo se aborda la problemática del diagnóstico de fallas de interruptor abierto considerando un esquema Volts/Hertz para la regulación de velocidad del MI. En primer lugar se describe de manera general la estrategia de control escalar Volts/Hertz en lazo abierto. Enseguida se detallan las ideas que se proponen para atacar la problemática de detección y aislamiento de fallas en una configuración de control a lazo abierto. Finalmente, se presentan resultados experimentales que validan las ideas propuestas en este capítulo.

3.1 Control Escalar Volts/Hertz

En la literatura se han reportado distintas estrategias para la regulación de la velocidad. Uno de los métodos más populares para el control de velocidad de motores de inducción es el control escalar Volts/Hertz en lazo abierto [7]. Este esquema de control es sencillo y fácil de implementar. En este algoritmo se controla la velocidad del motor a través de la frecuencia eléctrica de alimentación. Sin embargo, si se reduce la frecuencia de excitación

y se mantiene el voltaje de alimentación en su valor nominal, el flujo magnético en el entrehierro tenderá a saturarse y en consecuencia, causará un flujo excesivo de corriente en los devanados de estator y una distorsión en la forma de onda. Por lo tanto, se debe variar la tensión de alimentación V_s del MI de forma proporcional a la frecuencia de excitación ω_s

$$\phi_s \propto \frac{V_s}{\omega_s} \quad (3.1)$$

para así lograr mantener la magnitud del flujo magnético en el entrehierro ϕ_s constante.

Además, a bajas velocidades la resistencia de estator tiende a absorber la mayor parte del voltaje de alimentación de la fase, por lo que al tener una relación Volts/Hertz pre-programada, será importante tener en consideración e incorporar un voltaje de compensación para así lograr superar la caída de tensión en la resistencia de estator a baja frecuencia [45].

Un esquemático de la estrategia de control escalar Volts/Hertz para el control de velocidad del MI a lazo abierto se presenta en la Fig. 3.1. El diagrama muestra cómo a partir de la referencia de frecuencia f_s^* se genera la señal de voltaje V_s^* a través de un generador de función Volts/Hertz, el cual incorpora la compensación en la caída de voltaje en el estator a baja frecuencia. Mientras tanto, a partir de la integración del comando de frecuencia f_s^* se produce la señal del ángulo eléctrico θ_s^* . Posteriormente, se genera el vector de tensión de control $V_s^* \angle \theta_s^*$ para así obtener las señales que accionarán los interruptores de potencia

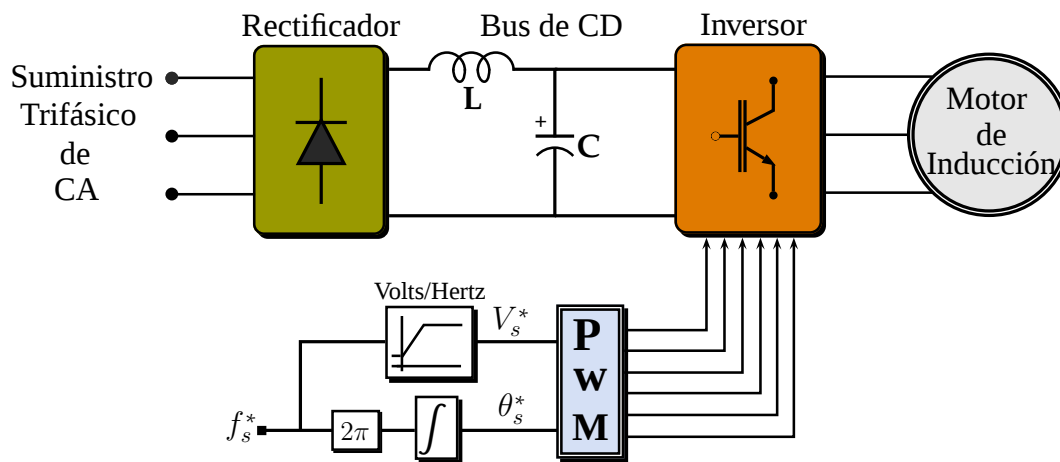


Figura 3.1: Esquema de control Volts/Hertz en lazo abierto.

del inversor mediante alguna técnica de modulación PWM [34].

Así, a partir de este enfoque de regulación de velocidad, y de las mediciones de las corrientes de estator, se generan los residuos con los que se evaluarán las fallas de interruptor abierto. A continuación, se describen las etapas de detección y aislamiento para una configuración en lazo abierto, así como las técnicas que se utilizan para diseñar el algoritmo de diagnóstico.

3.2 Esquema para la Detección de Fallas

En caso de que ocurra una falla, la asimetría inducida en las corrientes de estator puede ser rápidamente detectada utilizando el vector de Park descrito en (2.9), ya que el efecto ocasionado en las corrientes se verá directamente reflejado en el residuo generado por la magnitud del vector de Park (2.10), incrementando su valor al momento que se dispare la falla. En consecuencia, el residuo para llevar a cabo el proceso de detección está dado por

$$r_s = \|\mathbf{I}_{dq}\| = \sqrt{\bar{I}_d^2 + \bar{I}_q^2}. \quad (3.2)$$

Enseguida, la evaluación del residuo generado por la magnitud del vector de Park puede ser optimizada utilizando una norma-ventana [18], como se muestra en la siguiente expresión

$$\|r_s\|_{2,t,T} = \sqrt{\int_{t-T}^t r_s^2(\tau) d\tau} \quad (3.3)$$

donde T representa el tiempo de evaluación de la ventana.

También, es necesario un umbral J_{TH} con el fin de tomar en cuenta el ruido incorporado en la medición de las señales. Asimismo, el umbral J_{TH} se debe seleccionar adecuadamente para prevenir falsas alarmas [43]. Por lo tanto, el valor del umbral se establece a partir del valor máximo que presenta el residuo generado por el vector de Park en un escenario libre de falla

$$J_{TH} = \max_{\text{no falla}} \|r_s\|_{2,t,T}. \quad (3.4)$$

3.3 Esquema para el Aislamiento de Fallas

La etapa de aislamiento se realiza empleando un algoritmo basado en reconocimiento de patrones mediante la aplicación de una técnica de clasificación supervisada enfocada en la implementación de funciones discriminantes.

De manera general, el campo de reconocimiento de patrones está relacionado con el reconocimiento automático de características en los datos proporcionados por las señales monitoreadas a través de diferentes algoritmos computacionales, y con el uso de estas características, se toman decisiones tales como la clasificación de los datos dentro de diferentes categorías [10].

3.3.1 Técnica de Clasificación Bayesiana

Para atacar la problemática de clasificación se empleará un enfoque basado en *Teoría de Decisión Bayesiana* [49]. La Teoría de Decisión Bayesiana, es un enfoque fundamental estadístico para el problema de clasificación de patrones. Este enfoque se basa en la cuantificación de las ventajas y desventajas entre varias decisiones, usando teoría de probabilidad y los costos que acompañan estas decisiones, es decir, puede ser visto como una formalización de procedimientos de sentido común. Se asume que el problema de decisión es planteado en términos probabilísticos, y que todos los valores son conocidos.

Para formalizar el método, considerar a $\mathbf{x}$ como una variable aleatoria (dato medido) cuya distribución de probabilidad dependerá del estado del sistema, y se expresa como $p(\mathbf{x} | \beta_j)$, donde β_j representa la categoría o clase j -ésima para un conjunto finito de c elementos, es decir $j = 1, \dots, c$. Además, sea $(\alpha_1, \dots, \alpha_c)$ un conjunto finito de c posibles acciones a realizar correspondiente al conjunto de clases $(\beta_1, \dots, \beta_c)$.

Notar que, la probabilidad de encontrar un patrón que está en la categoría β_j y tener valores característicos $\mathbf{x}$ puede ser descrita de la siguiente forma [42]:

$$P(\beta_j, \mathbf{x}) = P(\beta_j | \mathbf{x})P(\mathbf{x}) = P(\mathbf{x} | \beta_j)P(\beta_j) \quad (3.5)$$

lo que nos lleva a la formula de Bayes descrita por:

$$P(\beta_j | \mathbf{x}) = \frac{P(\mathbf{x} | \beta_j)P(\beta_j)}{P(\mathbf{x})}. \quad (3.6)$$

El teorema de Bayes demuestra que observando el valor de $\mathbf{x}$ podemos convertir la probabilidad a priori $P(\beta_j)$, a una probabilidad a posteriori $P(\beta_j | \mathbf{x})$. El término $P(\mathbf{x} | \beta_j)$ nos indica, entre otras cosas, la clase β_j para la cual $P(\mathbf{x} | \beta_j)$ es más grande, y por lo tanto, es más creíble que sea la verdadera categoría.

La meta en cualquier técnica de clasificación es minimizar tanto como sea posible el error de clasificación, y el costo asociado a la acción de tomar una decisión errónea. Este problema se puede formalizar a través de la introducción de una función de costos $\lambda(\alpha_i | \beta_j)$, la cual, describe el costo de tomar una acción α_i cuando la verdadera clase es β_j . Para esto, se define nuevamente a $\mathbf{x}$ como el vector de características de d -componentes, y a $P(\mathbf{x} | \beta_j)$ como la probabilidad de $\mathbf{x}$ dado que pertenece a una clase β_j . Ahora, suponga que se observa un rasgo particular $\mathbf{x}$ y que se contempla tomar una acción α_i . Por lo tanto, si $P(\beta_j | \mathbf{x})$ es la probabilidad de que la verdadera clase sea β_j dado que se observa un patron $\mathbf{x}$, entonces, el costo esperado asociado a la decisión de tomar una acción α_i está dado por

$$R(\alpha_i | \mathbf{x}) = \sum_{j=1}^c \lambda(\alpha_i | \beta_j) P(\beta_j | \mathbf{x}) \quad (3.7)$$

donde (3.7) es conocido como el riesgo condicional [5]. Por lo tanto, al observar un rasgo particular $\mathbf{x}$, es posible minimizar el costo esperado seleccionando adecuadamente la acción que optimiza el riesgo condicional. Así, el problema se reduce a encontrar una regla de decisión (clasificador) para que el riesgo total se minimice.

Actualmente, existen diferentes formas de representar clasificadores de patrones. Uno de los clasificadores más usados son las funciones discriminantes $g_i(\cdot)$, $i = 1, \dots, c$ (donde c es el número de clases). Este clasificador asigna un vector de características $\mathbf{x}$ a la clase i si

$$g_i(\mathbf{x}) > g_j(\mathbf{x}) \text{ para todo } j \neq i. \quad (3.8)$$

En otras palabras, este clasificador puede ser visto como una máquina que calcula c funciones discriminantes, y selecciona, la categoría o clase que corresponde al discriminante con el valor más grande. Por otra parte, si se aplica una función $f(\cdot)$ monótona creciente a la función discriminante $g_i(\mathbf{x})$, entonces, las funciones discriminantes resultantes dadas por $f(g_i(\mathbf{x}))$ no alterarán la clasificación resultante.

Así, a partir de las consideraciones anteriores, un clasificador Bayesiano puede ser

elegido como

$$g_i(\mathbf{x}) = 1 - R(\alpha_i | \mathbf{x}) \quad (3.9)$$

de tal manera que la máxima función discriminante corresponderá al mínimo riesgo condicional. En (3.7), se considera una función de costos cero-uno para minimizar la tasa de error de clasificación, donde la función de costos está dada por

$$\lambda(\alpha_i | \beta_j) = \begin{cases} 1 & i \neq j \\ 0 & i = j \end{cases} \quad (3.10)$$

En consecuencia, se llega a que el máximo de la función discriminante $g_i(\mathbf{x})$ corresponde al máximo de la probabilidad a posteriori $P(\beta_j | \mathbf{x})$, de manera que la función discriminante se puede escribir de la siguiente manera:

$$g_i(\mathbf{x}) = P(\beta_i | \mathbf{x}) = \frac{P(\mathbf{x} | \beta_i)P(\beta_i)}{P(\mathbf{x})} \quad (3.11)$$

donde al tomar a $P(\mathbf{x})$ como un factor común para todas las funciones discriminantes tenemos que

$$g_i(\mathbf{x}) = P(\mathbf{x} | \beta_i)P(\beta_i) \quad (3.12)$$

y considerando la propiedad de monotonidad de la función logaritmo natural $\ln(\cdot)$, el conjunto de funciones discriminantes queda finalmente como:

$$g_i(\mathbf{x}) = \ln P(\mathbf{x} | \beta_i) + \ln P(\beta_i). \quad (3.13)$$

Como resultado, el clasificador Bayesiano será determinado solamente por la probabilidad condicional $P(\mathbf{x} | \beta_i)$, cuya distribución a lo largo del espacio de características puede ser modelada a través de una función de densidad de probabilidad [49]. De las diferentes funciones de densidad que han sido investigadas, la función de densidad normal multivariante o distribución gaussiana multivariante, es un modelo apropiado debido a su tractabilidad analítica [1]. De manera general, la función de densidad normal multivariante está descrita como:

$$p(\mathbf{x}) = \frac{1}{(2\pi)^{d/2} |\Sigma|^{1/2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T \Sigma^{-1} (\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}) \right\} \quad (3.14)$$

donde $\mathbf{x}$ es un vector columna de d -componentes, $\boldsymbol{\mu}$ es el vector de valores promedio de d -componentes, Σ es la matriz de covarianzas de $d \times d$ componentes, $|\Sigma|$ y Σ^{-1} son el determinante y la inversa respectivamente, y $(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})^T$ es la transpuesta del vector $(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu})$.

Por lo tanto, a partir de (3.13) y (3.14), y considerando que las probabilidades a priori $P(\beta_i)$ para las c clases es la misma para todas (eventos equiprobables), el conjunto de funciones discriminantes para las c clases queda finalmente como

$$g_i(\mathbf{x}) = -\frac{1}{2}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_i)^T \boldsymbol{\Sigma}_i^{-1}(\mathbf{x} - \boldsymbol{\mu}_i) \quad (3.15)$$

que corresponde a una métrica llamada distancia al cuadrado de Mahalanobis de $\mathbf{x}$ a $\boldsymbol{\mu}_i$, la cual, establece la medida de la dispersión de las muestras alrededor de la media. Por lo tanto, la regla de decisión (clasificador) que minimiza el riesgo condicional y el costo de tomar una decisión será determinada por la máxima función discriminante a partir de

$$\arg \max_{i=1,\dots,c} \{g_i(\mathbf{x})\}. \quad (3.16)$$

3.3.2 Vector de Características

El vector de características $\mathbf{x}$ se construye a partir de la fase del vector de Park Θ_{dq} en la Ec. (2.11) y de la fase de la componente de secuencia negativa $\angle \mathbf{I}_{(-)}$ calculada a partir de la Ec. (2.17), y está dado por

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Theta_{dq} \\ \angle \mathbf{I}_{(-)} \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^2. \quad (3.17)$$

Así, a partir de (3.15) y usando posteriormente (3.16) será posible determinar la clasificación (aislamiento) de la falla que se presenta en el sistema. Sin embargo, para poder implementar el esquema de aislamiento de fallas propuesto, se tienen que estimar los vectores de medias y matrices de covarianzas para cada clase. Para esto, los siguientes estimadores pueden ser empleados para obtener los parámetros requeridos

$$\boldsymbol{\mu} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L \mathbf{x}_k \quad (3.18)$$

$$\boldsymbol{\Sigma} = \frac{1}{L} \sum_{k=1}^L (\mathbf{x}_k - \boldsymbol{\mu})(\mathbf{x}_k - \boldsymbol{\mu})^T \quad (3.19)$$

donde L es el número de muestras observadas durante un experimento (escenario de falla) y $\mathbf{x}_k$ es el k -ésimo vector de características $k = [1, L]$. Además, es necesaria una base de datos de entrenamiento para poder estimar los vectores de medias y matrices de covarianzas de las diferentes modos de falla. La base de datos de entrenamiento es obtenida, para este caso, a partir de la simulación del variador de velocidad y los diferentes modos de falla (ver Tabla 3.1) utilizando la herramienta Simulink de Matlab.

Tabla 3.1: Localización de los diferentes modos de falla.

Clase de Falla	Interruptor Dañado	Ángulo de Fase Θ_{dq}	Ángulo de Fase $\angle \mathbf{I}_{(-)}$	Vector de Medias $\boldsymbol{\mu} = [\bar{\theta}_{dq} \quad \angle \bar{\mathbf{I}}_{(-)}]^T$	Matriz de Covarianzas $\boldsymbol{\Sigma}$
1	S_1	150° - 210°	-200° - -140°	$[181.994 \quad -172.976]^T$	$\begin{bmatrix} 1.191 & 0.092 \\ 0.092 & 0.751 \end{bmatrix}$
2	S_2	-150° - -90°	40° - 100°	$[-117.697 \quad 66.608]^T$	$\begin{bmatrix} 0.371 & -0.012 \\ -0.012 & 0.334 \end{bmatrix}$
3	S_3	-90° - -30°	-80° - -20°	$[-57.523 \quad -53.566]^T$	$\begin{bmatrix} 0.344 & 0.180 \\ 0.180 & 0.403 \end{bmatrix}$
4	S_4	-30° - 30°	-200° - -140°	$[2.366 \quad -173.150]^T$	$\begin{bmatrix} 1.178 & 0.224 \\ 0.224 & 0.555 \end{bmatrix}$
5	S_5	30° - 90°	40° - 100°	$[62.274 \quad 66.525]^T$	$\begin{bmatrix} 0.395 & 0.047 \\ 0.047 & 0.318 \end{bmatrix}$
6	S_6	90° - 150°	-80° - -20°	$[122.043 \quad -53.240]^T$	$\begin{bmatrix} 0.294 & 0.108 \\ 0.108 & 0.380 \end{bmatrix}$
7	$S_1 \& S_3$	-150° - -90°	-130° - -70°	$[-120.481 \quad -101.793]^T$	$\begin{bmatrix} 28.328 & 4.057 \\ 4.057 & 0.689 \end{bmatrix}$
8	$S_1 \& S_6$	120° - 180°	-140° - -80°	$[148.332 \quad -109.530]^T$	$\begin{bmatrix} 0.855 & -0.295 \\ -0.295 & 0.401 \end{bmatrix}$
9	$S_1 \& S_5$	90° - 150°	110° - 170°	$[119.536 \quad 138.184]^T$	$\begin{bmatrix} 21.897 & 3.561 \\ 3.561 & 0.750 \end{bmatrix}$
10	$S_1 \& S_2$	-180° - -120°	100° - 160°	$[-151.633 \quad 130.571]^T$	$\begin{bmatrix} 1.438 & -0.158 \\ -0.158 & 0.491 \end{bmatrix}$
11	$S_2 \& S_4$	-90° - -30°	110° - 170°	$[-60.474 \quad 138.182]^T$	$\begin{bmatrix} 22.944 & 3.410 \\ 3.410 & 0.697 \end{bmatrix}$
12	$S_2 \& S_3$	-120° - -60°	-20° - 40°	$[-91.647 \quad 10.300]^T$	$\begin{bmatrix} 1.152 & -0.540 \\ -0.540 & 0.417 \end{bmatrix}$
13	$S_2 \& S_6$	-210° - -150°	-10° - 50°	$[-180.468 \quad 17.973]^T$	$\begin{bmatrix} 30.401 & 3.839 \\ 3.839 & 0.642 \end{bmatrix}$
14	$S_3 \& S_4$	-60° - 0°	-140° - -80°	$[-31.465 \quad -109.357]^T$	$\begin{bmatrix} 0.768 & -0.218 \\ -0.218 & 0.336 \end{bmatrix}$
15	$S_3 \& S_5$	-30° - 30°	-10° - 50°	$[-0.426 \quad 17.622]^T$	$\begin{bmatrix} 35.813 & 4.885 \\ 4.885 & 0.818 \end{bmatrix}$
16	$S_4 \& S_6$	30° - 90°	-130° - -70°	$[59.550 \quad -101.743]^T$	$\begin{bmatrix} 29.098 & 4.184 \\ 4.184 & 0.734 \end{bmatrix}$
17	$S_4 \& S_5$	0° - 60°	100° - 160°	$[28.608 \quad 130.639]^T$	$\begin{bmatrix} 1.295 & -0.279 \\ -0.279 & 0.568 \end{bmatrix}$
18	$S_5 \& S_6$	60° - 110°	-20° - 40°	$[88.107 \quad 10.212]^T$	$\begin{bmatrix} 1.223 & -0.523 \\ -0.523 & 0.392 \end{bmatrix}$

En resumen, un panorama general de la localización de los interruptores dañados considerando los ángulos de fase del vector de Park y de la componente de secuencia negativa se presenta en la Tabla 3.1. También, en la Fig. 3.2 se ilustra de manera general cómo se distribuyen los diferentes tipos de falla a lo largo del espacio de características construido a partir de los ángulos de fase del vector de Park Θ_{dq} y la componente de secuencia negativa $\angle \mathbf{I}_{(-)}$. Notar que en el caso de las fallas sencillas, al proyectar las características resultantes sobre el eje de las abscisas, el proceso de aislamiento se puede llevar a cabo evaluando directamente el ángulo de fase del vector de Park. Sin embargo, al momento de evaluar fallas simultáneas, este método se vuelve ambiguo, por ejemplo, considerar la falla sencilla 4 (S_4) y la falla simultánea 15 ($S_3 \& S_5$) según la Tabla 3.1. Es por eso que surge la necesidad de añadir características adicionales al sistema de diagnóstico, que para este

caso, la fase de la componente de secuencia negativa es la que proveerá de la información necesaria para lograr separabilidad entre los diferentes modos de falla en el espacio de características, tal como se observa en la Fig. 3.2.

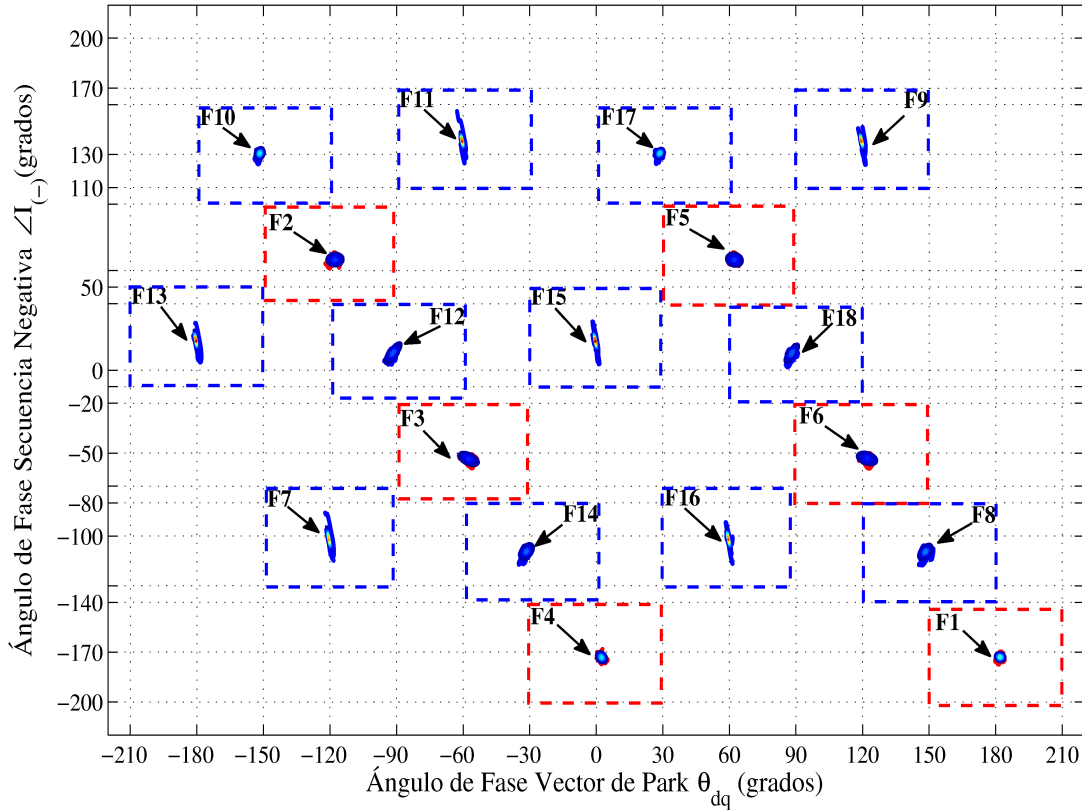


Figura 3.2: Distribución de las fallas en el espacio de características.

Finalmente, en la Fig. 3.3 se puede observar el diagrama de flujo del proceso FDI para llevar a cabo el diagnóstico de fallas de interruptor abierto en un régimen de operación en estado estacionario (velocidad constante). Como primer paso, son evaluadas las mediciones de las corrientes de estator mediante el vector de Park. Posteriormente, al ser detectada la falla mediante (3.2), se evalúa la componente de secuencia negativa de las corrientes de estator, y enseguida se lleva a cabo la etapa de aislamiento mediante la evaluación del vector de características en el algoritmo de clasificación Bayesiana.

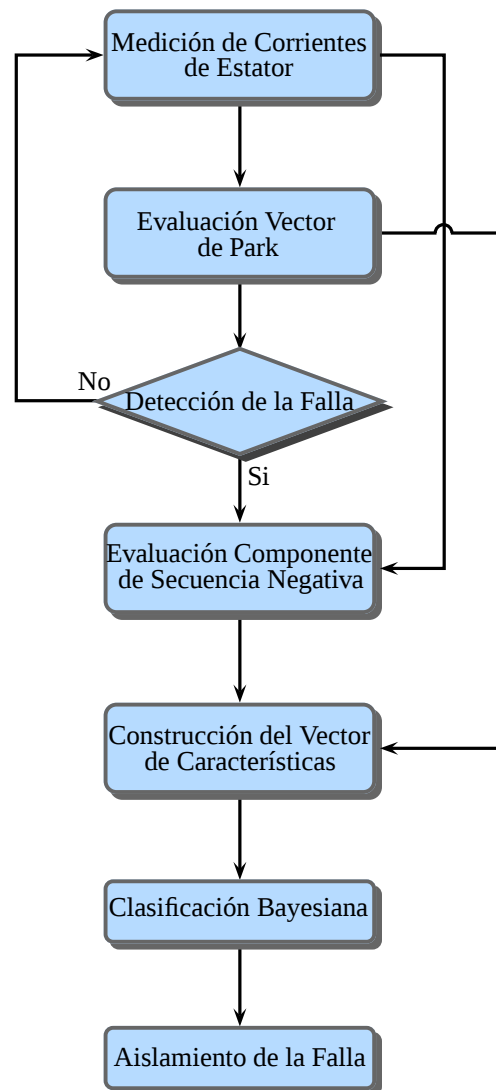


Figura 3.3: Diagrama de flujo del algoritmo de diagnóstico.

3.4 Validación Experimental de la Metodología Propuesta

Con el fin de validar los esquemas de detección y aislamiento de fallas presentados en este capítulo, se evaluaron datos experimentales obtenidos de un banco de pruebas de un motor de inducción de 1 *HP* (ver Fig. 3.4). El banco de pruebas se compone de un MI (1 *HP*, 220 V_{RMS} , 60 *Hz*, 1750 *RPM*) acoplado a un motor de CD que actúa como carga dinámica. El puente inversor trifásico está construido a partir de transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT por sus siglas en inglés), los cuales, son controlados a partir de señales PWM mediante una técnica de vector espacial (SVPWM por sus siglas en inglés), donde la frecuencia de la señal portadora es de 10 *kHz*. Las señales de

control de los IGBT's provienen de una tarjeta dSpace DS1103, y es en esta etapa donde se implementan seis interruptores manuales para la emulación de los diferentes tipos de falla. Las mediciones de las corrientes de estator se adquieren a través de sensores de efecto Hall CNL-50. La frecuencia de muestreo para la adquisición de los datos fue de 50 kHz .

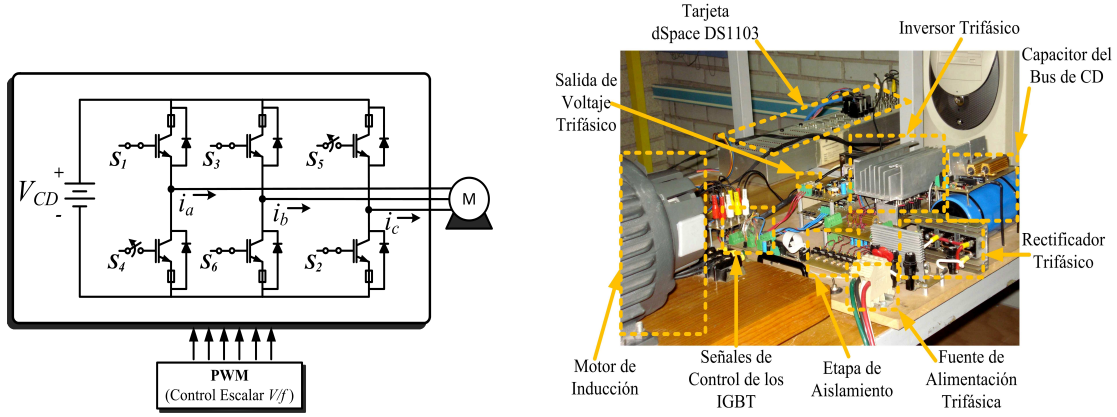


Figura 3.4: Esquemático de la topología VSI trifásica (izquierda) y banco de pruebas del motor de inducción (derecha).

Para la evaluación de las ideas propuestas en este capítulo, se consideran tres escenarios de falla de interruptor abierto en el inversor trifásico:

- Caso A** Dos fallas simultáneas ocurren en el interruptor inferior de la fase a (S_4) y en el interruptor superior de la fase c (S_5). En este caso, el motor está operando a una frecuencia de 60 Hz .
- Caso B** Una falla sencilla ocurre en el interruptor superior de la fase b (S_3). Para este caso, el motor está operando a una frecuencia de 30 Hz .
- Caso C** Una falla sencilla ocurre en el interruptor superior de la fase c (S_5), para la cual el motor está operando a una frecuencia de 15 Hz .

La ventana de evaluación para el proceso de detección de la falla es seleccionada en ambos casos con un valor de 1 periodo de la frecuencia fundamental de alimentación ($T = 16.6\text{ ms}$ para el **Caso A**, $T = 33.3\text{ ms}$ para el **Caso B** y $T = 66.6\text{ ms}$ para el **Caso C**). El umbral para la detección de la falla fue seleccionado con un valor $J_{TH} = 0.01$.

Los resultados para el **Caso A** se muestran en las Figs. 3.5-3.7. En la Fig. 3.5 se ilustran las corrientes instantáneas de estator (i_a, i_b, i_c) para esta evaluación. En este caso, se aplica un cambio en el par de carga en $t = 1.29s$. Debido a esto, se observa un aumento en la magnitud de las corrientes de estator; sin embargo, notar que las variables de diagnóstico no reaccionan ante esta perturbación. Después, se dispara la falla en $t = 3.1575s$, en consecuencia, se observa que la corriente i_a sólo fluye en la dirección positiva, e i_c sólo fluye en la dirección negativa debido a que los interruptores S_4 y S_5 se encuentran abiertos. Enseguida que se dispara la falla, se observa un incremento en la magnitud del vector de Park, y al llevar a cabo la evaluación con ventana del residuo generado, se logra detectar inmediatamente la falla en $t = 3.1645$ (ver Fig. 3.6). Por lo tanto, la detección de la falla se lleva a cabo en menos de $17ms$. Además, en la Fig. 3.7 se puede apreciar el cambio en la fase del vector de Park, y en la fase de la componente de secuencia negativa. Después de que el proceso de detección indica la presencia de la falla, se lleva a cabo la etapa de aislamiento empleando el algoritmo de clasificación Bayesiana, y como resultado (ver Fig. 3.7), es clasificada la clase de la falla como $c = 17$, la cual corresponde a una falla simultanea en S_4 y S_5 de acuerdo a la Tabla 3.1.

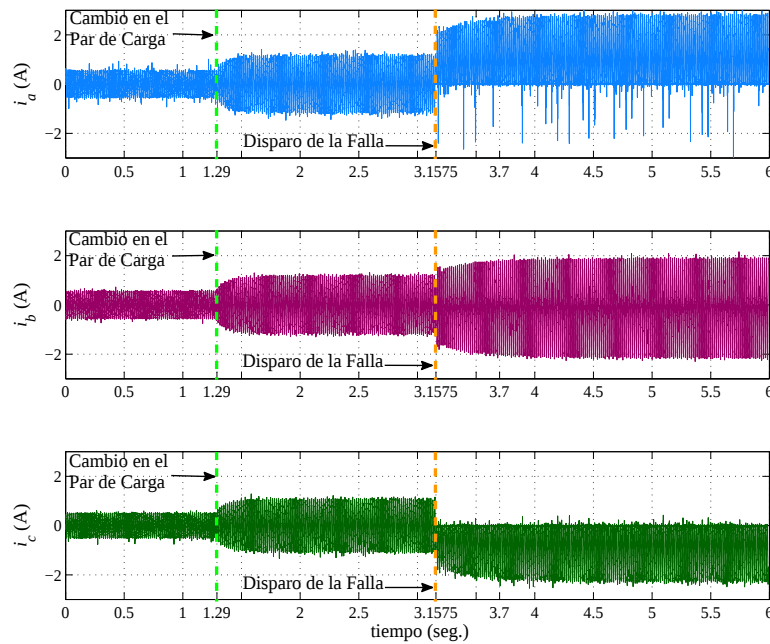


Figura 3.5: Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental **Caso A** (Lazo Abierto).

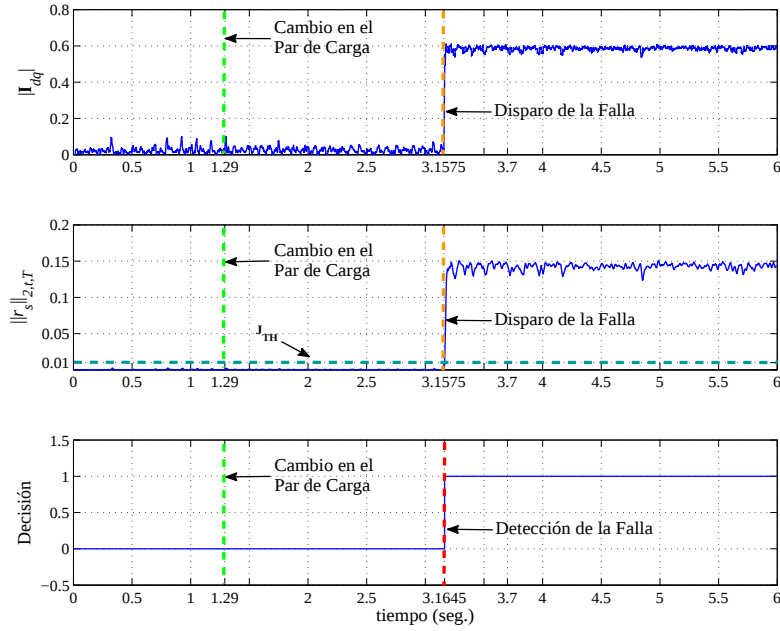


Figura 3.6: **Caso A** (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.

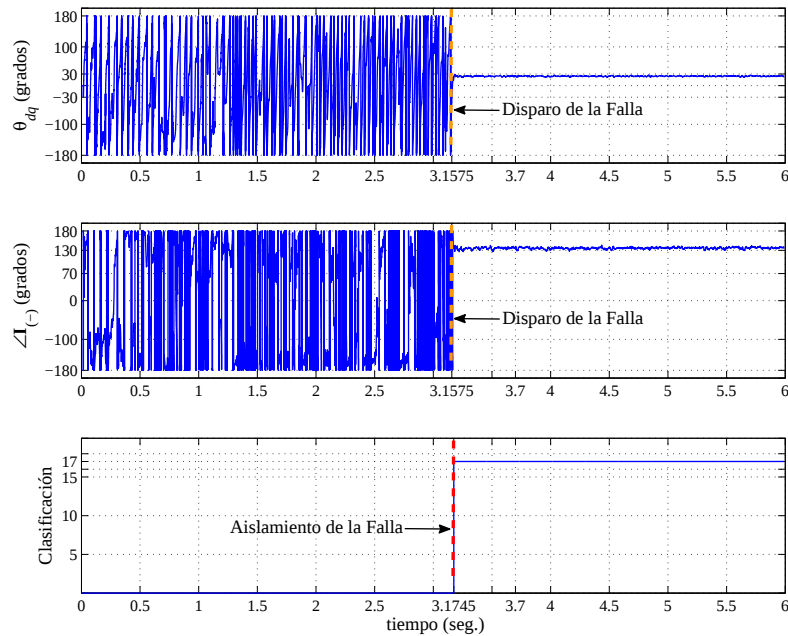


Figura 3.7: **Caso A** (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) aislamiento de la falla.

Las Figs. 3.8-3.10 muestran los resultados para el **Caso B**. En la Fig. 3.8 se presentan las mediciones de las corrientes instantáneas de estator (i_a, i_b, i_c). Para este caso, se aplica un cambio en el par de carga en $t = 5.5s$. De aquí, se observa un aumento en la magnitud de las corrientes de estator, no obstante, las variables de diagnóstico no reaccionan ante el cambio en la perturbación. Enseguida, se dispara la falla en $t = 16.575s$, como resultado, se observa que la corriente i_b sólo fluye en la dirección negativa debido a que el interruptor superior S_3 se encuentra abierto. Después de que ocurre la falla, los residuos en la Fig. 3.9 indican la presencia de la falla, y en consecuencia, es detectado inmediatamente este evento en $t = 16.6067s$. Una vez más, se logra detectar la falla en un tiempo menor a un ciclo de red ($T = 33.3ms$), ya que ahora la detección toma sólo $31.7ms$. Después de que el proceso de detección indica la presencia de la falla, se lleva a cabo el proceso de aislamiento empleando el algoritmo de clasificación basado en reconocimiento de características el cual, como se observa en la Fig. 3.10, cumple satisfactoriamente con la tarea de aislamiento clasificando la clase de la falla como $c = 3$ la cual corresponde (ver Tabla 3.1) a una falla en el interruptor superior de la fase b (S_3).

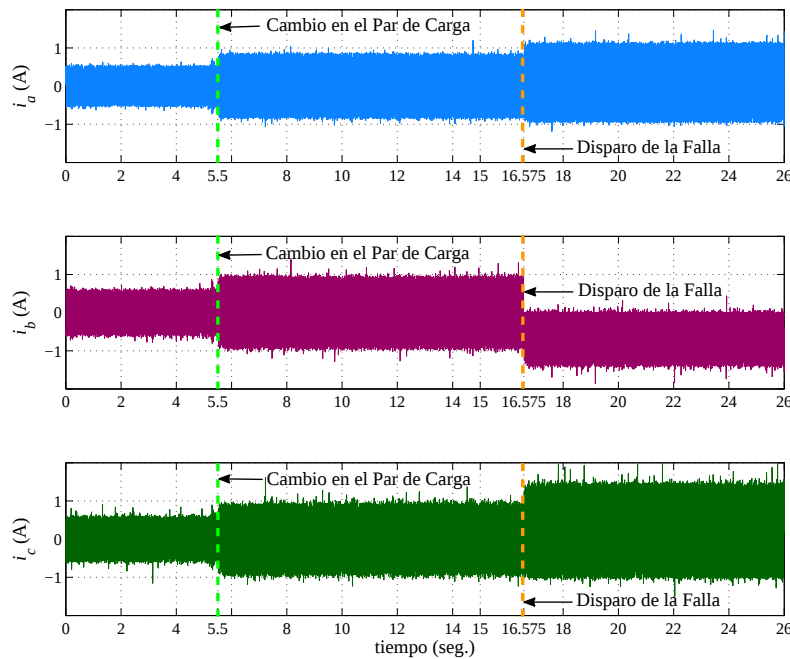


Figura 3.8: Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental **Caso B** (Lazo Abierto).

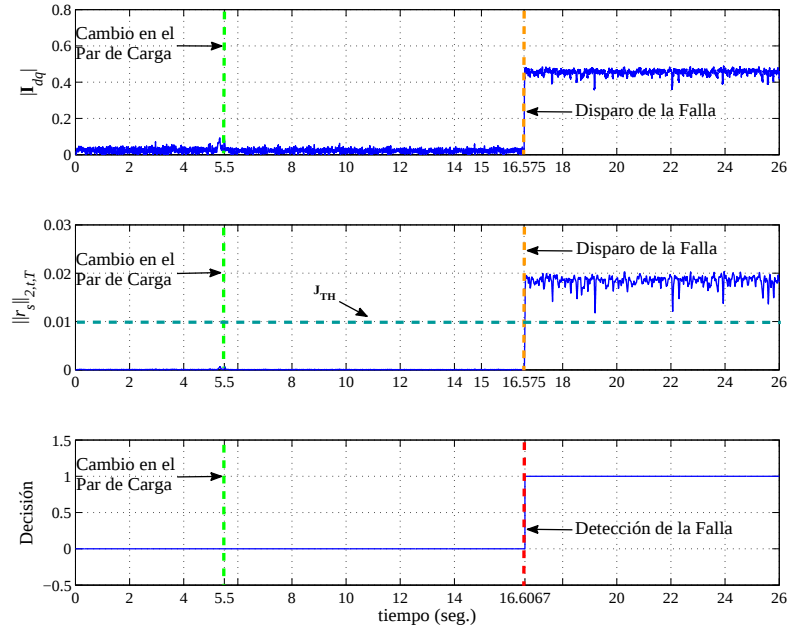


Figura 3.9: **Caso B** (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.

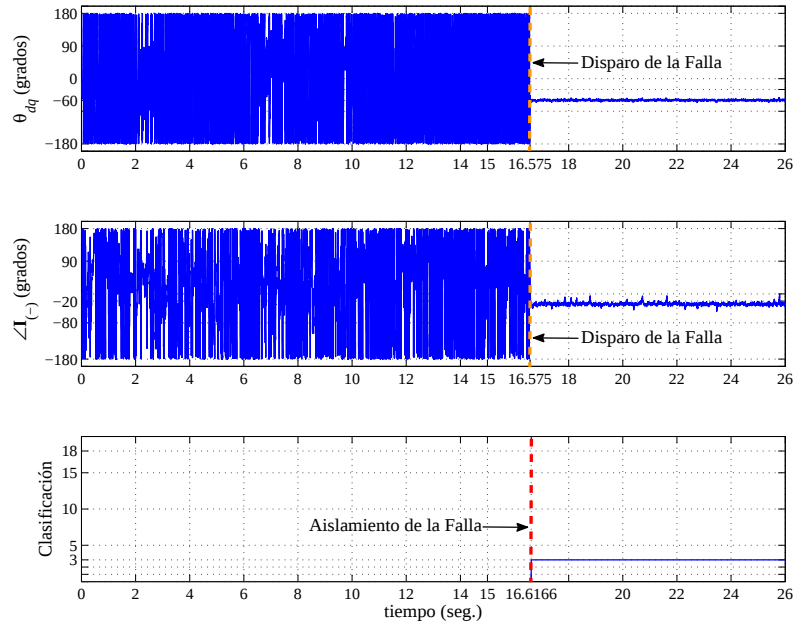


Figura 3.10: **Caso B** (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) aislamiento de la falla.

Por último, en las Figs. 3.11-3.13 se presentan los resultados para el **Caso C**. En la Fig. 3.11 se ilustran las corrientes instantáneas de estator (i_a, i_b, i_c) para esta evaluación. En este caso, se aplica un cambio en el par de carga en $t = 5.54s$. Nuevamente, se observa un aumento en la magnitud de las corrientes de estator, sin embargo, las herramientas de diagnóstico no reaccionan ante esta perturbación. Después, se dispara la falla en $t = 16.2367s$, en consecuencia, se observa que la corriente i_c sólo fluye en la dirección negativa debido a que el interruptor superior S_5 se encuentra abierto. Enseguida que se dispara la falla, se visualiza en la Fig. 3.12 un incremento en el residuo generado por la magnitud del vector de Park, y al llevar a cabo la evaluación con ventana, se logra detectar la falla en $t = 16.2928$. También, como consecuencia de la falla, en la Fig. 3.13 se observa un cambio en las fases del vector de Park Θ_{dq} y de la componente de secuencia negativa $\angle I_{(-)}$. Una vez que el proceso de detección indica la presencia de la falla, se lleva a cabo la etapa de aislamiento empleando el algoritmo de clasificación Bayesiana, y como resultado (ver Fig. 3.13), es clasificada correctamente la clase de la falla como $c = 5$, la cual corresponde a una falla en el interruptor superior de la fase c (S_5) de acuerdo a la Tabla 3.1.

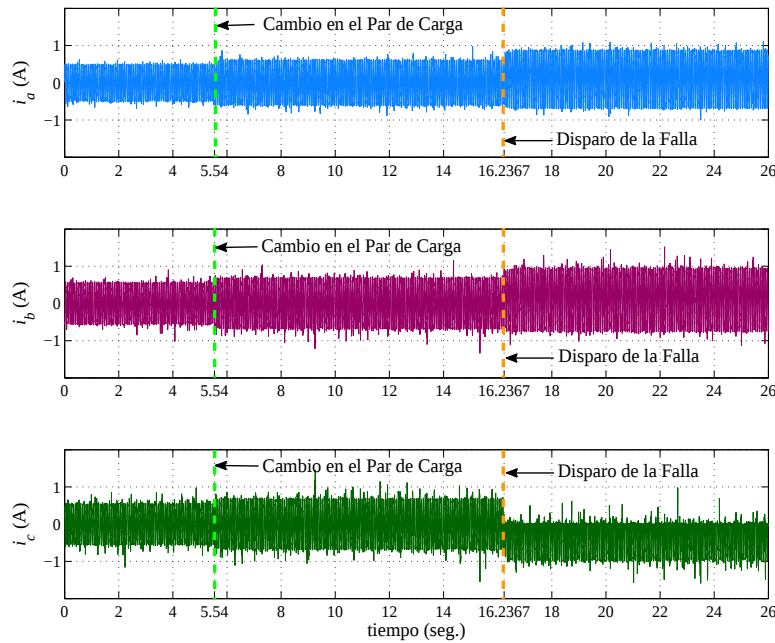


Figura 3.11: Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental **Caso C** (Lazo Abierto).

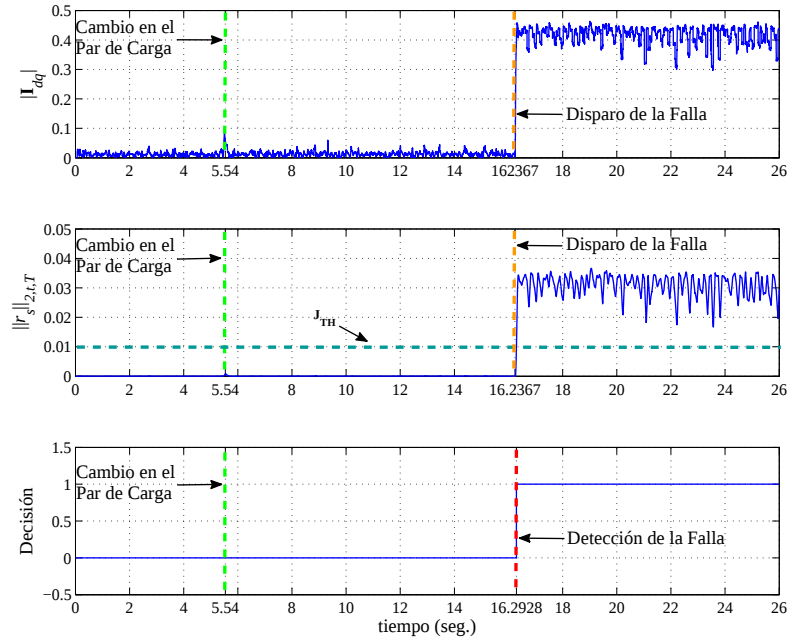


Figura 3.12: **Caso C** (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.

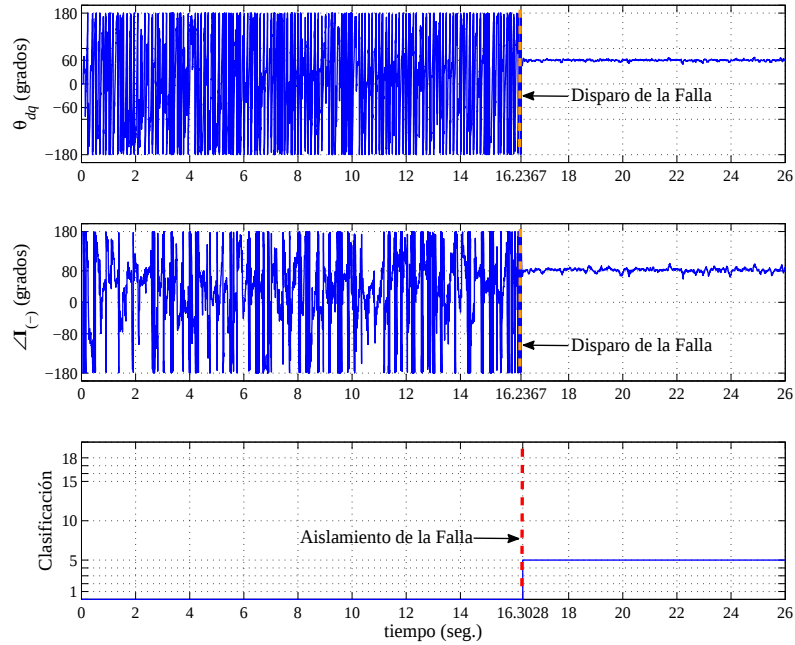


Figura 3.13: **Caso C** (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) aislamiento de la falla.

3.4.1 Desempeño del Sistema de Diagnóstico

Con el fin de evaluar el desempeño del clasificador Bayesiano, se añadió ruido blanco gaussiano a las mediciones de las corrientes de estator para los **Casos A, B y C**, lo cual se realizó mediante software a través del comando *awgn* de MATLAB. Posteriormente, se emplea el algoritmo de clasificación y se calcula el porcentaje de datos bien clasificados después de la detección de la falla. Para esto, se realizaron 10 corridas del algoritmo en cada caso, para así obtener posteriormente un promedio del porcentaje de los datos bien clasificados en las 10 iteraciones. Finalmente en la Tabla 3.2, se presentan los resultados obtenidos en la evaluación, donde se logró obtener un buen desempeño para una relación señal a ruido (SNR) de $3dB$, $0db$ y $-3dB$; no obstante, se observó una ligera disminución en el desempeño del clasificador para el **Caso B** (en relación con los **Casos A y C**), lo anterior debido principalmente al efecto de conmutación en el inversor que ya contamina las mediciones. Por otro lado, para una SNR de $-6dB$ el desempeño del clasificador resultó seriamente afectado, además de que la etapa detección resultó ambigua y poco efectiva, lo anterior debido sobretodo a que se consideró un escenario con mediciones sumamente ruidosas.

Tabla 3.2: Desempeño del clasificador Bayesiano ante la presencia de ruido en las señales monitoreadas.

	$SNR = 3dB$	$SNR = 0dB$	$SNR = -3dB$	$SNR = -6dB$
Caso A	100 %	99.858 %	99.033 %	< 50 %
Caso B	99.812 %	98.377 %	93.901 %	< 50 %
Caso C	100 %	99.976 %	99.519 %	< 50 %

Además, se verificó mediante simulación el desempeño del sistema de diagnóstico considerando un ligero desbalance en las impedancias de los devanados de estator. Para llevar a cabo el escenario expuesto anteriormente, se conectaron resistencias en serie con los bornes del motor, para de esta manera y a través de la modificación de los valores de estas resistencias, simular un desbalance en las impedancias de los devanados de estator. La simulación se realizó utilizando la herramienta Simulink de MATLAB. Para esto, se consideró un MI con una potencia nominal de 3 HP y velocidad base de 1750 RPM . El voltaje de línea nominal es de 220 V_{rms} a una frecuencia de 60 Hz . Los parámetros del MI que se utilizan en la simulación se presentan en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Parámetros del MI empleados en la evaluación.

Parámetro	Valor
Potencia nominal	3 HP
Velocidad nominal	1750 RPM
Resistencia del estator	7.99 Ω
Resistencia del rotor	3.86 Ω
Inductancia mutua	374.8 mH
Inductancia del estator	378.8 mH
Inductancia del rotor	403.1 mH
Momento de inercia	$35.1 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Fricción viscosa	$2.1 \times 10^{-3} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$
Pares de polos	2

Para esta evaluación, además del desbalance en las impedancias de los devanados de estator, dos fallas ocurren de manera consecutiva en el interruptor inferior de la fase b (S_6) y en el interruptor superior de la fase a (S_1). En este caso, el motor de inducción está operando a una frecuencia de 60 Hz. La ventana de evaluación para el proceso de detección de la falla es seleccionada con un valor de 1 periodo de la frecuencia fundamental de alimentación ($T = 16.6 \text{ ms}$). El umbral para la detección de la falla fue seleccionado con un valor de $J_{TH} = 0.01$.

Los resultados obtenidos en la simulación se muestran en las Figs. 3.14-3.17. En la Fig. 3.14, se muestran las corrientes de línea obtenidas durante la evaluación, donde se puede observar que la magnitud de la corriente de la fase c es ligeramente menor en relación con la fase a y b , lo que se atribuye al desbalance inducido en las impedancias de los devanados de estator. Enseguida, en la Fig. 3.15, se ilustran las corrientes de estator (i_a, i_b, i_c) para el escenario considerado. En este caso, se aplica un cambio en el par de carga en $t = 3.0 \text{ s}$, cuyo efecto se ve directamente reflejado en el aumento de la magnitud de las corrientes de línea; sin embargo, los mecanismos de diagnóstico no reaccionan ante esta perturbación. Posteriormente, en $t = 4.0 \text{ s}$, se induce una falla en el interruptor inferior de la fase b (S_6) y de manera consecutiva, a los $t = 5.0 \text{ s}$, en el interruptor superior de la fase a (S_1). En consecuencia, se observa un perfil positivo en el flujo de la corriente de línea de la fases b , y además, se visualiza un perfil negativo en el flujo de la corriente de la fase c después de que ocurre la falla. La asimetría provocada en las corrientes de línea, se refleja inmediatamente en la magnitud del vector de Park $|I_{dq}|$, y al llevar a cabo la evaluación con ventana del residuo generado, se logra detectar inmediatamente la falla en

$t = 4.0051$ (ver Fig. 3.16). Además, en la Fig. 3.17 se puede apreciar el cambio en la fase del vector de Park, y en la fase de la componente de secuencia negativa. Después de que el proceso de detección indica la presencia de la falla, se lleva a cabo la etapa de aislamiento empleando el algoritmo de clasificación Bayesiana, y como resultado (ver Fig. 3.17), es clasificada en un principio la clase de la falla como $c = 6$, y posteriormente al dispararse la falla en el interruptor superior de la fase a (S_1), el esquema de aislamiento obtiene como resultado una falla de clase 8, la cual corresponde a una falla simultanea en S_1 y S_6 de acuerdo a la Tabla 3.1.

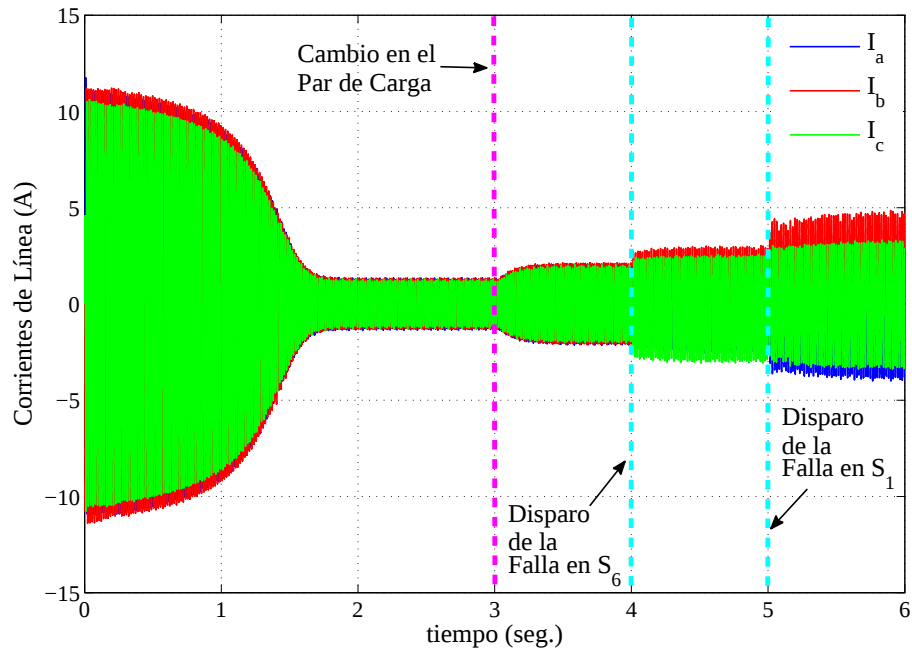


Figura 3.14: Mediciones de las corrientes de estator ante un desbalance en las impedancias de los devanados de estator.

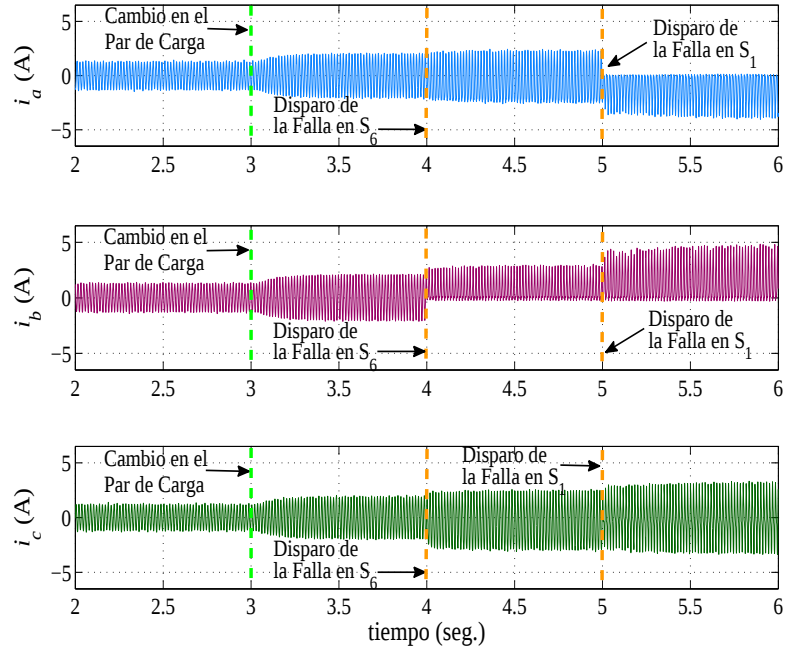


Figura 3.15: Corrientes de estator obtenidas durante la simulación (Lazo Abierto).

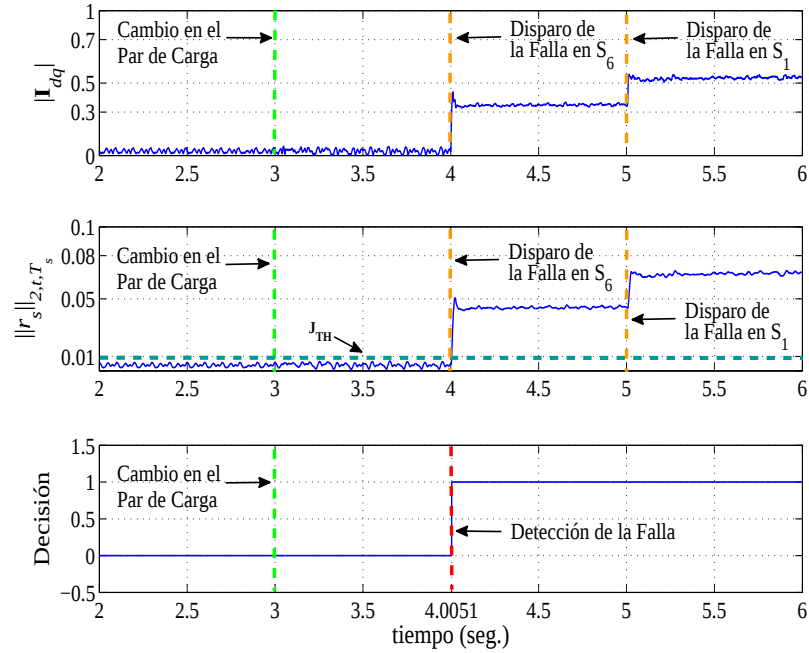


Figura 3.16: Detección de la falla (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) decisión de la falla.

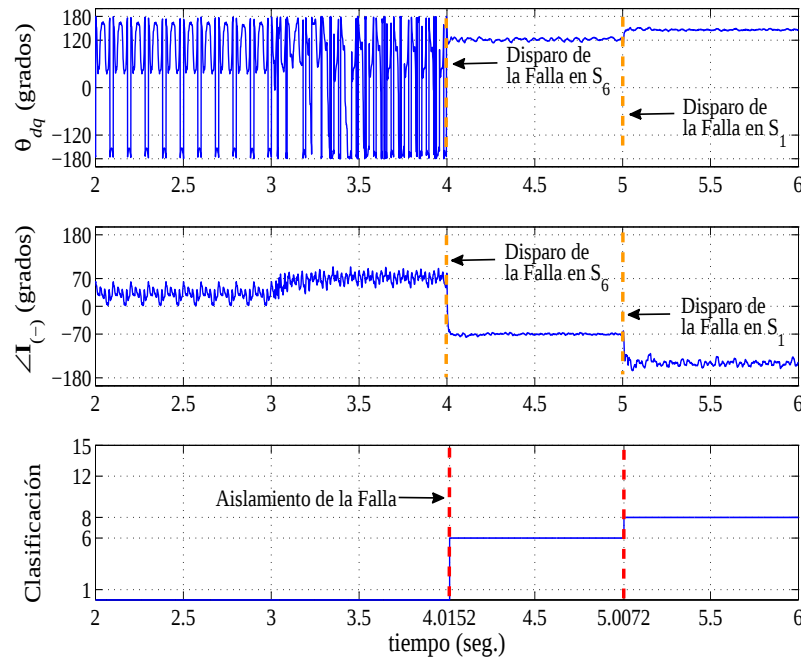


Figura 3.17: Aislamiento de la falla (Lazo Abierto): (arriba) fase del vector de Park, (en medio) fase de la componente de secuencia negativa, (abajo) clasificación de la falla.

De la misma manera, se realizaron experimentos para los diferentes escenarios de falla ante ligeros desbalances en las impedancias de los devanados de estator. Como resultado, se observó que los patrones obtenidos en la Tabla 3.1 no variaban de manera significativa, por lo que el sistema de diagnóstico se desempeñó de manera aceptable, tal y como se demostró en el ejemplo anterior.

CAPÍTULO 4

Sistema de Diagnóstico para una Configuración en Lazo Cerrado

Tradicionalmente los motores de CD suelen ser más usados en aplicaciones donde se requiere tener un control preciso de par y velocidad en el proceso. Sin embargo, este tipo de máquinas eléctricas suelen ser costosas y menos rentables que los motores de inducción. En comparación con las máquinas de CD, los motores de inducción requieren de algoritmos muy complejos y sofisticados para satisfacer la necesidades de control. No obstante, gracias a la evolución tecnológica y al desarrollo de nuevas estrategias de control para motores de CA en las últimas décadas, hoy en día es posible regular la velocidad del motor de inducción modificando adecuadamente la frecuencia y la amplitud de la tensión de alimentación a través del actuador de potencia y empleando una configuración en lazo cerrado [7].

En este capítulo, se aborda la problemática de diagnosticar fallas de interruptor abierto en inversores para variadores de velocidad de motores de inducción influenciados por leyes de control en lazo cerrado. Primeramente se presentan, de manera general, los principios del control por campo orientado (FOC por sus siglas en inglés) para el motor de inducción [45]. Enseguida, se describen las ideas que se proponen para la detección y aislamiento de las fallas, así como el algoritmo diseñado. Finalmente, se presentan algunos resultados obtenidos tanto en lazo abierto como en lazo cerrado.

4.1 Control por Campo Orientado para el Motor de Inducción

En este trabajo de tesis, la técnica de control vectorial FOC es empleada para la regulación de velocidad en los motores de inducción [53]. En los últimos años este método se ha convertido en un estándar para los VV de motores de CA, sobre todo en aquellas aplicaciones en las cuales se requiere un control preciso de velocidad.

4.1.1 Modelo Dinámico del Motor de Inducción

El punto de partida para el control del motor de inducción es el sistema de ecuaciones diferenciales no lineales que caracterizan su dinámica, por lo que se requiere de un modelo que represente el comportamiento real de la máquina tanto como sea posible. Por lo tanto, el modelo dinámico del motor de inducción empleando la transformación de Park en un marco de referencia síncrono rotatorio (d^e, q^e) aporta una solución conveniente a esta problemática [37]. Para describir la dinámica del motor de inducción a través de un modelo matemático simplificado se asume lo siguiente:

- Alimentación trifásica de tensión balanceada y sinusoidal.
- Entrehierro uniforme.
- Devanados de rotor y estator balanceados, y perfecta simetría de la máquina.
- Circuito magnético lineal.
- Distribución sinusoidal de las fuerzas magneto-motrices en el entrehierro.
- Efectos de saturación magnética y variación en los parámetros despreciables.

Los parámetros físicos del motor de inducción y la notación considerada en el modelo se detalla en la Tabla 4.1. También, para el modelo en el espacio de estado mostrado en (4.1), se consideran las corrientes de estator (i_{ds}^e, i_{qs}^e) , los flujos de rotor $(\lambda_{dr}^e, \lambda_{qr}^e)$ y la velocidad mecánica ω_m como variables de estado del sistema, además de las entradas de control (u_d^e, u_q^e) . Así, tomando en cuenta las consideraciones anteriores y definiendo a

$$(x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)^T = (i_{ds}^e, i_{qs}^e, \lambda_{dr}^e, \lambda_{qr}^e, \omega_m)^T$$

Tabla 4.1: Parámetros Físicos del Motor de Inducción.

Notación	Descripción
R_s	Resistencia del estator
R_r	Resistencia del rotor
L_m	Inductancia de magnetización
L_s	Inductancia del estator
L_r	Inductancia del rotor
J	Momento de inercia
f	Fricción mecánica
n_p	Pares de polos
T_L	Par de carga

como el vector de estados del sistema, se tiene que el modelo matemático del motor de inducción en un marco de referencia síncrono está dado por:

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= -cx_1 + \omega_s x_2 + abx_3 + n_p bx_4 x_5 + \delta u_d^e \\
\dot{x}_2 &= -cx_2 - \omega_s x_1 - n_p bx_3 x_5 + abx_4 + \delta u_q^e \\
\dot{x}_3 &= -ax_3 + aL_m x_1 + (\omega_s - n_p x_5)x_4 \\
\dot{x}_4 &= -ax_4 + aL_m x_2 - (\omega_s - n_p x_5)x_3 \\
\dot{x}_5 &= -kfx_5 + m(x_2 x_3 - x_1 x_4) - kT_L
\end{aligned} \tag{4.1}$$

donde $a = R_r/L_r$, $b = L_m/\sigma L_s L_r$, $c = (L_m^2 R_r/\sigma L_s L_r^2) + (R_s/\sigma L_s)$, $m = 3n_p L_m/2JL_r$, $k = 1/J$, $\delta = 1/\sigma L_s$, $\sigma = 1 - (L_m^2/L_s L_r)$, es una reparametrización del modelo del motor de inducción. Además, es importante considerar el par electromagnético T_e para plantear la estrategia de control, cuya expresión está incluida en la dinámica de la velocidad mecánica y es:

$$T_e = m(x_2 x_3 - x_1 x_4). \tag{4.2}$$

Generalmente las corrientes de estator y la velocidad mecánica son las mediciones disponibles del sistema, y tomando como base estas variables, es como se sintetizan las diferentes estrategias de control [26]. En este sentido, el problema de control consiste en encontrar u_d^e y u_q^e de tal manera que se force a la variable objetivo a seguir la referencia deseada, que para este caso, la regulación de la velocidad mecánica ω_m es uno de los principales objetivos de control. A continuación se presenta el algoritmo de control FOC para operar el motor de inducción en lazo cerrado.

4.1.2 Estrategia de Control por Campo Orientado

La idea central de este esquema de control es orientar el flujo del rotor

$$\lambda_r^e = (\lambda_{dr}^e, \lambda_{qr}^e)^T$$

a lo largo del eje d^e del marco de referencia síncrono, por lo que la componente q^e tendrá que ser igual a cero [45, 53], lo cual puede ser expresado como:

$$\lambda_r^e = (\lambda_{dr}^e, 0)^T \quad (4.3)$$

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad (4.4)$$

$$\Rightarrow x_4 = \dot{x}_4 = 0. \quad (4.5)$$

Usando (4.5) en el modelo del motor de inducción dado por (4.1), se obtiene un nuevo sistema descrito por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -cx_1 + \omega_s x_2 + abx_3 + \delta u_d^e \\ \dot{x}_2 &= -cx_2 - \omega_s x_1 - n_p bx_3 x_5 + \delta u_q^e \\ \dot{x}_3 &= -ax_3 + aL_m x_1 \\ 0 &= -ax_4 + aL_m x_2 - (\omega_s - n_p x_5)x_3 \\ \dot{x}_5 &= -kf x_5 + mx_2 x_3 - kT_L \end{aligned} \quad (4.6)$$

de donde se puede deducir la siguiente expresión para la velocidad angular síncrona:

$$\omega_s = aL_m \frac{x_2}{x_3} + n_p x_5. \quad (4.7)$$

Así, sustituyendo (4.7) en (4.6), el modelo del motor de inducción de quinto orden (4.1) es reducido a uno de cuarto orden:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -cx_1 + aL_m \frac{x_2^2}{x_3} + n_p x_2 x_5 + abx_3 + \delta u_d^e \\ \dot{x}_2 &= -cx_2 - aL_m \frac{x_1 x_2}{x_3} - n_p x_1 x_5 - n_p bx_3 x_5 + \delta u_q^e \\ \dot{x}_3 &= -ax_3 + aL_m x_1 \\ \dot{x}_5 &= -kf x_5 + mx_2 x_3 - kT_L \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$T_e = mx_2 x_3 \quad (4.9)$$

Notar que el par electromagnético es proporcional al producto del flujo λ_{dr}^e (x_3) y la corriente i_{qs}^e (x_2). Sin embargo, las ecuaciones diferenciales del sistema resultante (4.8) siguen conteniendo términos no lineales que complican la acción de control.

Una posibilidad es utilizar una ley de control por retroalimentación de estado para cancelar los términos no lineales y así obtener un modelo simplificado en lazo cerrado del motor de inducción. Para este caso, se emplea la ley de control por retroalimentación de estado propuesta por [13], la cual se define como:

$$\begin{bmatrix} u_d^e \\ u_q^e \end{bmatrix} = \frac{1}{\delta} \begin{bmatrix} -n_p x_2 x_5 - a L_m \frac{x_2^2}{x_3} - a b x_3 + v_d^{pi} \\ n_p b x_3 x_5 + n_p x_1 x_5 + a L_m \frac{x_1 x_2}{x_3} + v_q^{pi} \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

y al aplicar (4.10) al sistema (4.8), el siguiente sistema en lazo cerrado es obtenido:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -c x_1 + v_d^{pi} \\ \dot{x}_2 &= -c x_2 + v_q^{pi} \\ \dot{x}_3 &= -a x_3 + a L_m x_1 \\ \dot{x}_5 &= -k f x_5 + m x_2 x_3 - k T_L. \end{aligned} \quad (4.11)$$

Como se puede observar, ahora la dinámica del sistema en lazo cerrado presenta una estructura más simple, donde es notoria la linealidad de la dinámica del flujo. Además, hay un desacople evidente entre las corrientes de estator i_{ds}^e e i_{qs}^e (x_1 y x_2). Como resultado, la dinámica del flujo puede ser expresada en el siguiente subsistema:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -c x_1 + v_d^{pi} \\ \dot{x}_3 &= -a x_3 + a L_m x_1 \end{aligned} \quad (4.12)$$

En (4.12) se observa que la corriente i_{ds}^e (x_1) determinará la amplitud del flujo λ_{dr}^e (x_3) y puede ser regulada de manera independiente a través de la señal de control v_d^{pi} :

$$\begin{aligned} v_d^{pi} &= k_{p1}^d (x_1^* - x_1) + k_{i1}^d \int_0^t (x_1^*(\tau) - x_1(\tau)) d\tau \\ x_1^* &= k_{p2}^d (x_3^* - x_3) + k_{i2}^d \int_0^t (x_3^*(\tau) - x_3(\tau)) d\tau \end{aligned} \quad (4.13)$$

donde $x_3 = \lambda_{dr}^e = |\lambda_r^e|$ y $x_3^* = (\lambda_{dr}^e)^*$. Una vez que la amplitud del flujo x_3 alcanza el valor de referencia deseado x_3^* , la dinámica de la velocidad mecánica es lineal y está descrita por:

$$\begin{aligned} \dot{x}_2 &= -c x_2 + v_q^{pi} \\ \dot{x}_5 &= -k f x_5 + m x_3^* x_2 - k T_L. \end{aligned} \quad (4.14)$$

De (4.14) y (4.9) se puede deducir que la componente de la corriente i_{qs}^e gobernará la amplitud del par inducido T_e , siempre y cuando se mantenga el valor de λ_r^e constante, y de esta manera, regular la velocidad mecánica por medio de la señal de control v_q^{pi} :

$$\begin{aligned} v_q^{pi} &= k_{p1}^q (T_e^* - T_e) + k_{i1}^q \int_0^t (T_e^*(\tau) - T_e(\tau)) d\tau \\ T_e^* &= k_{p2}^q (x_5^* - x_5) + k_{i2}^q \int_0^t (x_5^*(\tau) - x_5(\tau)) d\tau \\ T_e &= m x_2 x_3 \end{aligned} \quad (4.15)$$

donde $x_5^* = \omega_m^*$ es la referencia de velocidad mecánica.

En la Fig. (4.1) se ilustra el diagrama a bloques de la estrategia de control vectorial por campo orientado para la regulación de velocidad del motor de inducción. Nótese que el flujo y la velocidad son regulados cada uno por dos lazos de control PI, uno externo y otro interno, por lo que será de vital importancia asignar los valores de los parámetros $(k_{p1}^d, k_{i1}^d, k_{p2}^d, k_{i2}^d, k_{p1}^q, k_{i1}^q, k_{p2}^q, k_{i2}^q)$, de tal manera que la dinámica de los lazos internos sea más rápida que la de los externos, y aunado a esto, garantizar estabilidad y un correcto seguimiento de las trayectorias deseadas.

Uno de los principales retos de esta metodología reside en determinar correctamente la ubicación del vector de flujo del rotor λ_r con respecto al estator, lo cual consiste en situar con precisión el ángulo de rotación θ_s . Existen diferentes alternativas para calcular el ángulo de rotación θ_s . Una opción es hacerlo a partir de los flujos en un marco de referencia estacionario [26]. El inconveniente de esta solución es que generalmente no se encuentran disponibles las mediciones de los flujos, por lo que tienen que ser estimados. La estimación de los flujos de rotor pueden ser obtenida a partir de las ecuaciones dinámicas en el referencial estacionario, las cuales están dadas por:

$$\begin{aligned}\dot{\lambda}_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - n_p \omega_m \lambda_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} \\ \dot{\lambda}_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} + n_p \omega_m \lambda_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs}.\end{aligned}\quad (4.16)$$

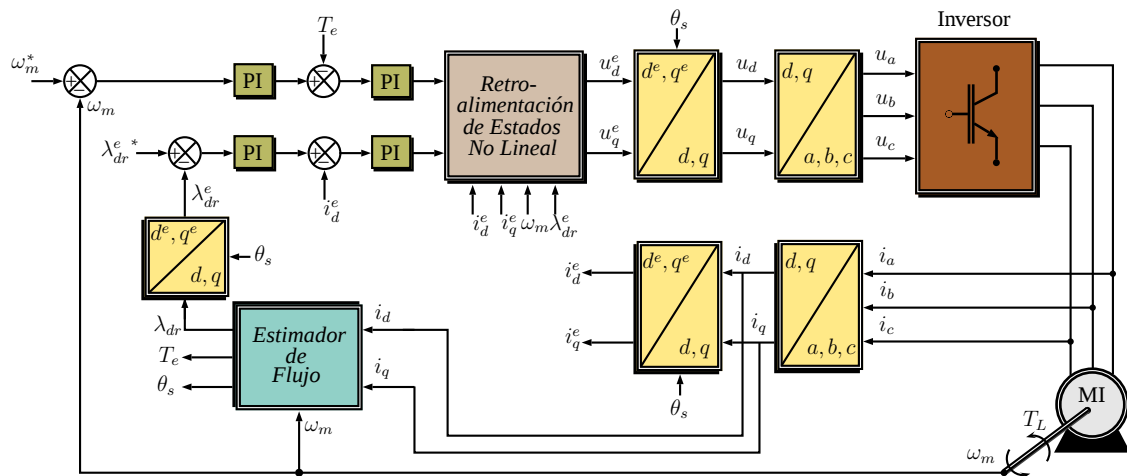


Figura 4.1: Diagrama a bloques de la estrategia de control vectorial FOC.

De esta forma, a través de las mediciones de las corrientes de estator y de la velocidad mecánica, e implementando una simulación en línea para la estimación de los flujos, es posible calcular la magnitud del vector de flujo y el ángulo de rotación θ_s por medio de las siguientes relaciones:

$$\begin{aligned} |\lambda_r| &= \sqrt{\lambda_{dr}^2 + \lambda_{qr}^2} \\ \theta_s &= \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{qr}}{\lambda_{dr}} \right). \end{aligned} \quad (4.17)$$

4.2 Esquema de Detección

Con el fin de llevar a cabo la etapa de detección de fallas, se considera nuevamente el procedimiento descrito en la Sección 3.2 ya que éste no se vería afectado por la operación del VV en lazo cerrado.

4.3 Esquema de Aislamiento

Una vez que se detecta la falla, se lleva a cabo la etapa de aislamiento como segundo paso en el proceso de diagnóstico. La tarea de aislamiento se realizará por medio del análisis de la trayectoria del vector de corriente $[\mathbf{i}_{dq}]$, el cual será construido a partir de la transformación de Park del valor instantáneo de las corrientes en el referencial estacionario. Para este propósito y según el comportamiento mostrado en la Fig. 2.5 para las 18 fallas estudiadas, el plano (d, q) se divide en 24 sectores igualmente distribuidos, de tal manera que se construye una firma de la falla a partir de los sectores que cruza la trayectoria durante cada ciclo (periodo fundamental).

En la Fig. 4.2, se ilustra la trayectoria del vector de corriente para los diferentes escenarios de falla considerados, donde se pueden observar los 24 sectores distribuidos de manera radial en cada plano, i.e., 15° separados un sector de otro. Observar que para cada caso, la trayectoria comienza en uno de los sectores propuestos y los va atravesando de tal manera que llega a cruzar de 4 a 12 sectores durante su recorrido característico. Por lo tanto, la estrategia de aislamiento dependerá de la trayectoria del vector de corriente en el plano (d, q) , para lo cual, el ángulo de fase θ_{dq} proporcionará la información necesaria para determinar la posición del vector $[\mathbf{i}_{dq}]$, y es obtenido por medio de las siguientes

relaciones:

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}}i_a - \frac{1}{\sqrt{6}}i_b - \frac{1}{\sqrt{6}}i_c \quad (4.18)$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}}i_b - \frac{1}{\sqrt{2}}i_c \quad (4.19)$$

$$\theta_{dq} = \tan^{-1} \frac{i_q}{i_d} \quad (4.20)$$

donde i_a , i_b e i_c denotan el valor instantáneo de las tres corrientes de estator.

Por otra parte, la metodología propuesta en esta sección presenta ciertas ventajas comparadas con los trabajos reportados hasta ahora en la literatura. Éstas son enunciadas a continuación. En primera instancia, debido a que la estrategia depende únicamente del ángulo de fase del vector de corriente, entonces, el esquema de aislamiento es insensible a la magnitud de la corriente, y como consecuencia, desacoplado del par de carga. Además, es posible operar la etapa de diagnóstico bajo esquemas de control en lazo abierto y lazo cerrado, puesto que la trayectoria del vector de corriente siempre será la misma, aun cuando la ley de control esté modificando constantemente las variables de magnitud y frecuencia. Como resultado, se plantea un esquema de aislamiento de fallas robusto ante cambios en el par de carga e independiente de la estructura de control presente en el variador de velocidad, por lo que ahora sólo resta llevar a cabo el diseño del algoritmo de diagnóstico.

Con el propósito de formalizar las ideas propuestas con anterioridad, se introduce en primer lugar el concepto de histograma [1]. En un sentido estricto, un histograma puede ser definido como una función inyectiva o mapeo que acumula las observaciones que pertenecen a cada sub-intervalo de una partición en un espacio dado. Partiendo de esta noción, la idea es construir a partir del histograma la firma correspondiente a cada escenario de falla, para posteriormente agrupar las diferentes categorías o clases. Para esto, las particiones o sub-intervalos se denotan como

$$\theta_i \subset [0, 2\pi)$$

donde $i = 1, \dots, 24$ representa el i -ésimo sector en el plano (d, q) . Además, los 24 sectores se encuentran igualmente distribuidos, por lo que se satisface que

$$\theta_i \cap \theta_j = \emptyset \quad \text{y} \quad \bigcup_{i=1}^{24} \theta_i = [0, 2\pi).$$

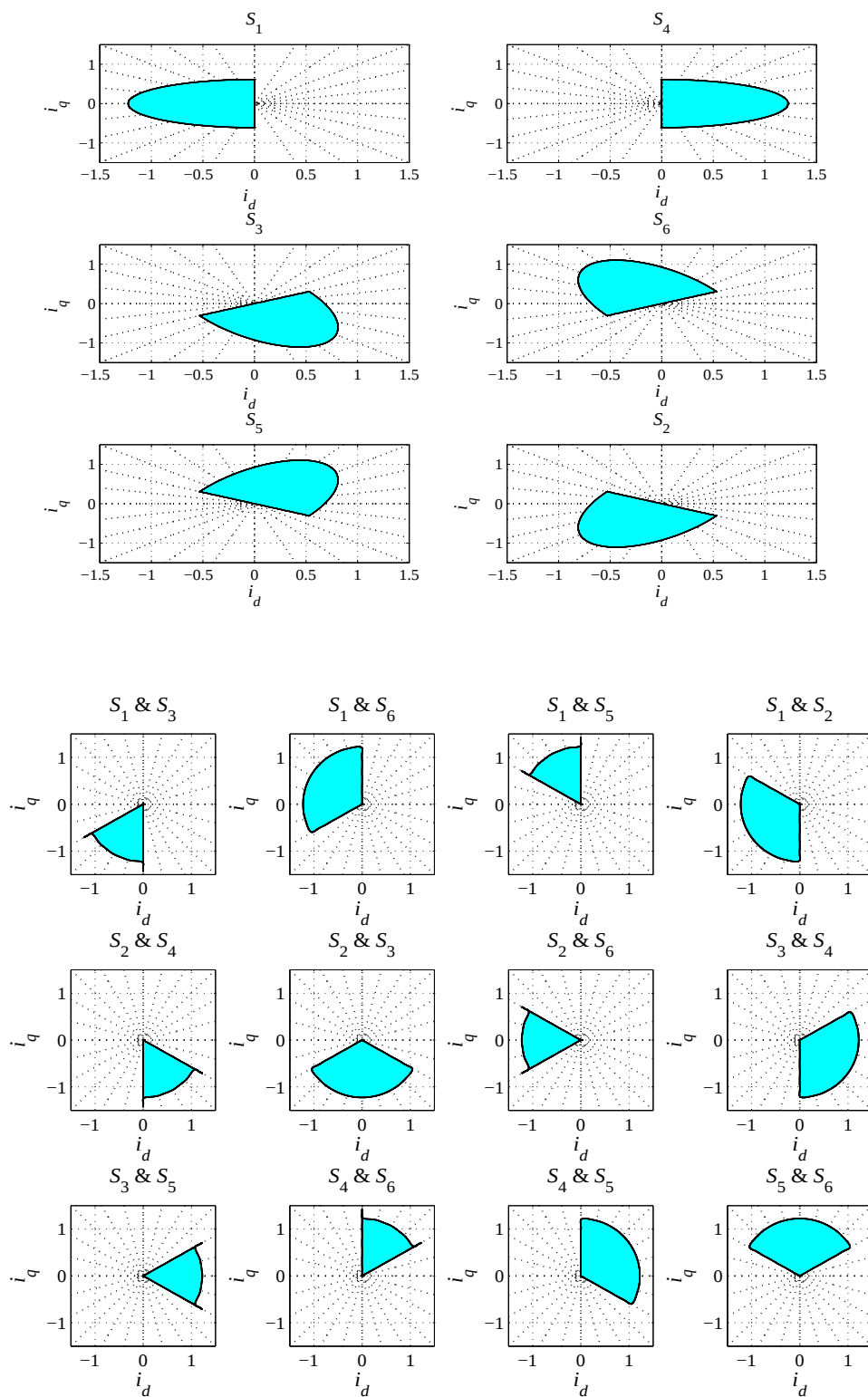


Figura 4.2: Trayectorias del vector de corriente en el plano dq ante fallas sencillas y simultáneas de interruptor abierto.

Tabla 4.2: Firmas resultantes para cada clase de falla.

Clase de Falla	Componentes del Vector $\hat{f}$ para la Firma en cada Clase de Falla																							
	$\hat{f}_1$	$\hat{f}_2$	$\hat{f}_3$	$\hat{f}_4$	$\hat{f}_5$	$\hat{f}_6$	$\hat{f}_7$	$\hat{f}_8$	$\hat{f}_9$	$\hat{f}_{10}$	$\hat{f}_{11}$	$\hat{f}_{12}$	$\hat{f}_{13}$	$\hat{f}_{14}$	$\hat{f}_{15}$	$\hat{f}_{16}$	$\hat{f}_{17}$	$\hat{f}_{18}$	$\hat{f}_{19}$	$\hat{f}_{20}$	$\hat{f}_{21}$	$\hat{f}_{22}$	$\hat{f}_{23}$	$\hat{f}_{24}$
1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1
2	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1
3	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
4	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1
5	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1
6	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
7	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
8	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
9	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
10	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
11	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-1
12	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1
13	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
14	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1	1	1	1	1
15	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1
16	-1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
17	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	1	1
18	-1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	-1

Mientras tanto, las observaciones se obtienen de la siguiente manera. En primer lugar son muestreadas las corrientes de estator $(i_d[k], i_q[k])$ cada T_s segundos (periodo de muestreo), para así obtener posteriormente el ángulo de fase $\theta_{dq}[k]$ asociado a la k -ésima muestra mediante $\theta_{dq}[k] = \tan^{-1} i_q[k]/i_d[k]$. Una vez que es detectada la falla, se lleva a cabo el conteo y acomodo de cada observación en contenedores, donde la k -ésima muestra $\theta_{dq}[k]$ pertenecerá al i -ésimo contenedor m_i si

$$\theta_{dq}[k] \in \theta_i \quad \Rightarrow \quad m_i = m_i + 1. \quad (4.21)$$

Así, a partir de (4.21), se va acumulando cada muestra k que se encuentre en el sector i en el contenedor m_i , y en caso de que la muestra no se encuentre en algunos de los sectores definidos entonces $m_i = 0$. En consecuencia, una vez que se realiza el acomodo de las observaciones adquiridas durante un periodo de la frecuencia de excitación, se obtiene el histograma $\mathbf{M} = [m_1, \dots, m_{24}]^T$ con el cual se construirá la firma de la falla $\hat{\mathbf{f}} = [\hat{f}_1, \dots, \hat{f}_{24}]^T$. Además, es necesario considerar un umbral η para tomar en cuenta el ruido en las mediciones así como la presencia de datos atípicos en las observaciones. Así, considerando el umbral η , se calcula cada componente en $\hat{\mathbf{f}}$ a partir de

$$\hat{f}_i = \begin{cases} 1 & m_i > \eta \\ -1 & m_i < \eta \end{cases} \quad i = 1, \dots, 24. \quad (4.22)$$

De (4.22) se derivan las firmas para cada clase de falla, las cuales son obtenidas a partir de las trayectorias del vector de corriente en el plano (d, q) para cada escenario de falla

(ver Fig. 4.2), y considerando los sectores radiales que cruza en su recorrido. Como resultado, se obtienen los vectores para la firma de cada uno de los 18 escenarios de falla considerados $(\hat{\mathbf{f}}_1, \dots, \hat{\mathbf{f}}_{18})$, tal y como se muestra en la Tabla 4.2, la cual, se emplea posteriormente como bases de datos en la etapa de clasificación y aislamiento de las fallas de interruptor abierto. Para cada firma se añaden las componentes correspondientes a los sectores radiales adyacentes a la trayectoria original, lo anterior con la finalidad de tomar en cuenta ruido o alguna perturbación en el perfil del ángulo θ_{dq} .

Por otra parte, el umbral η puede ser inicialmente estimado a partir de las siguientes observaciones. Primeramente, considere a f_s como la frecuencia fundamental de las corrientes de estator, y además, suponga que la frecuencia de muestreo Ω_s es lo suficientemente alta para garantizar una buena caracterización de la trayectoria del vector de corriente en el plano (d, q) . Ahora, defina a η_m como el número de muestras por contenedor esperadas después de un periodo fundamental de la frecuencia de excitación f_s , cuyo valor puede ser estimado a partir de

$$\eta_m = \left\lfloor \frac{\Omega_s}{24f_s} \right\rfloor \quad (4.23)$$

donde $\lfloor \cdot \rfloor$ denota la *función piso* [41]. Por lo tanto, η_m proveerá de un parámetro inicial para la selección del umbral η . Sin embargo, se sugiere partir de un valor inicial de $\eta = \eta_m/2$, ya que el valor de η_m podría coincidir con el número de muestras acumuladas en el contenedor m_i , y en consecuencia, al evaluar (4.22), la firma resultante $\hat{\mathbf{f}}$ no corresponderá al verdadero perfil de la falla que se esté evaluando en ese momento, lo que puede conducir a una clasificación errónea de la falla.

Como siguiente paso, se propone normalizar los vectores $\hat{\mathbf{f}}_i$, para así obtener el conjunto de firmas asociado a cada falla $(\mathbf{f}_1, \dots, \mathbf{f}_{18})$ mediante

$$\mathbf{f}_i = \frac{1}{\sqrt{24}} \hat{\mathbf{f}}_i \quad i = 1, \dots, 18.$$

Finalmente, a partir de la firma de falla $\mathbf{f}$ construida por medio de las mediciones, y considerando la base de datos que contiene a $\mathbf{f}_i$, se lleva a cabo el aislamiento de la falla a través del siguiente criterio de correlación:

$$\text{Clase de Falla} = \arg \max_{i=1, \dots, 18} \langle \mathbf{f}, \mathbf{f}_i \rangle \quad (4.24)$$

donde $\langle \cdot \rangle$ denota el producto interno entre vectores.

Por último, en la Fig. 4.3 se presenta el diagrama de flujo del esquema FDI para llevar a cabo el diagnóstico de fallas de interruptor abierto en el inversor. En primer lugar, se aplica la transformación de Park al valor medio de las corrientes de estator. Posteriormente, se detecta la falla mediante (3.2), y se construye la firma de falla f a partir de las muestras observadas durante una ventana de tiempo de un periodo fundamental del voltaje de alimentación. Enseguida, se lleva a cabo la etapa de aislamiento utilizando el criterio de correlación propuesto en (4.24).

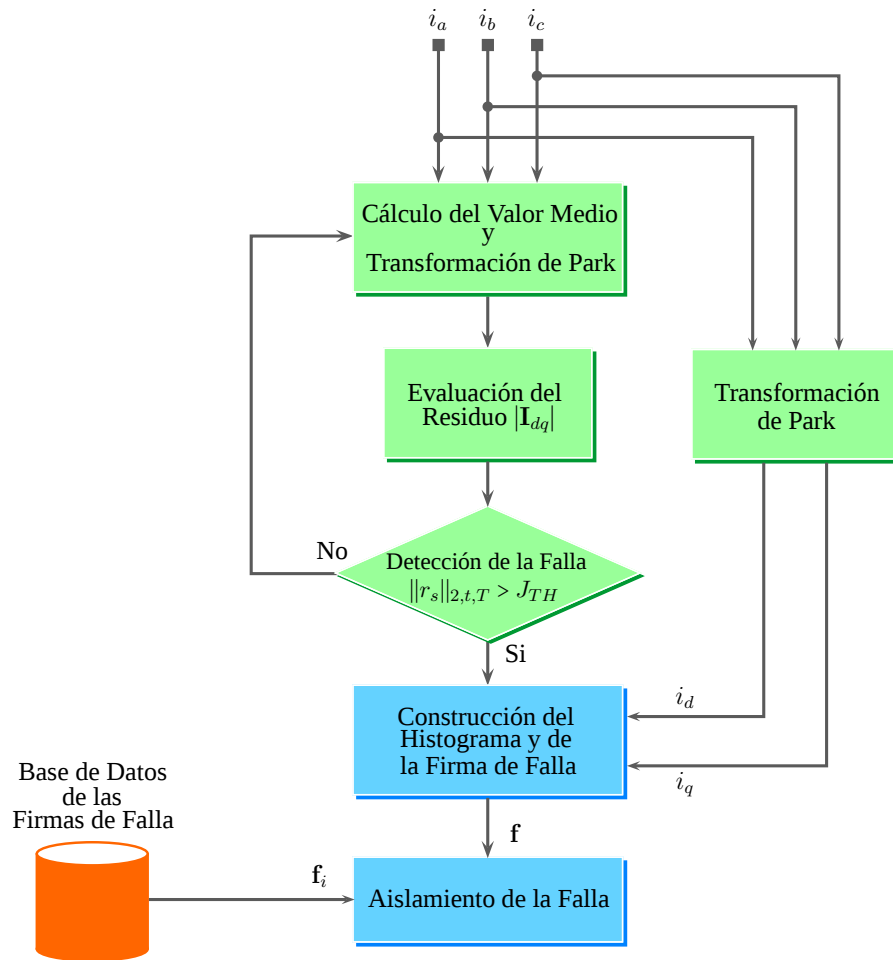


Figura 4.3: Diagrama de flujo del esquema de detección y aislamiento de fallas.

4.4 Validación de la Estrategia de Diagnóstico

Con el fin de validar las ideas propuestas en este capítulo, en esta sección se presentan los resultados obtenidos para cuatro diferentes escenarios de falla de interruptor abierto. Primero, se considera un esquema de control V/Hz en lazo abierto para la regulación de

velocidad, donde se evalúan los datos experimentales obtenidos de dos bancos de prueba, uno para un MI de 1 *HP* y otro para un motor de 3/4 *HP*. Por último, se presentan resultados obtenidos en simulación de la estrategia de control FOC para la regulación de velocidad en lazo cerrado del MI.

4.4.1 Resultados de Datos Experimentales en Lazo Abierto

Para la validación experimental se consideran los dos siguientes casos:

Caso D Una falla ocurre en el interruptor inferior de la fase *b* (S_6). En este caso, el banco de pruebas se compone de un motor de inducción (1 *HP*, 220 V_{RMS} , 60 *Hz*, 1750 *RPM*) acoplado a un motor de CD que actúa como carga dinámica, donde el MI está operando a una frecuencia de referencia de 60 *Hz*.

Caso E Dos fallas simultáneas ocurren en el interruptor inferior de la fase *b* (S_6) y en el interruptor superior de la fase *c* (S_5). Para este caso, los datos son obtenidos a partir de un banco de pruebas de un MI de 3/4 *HP*, donde los datos son adquiridos a través de una tarjeta dSpace DS1104 a una frecuencia de muestreo de 8 *kHz*. El MI está operando a una frecuencia de referencia de 15 *Hz*.

Los resultados para el **Caso D** se presentan en las Figs. 4.4-4.7. La ventana de evaluación para el proceso de diagnóstico de la falla se selecciona con un valor de $T = 16.6ms$, y el umbral para la etapa de detección se coloca en $J_{TH} = 0.01$. En la Fig. 4.4 se muestran las corrientes de línea medidas durante la evaluación experimental. En $t = 1.56s$, se aplica un cambio en el par de carga, cuyo efecto se ve directamente reflejado en el aumento de la magnitud de las corrientes de línea. Sin embargo, las herramientas de diagnóstico no reaccionan ante esta perturbación. Posteriormente, se induce una falla en el interruptor inferior de la fase *b* (S_6), y como resultado, se visualiza la corriente i_b fluyendo sólo en la dirección positiva. En consecuencia, se observa un incremento en la magnitud del residuo r_s (ver Fig. 4.5), y además, una modificación en el perfil del ángulo de fase θ_{dq} (ver Fig. 4.7). Enseguida, se logra detectar la falla en 8*ms* (disparo de la falla en $t = 3.234s$ y detección de la falla en $t = 3.242$). Una vez que se detecta la falla, se construye el histograma de la misma a partir de las muestras observadas durante la ventana de evaluación (ver Fig. 4.6), posteriormente se obtiene la firma de la falla a partir de (4.22). Para este caso, el umbral para la construcción de la firma de la falla es seleccionado con un valor de $\eta = 8$. Finalmente, al emplear el criterio de correlación para el aislamiento de la falla, se obtiene como resultado una falla de clase 6, la cual corresponde al interruptor inferior de la fase *b* (S_6).

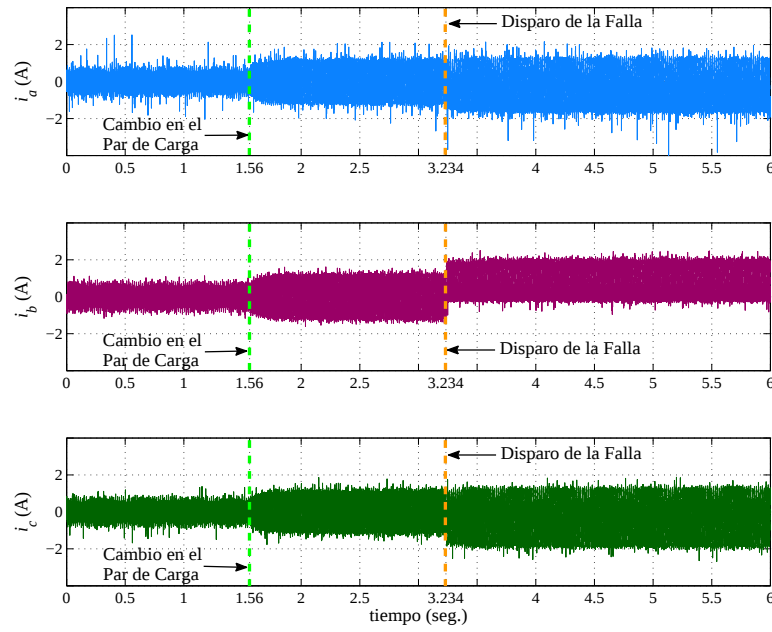


Figura 4.4: Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental **Caso D** (Lazo Abierto).

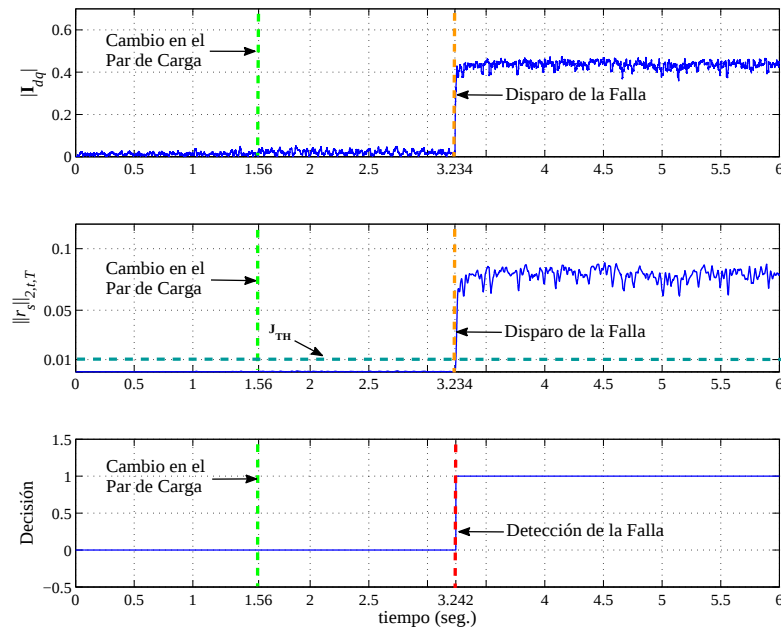


Figura 4.5: **Caso D** (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla.

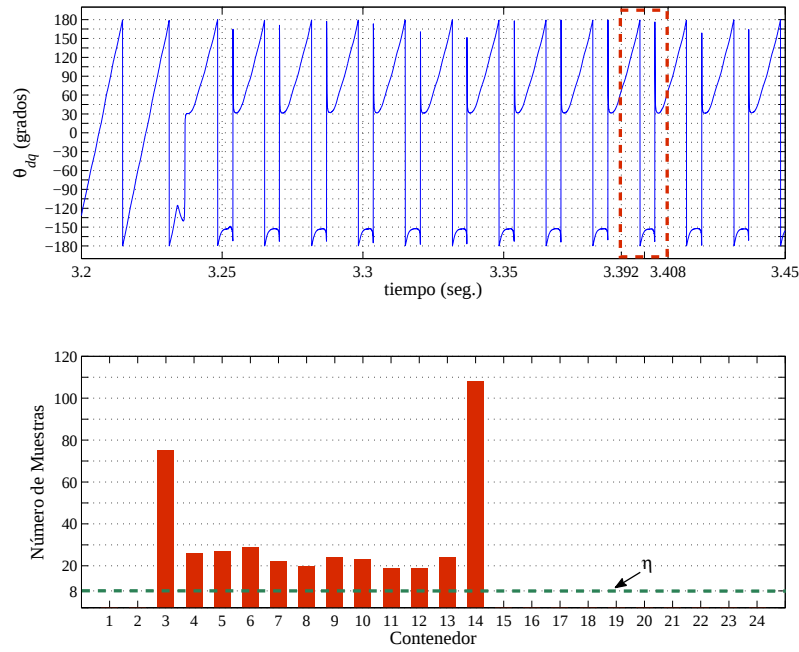


Figura 4.6: Histograma obtenido durante la ventana de evaluación **Caso D** (Lazo Abierto).

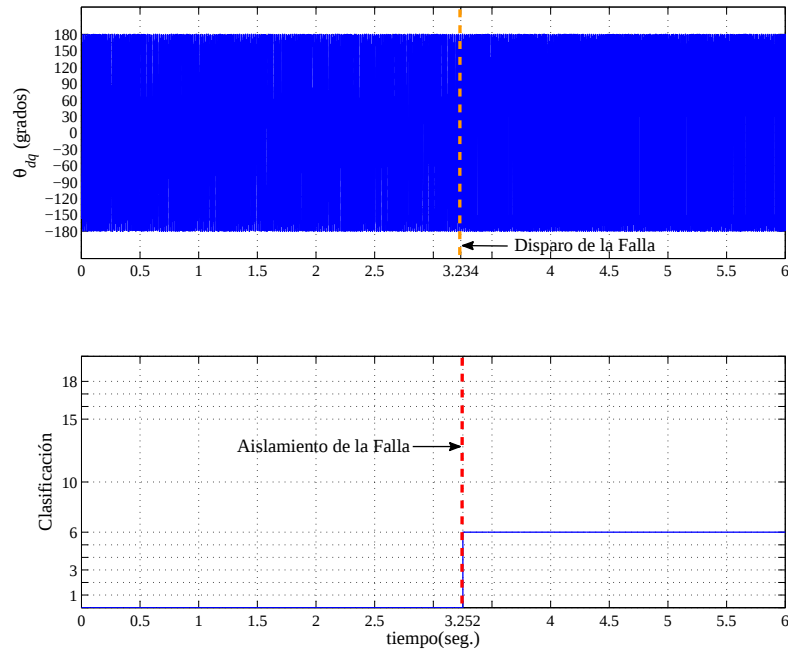


Figura 4.7: **Caso D** (Lazo Abierto): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.

Los resultados para el **Caso E** se muestran en las Figs 4.8-4.11. Para este caso, la ventana de evaluación y el umbral para la detección de la falla se seleccionan con un valor de $T = 66.6ms$ y $J_{TH} = 0.01$ (debido a la frecuencia más baja de referencia). En la Fig. 4.8, se ilustran las mediciones obtenidas de las corrientes de estator durante la evaluación experimental. En $t = 5.51s$, se aplica un cambio en el par de carga, y en consecuencia, se visualiza un incremento en la magnitud de las corrientes de estator; sin embargo, no hay reacción alguna en los mecanismos de diagnóstico. Enseguida, en $t = 13.0764$, se produce una falla simultánea en el interruptor inferior de la fase b (S_6) y en el interruptor superior de la fase c (S_5). Como consecuencia, la corriente i_b sólo fluye en la dirección positiva y la corriente i_c sólo en la dirección negativa. Además, en la Fig. 4.9, se observa un incremento en la magnitud del vector Park $|\mathbf{I}_{dq}|$, y al ser evaluado el residuo generado mediante (3.3), se detecta la falla en $t = 13.1089$ (detección en $32.5ms$). Inmediatamente se lleva a cabo la etapa de aislamiento, donde a través de la construcción de la firma de la falla por medio del histograma de las muestras observadas durante la ventana de evaluación (ver Fig. 4.10), y al emplear el criterio de correlación de la firma construida con la base de datos, se obtiene como resultado una falla de clase 18, la cual corresponde a los interruptores en cuestión. El umbral para la construcción de la firma de falla fue seleccionado con un valor de $\eta = 5$.

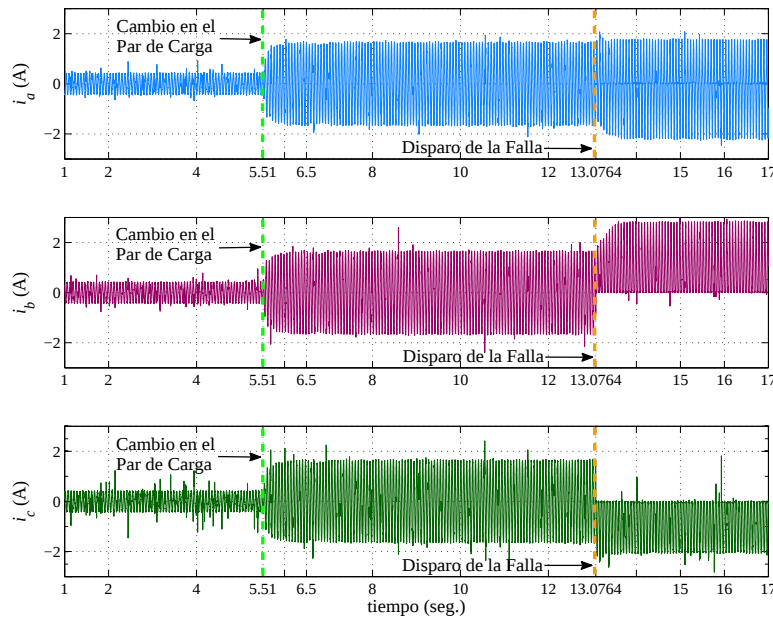


Figura 4.8: Corrientes de estator obtenidas durante la evaluación experimental **Caso E** (Lazo Abierto).

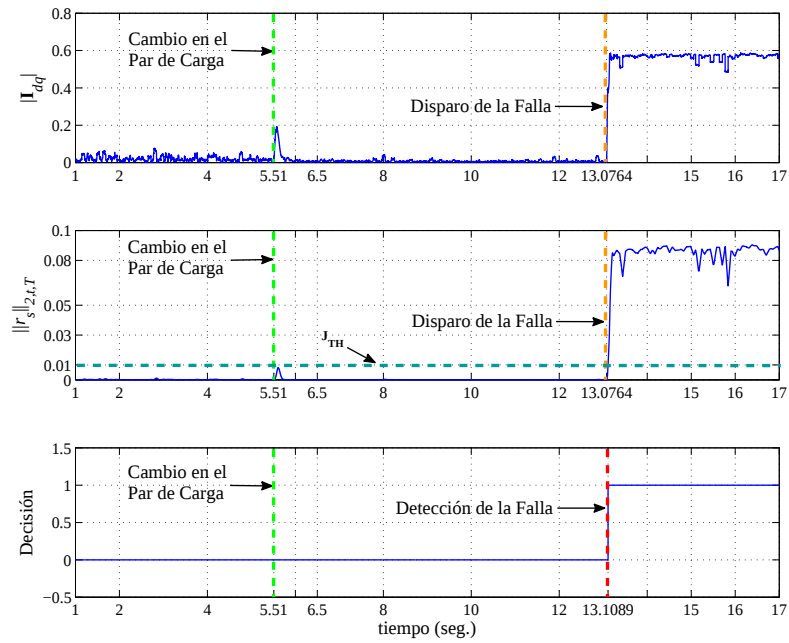


Figura 4.9: **Caso E** (Lazo Abierto): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla.

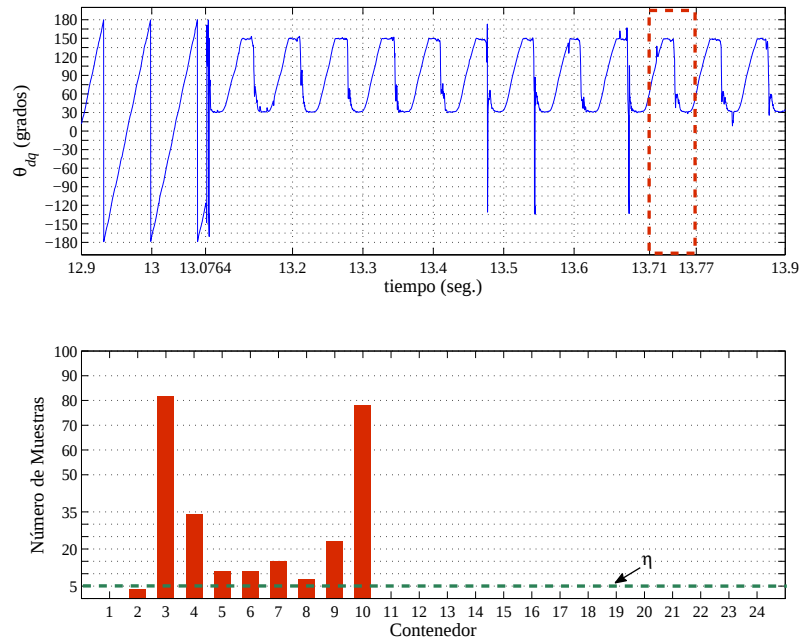


Figura 4.10: Histograma obtenido durante la ventana de evaluación **Caso E** (Lazo Abierto).

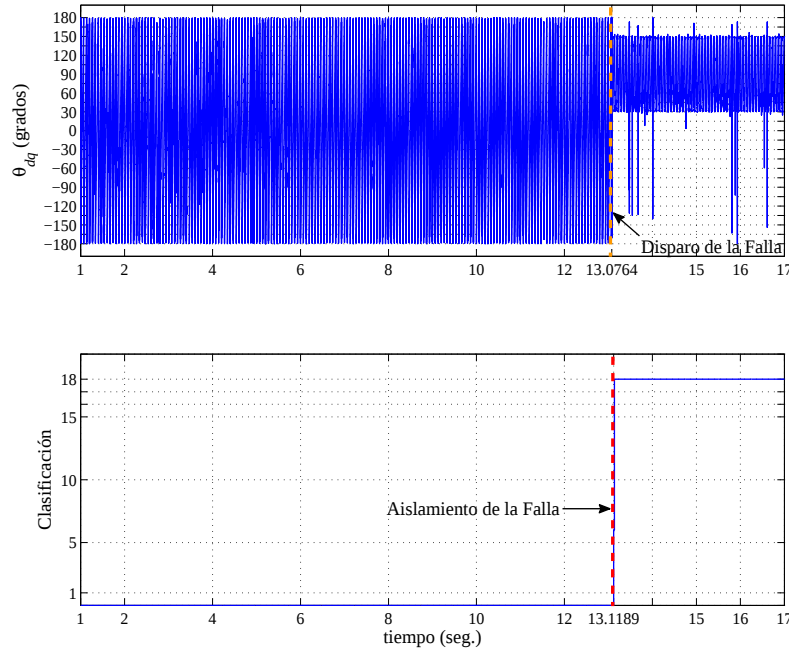


Figura 4.11: **Caso E** (Lazo Abierto): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.

4.4.2 Resultados de Simulación en Lazo Cerrado

A continuación, se presentan los resultados obtenidos mediante simulación de la estrategia de control por campo orientado aplicada al MI. La simulación se realizó utilizando la herramienta Simulink de MATLAB. Para esto, se consideró un MI con una potencia nominal de 1 *HP* y velocidad base de 1750 *RPM*. El voltaje de línea nominal es de 220 V_{rms} a una frecuencia de 60 *Hz*. Los parámetros del MI que se utilizan en la simulación se presentan en la Tabla 4.3. También, las ganancias del control *PI* consideradas en el algoritmo de control FOC se muestran en la Tabla 4.4.

Como preámbulo, se evalúa el desempeño del algoritmo de control FOC en el MI para un escenario libre de falla, donde el objetivo de control es el seguimiento del comando de velocidad mecánica ω_m^* . Para este caso, se establece una referencia de velocidad escalonada, donde los valores de la trayectoria ω_m^* varían de 20 a 120 *rad/seg*. Además, se considera un par de carga constante de $T_L = 2N \cdot m$. Los resultados obtenidos para esta evaluación se muestran en la Fig. 4.12, donde se puede apreciar un buen desempeño en el seguimiento de la referencia de velocidad mecánica.

Tabla 4.3: Parámetros del motor de inducción utilizados en la simulación.

Parámetro	Valor
Potencia Nominal	1 <i>HP</i>
Velocidad Nominal	1750 <i>RPM</i>
R_s	11.045 Ω
R_r	6.5597 Ω
L_m	0.7556 <i>H</i>
L_s	0.7709 <i>H</i>
L_r	0.7709 <i>H</i>
J	$8.4 \times 10^{-3} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
f	$1.3 \times 10^{-5} \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$
n_p	2

Tabla 4.4: Ganancias *PI* empleadas en la estrategia de control FOC.

Ganancia	Valor	Ganancia	Valor
k_{p1}^d	250	k_{p1}^q	20
k_{i1}^d	600	k_{i1}^q	90
k_{p2}^d	35	k_{p2}^q	30
k_{i1}^d	50	k_{i1}^q	80

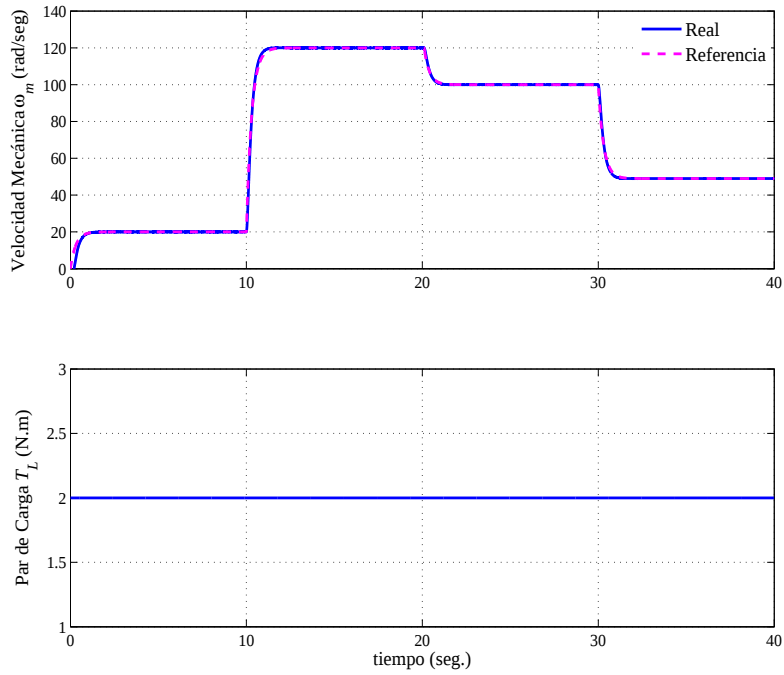


Figura 4.12: Regulación de la velocidad mecánica en lazo cerrado del MI.

Ahora, se lleva a cabo el diagnóstico de fallas de interruptor abierto bajo una operación del MI en lazo cerrado, empleando el algoritmo de control FOC. Para esta evaluación, se consideran los siguientes casos:

Caso F Dos fallas simultáneas ocurren en el interruptor superior de la fase a (S_1) y en el interruptor superior de la fase b (S_3). En este caso, la velocidad de referencia es de 1500 RPM (50 Hz).

Caso G Dos fallas simultáneas ocurren en el interruptor inferior de la fase a (S_4) y en el interruptor superior de la fase b (S_3). Nuevamente la referencia de velocidad mecánica es de 1500 RPM .

Para ambos casos, la ventana de evaluación para el proceso de diagnóstico de la falla se selecciona con un valor $T = 20 \text{ ms}$ (1 periodo fundamental de la frecuencia de referencia), y el umbral para la etapa de detección se coloca en $J_{TH} = 0.01$. Además, el umbral para la construcción de la firma de la falla se establece en ambos casos con un valor de $\eta = 4$.

Los resultados para el **Caso F** se presentan en las Figs. 4.13-4.17. En la Fig. 4.14, se muestran las corrientes de línea obtenidas durante la evaluación. Inicialmente, se aplica un par de carga de $T_L = 1.0 \text{ N} \cdot \text{m}$ al MI, y en $t = 1.5 \text{ s}$, hay un cambio en el par de carga de $T_L = 2.0 \text{ N} \cdot \text{m}$, cuyo efecto se ve directamente reflejado en el aumento de la magnitud de las corrientes de línea; sin embargo, la estrategia de control FOC logra mantener regulada la velocidad mecánica en el valor de referencia deseado (ver Fig. 4.13). No obstante, los mecanismos de diagnóstico no reaccionan ante esta perturbación. Posteriormente, en $t = 3.5 \text{ s}$, se induce una falla simultánea en el interruptor superior de la fase a (S_1) y en el interruptor superior de la fase b (S_3). En consecuencia, se observa un perfil negativo en el flujo de las corrientes de línea de las fases b y c , y además, se visualiza un perfil positivo en el flujo de la corriente de la fase c , así como un patrón oscilatorio en la medición de la velocidad mecánica. La asimetría provocada en las corrientes de línea, se refleja inmediatamente en la magnitud del vector de Park $|I_{dq}|$, y en el perfil del ángulo θ_{dq} (ver Figs. 4.15 y 4.16). Como resultado, al llevar a cabo la evaluación con ventana del residuo generado, se logra detectar inmediatamente la falla en $t = 3.5128 \text{ ms}$ (detección en 12.8 ms). Una vez que se detecta la falla, se procede a construir el histograma y la firma de la falla a partir de las muestras observadas durante la ventana de evaluación. Finalmente en la Fig. 4.17, al emplear el criterio de correlación para el aislamiento de la falla, se obtiene como resultado una falla de clase 7, la cual corresponde a una falla simultánea en los interruptores superiores de la fase a (S_1) y de la fase b (S_3).

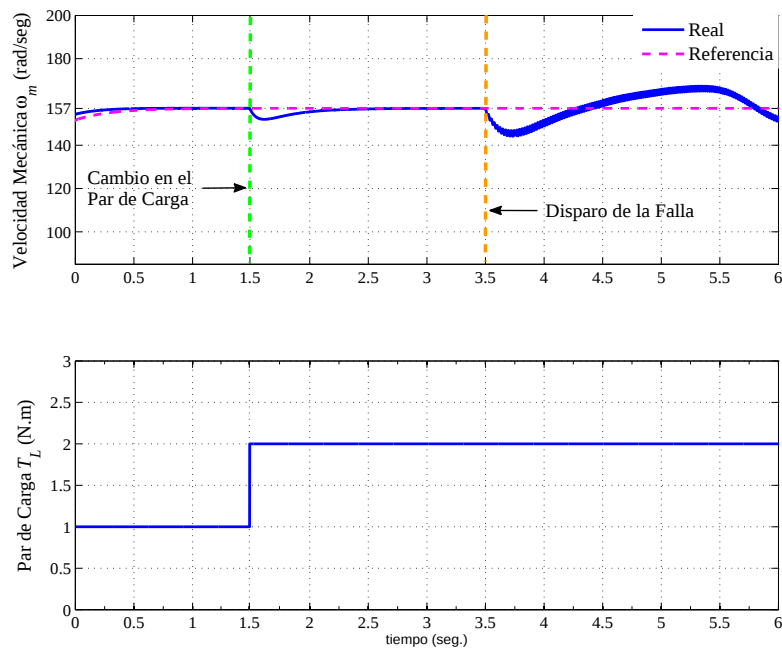


Figura 4.13: Medición de la velocidad mecánica y par de carga aplicado al MI antes y después de la falla **Caso F** (Lazo Cerrado).

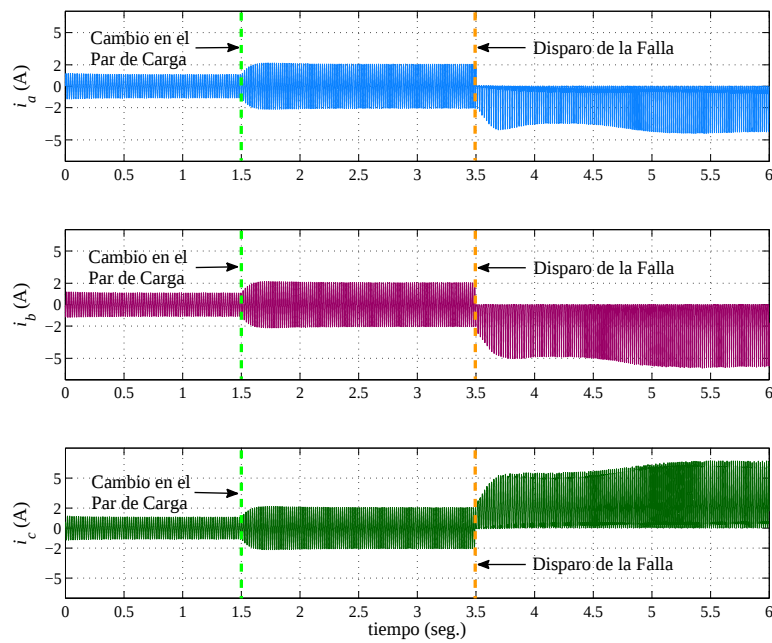


Figura 4.14: Corrientes de estator antes y después de la falla **Caso F** (Lazo Cerrado).

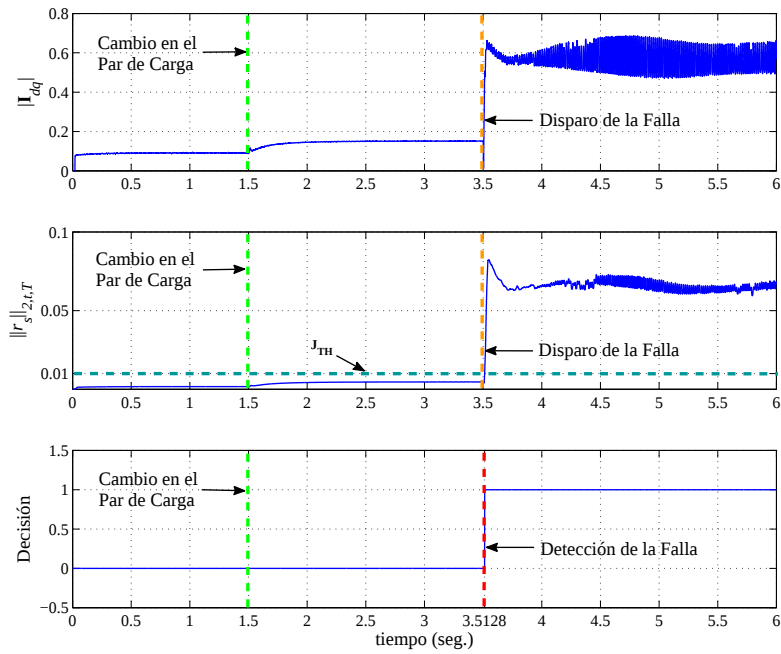


Figura 4.15: **Caso F** (Lazo Cerrado): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla.

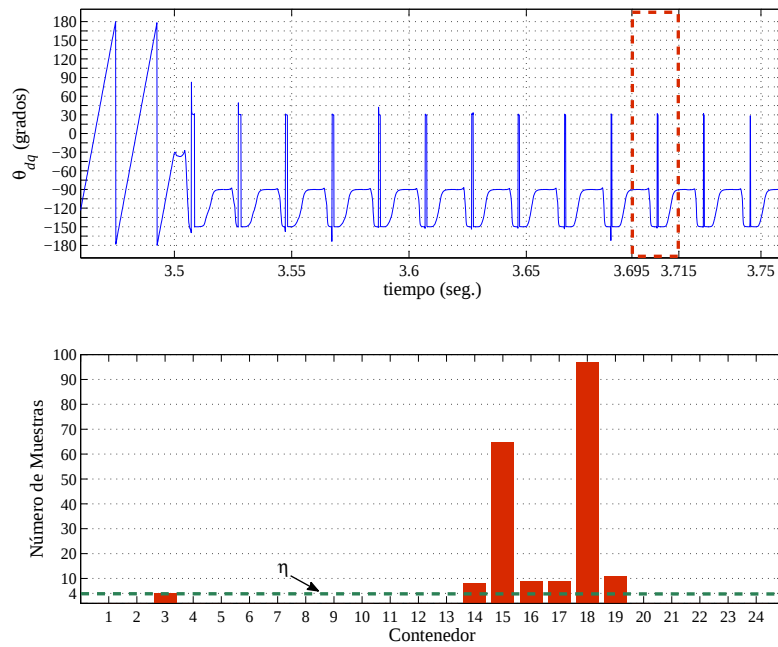


Figura 4.16: Histograma obtenido durante la ventana de evaluación **Caso F** (Lazo Cerrado).

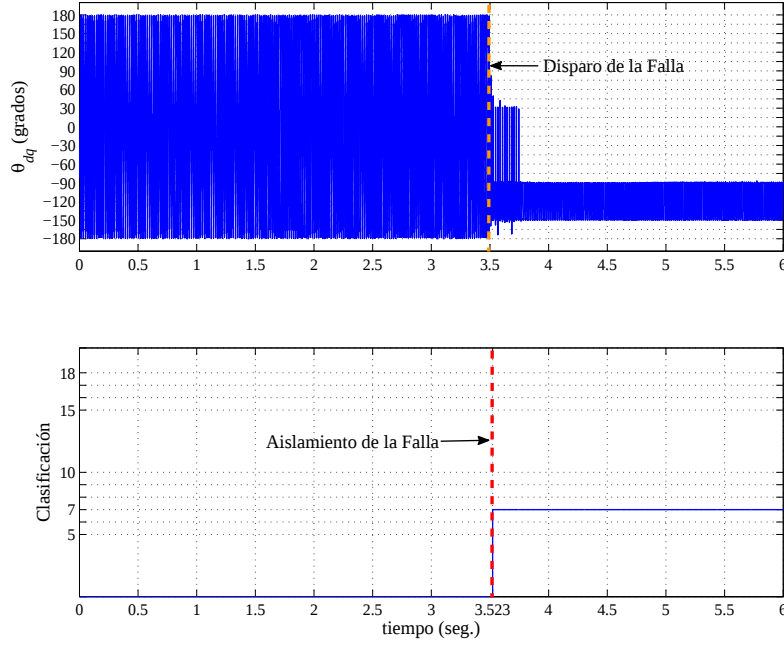


Figura 4.17: **Caso F** (Lazo Cerrado): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.

Por último, los resultados para el **Caso G** se muestran en las Figs. 4.18-4.22. Las mediciones de las corrientes de estator obtenidas durante la simulación se ilustran en la Fig. 4.19. Al inicio de la simulación, se considera un par de carga de $T_L = 1.0N \cdot m$ y en $t = 2.0s$, hay un cambio en el par de carga de $T_L = 2.0N \cdot m$. En consecuencia, se visualiza un incremento en la magnitud de las corrientes de estator; sin embargo, no hay reacción alguna en las herramientas de diagnóstico. Después, en $t = 3.0s$, se programa una falla simultánea en el interruptor inferior de la fase a (S_4) y en el interruptor superior de la fase b (S_3). Como consecuencia, la corriente i_a sólo fluye en la dirección positiva y la corriente i_b sólo en la dirección negativa; además, se visualiza una oscilación en la medición de la velocidad mecánica (ver Fig. 4.18). Debido al efecto inducido en la simetría de las corrientes, en la Fig. 4.9 se observa un incremento en la magnitud del vector Park $|\mathbf{I}_{dq}|$, y al ser evaluado el residuo generado mediante (3.3), se detecta la falla en $t = 3.009$ (detección en $9.0ms$). Inmediatamente, se lleva a cabo la etapa de aislamiento, donde a través de la construcción de la firma de la falla por medio del histograma de las muestras observadas durante la ventana de evaluación (ver Fig. 4.21), y al emplear el criterio de correlación de la firma construida con la base de datos, se obtiene como resultado una falla de clase 14, la cual corresponde al escenario en cuestión.

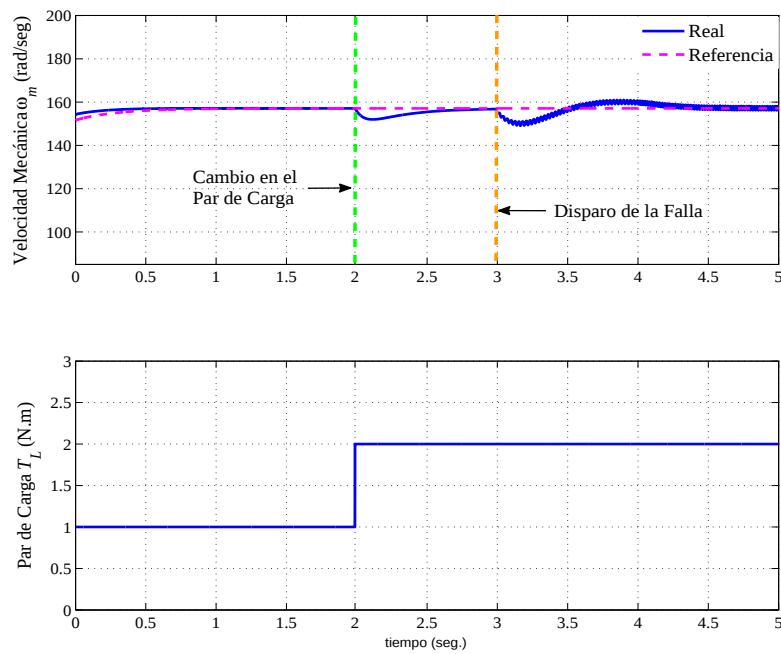


Figura 4.18: Medición de la velocidad mecánica y par de carga aplicado al MI antes y después de la falla **Caso G** (Lazo Cerrado).

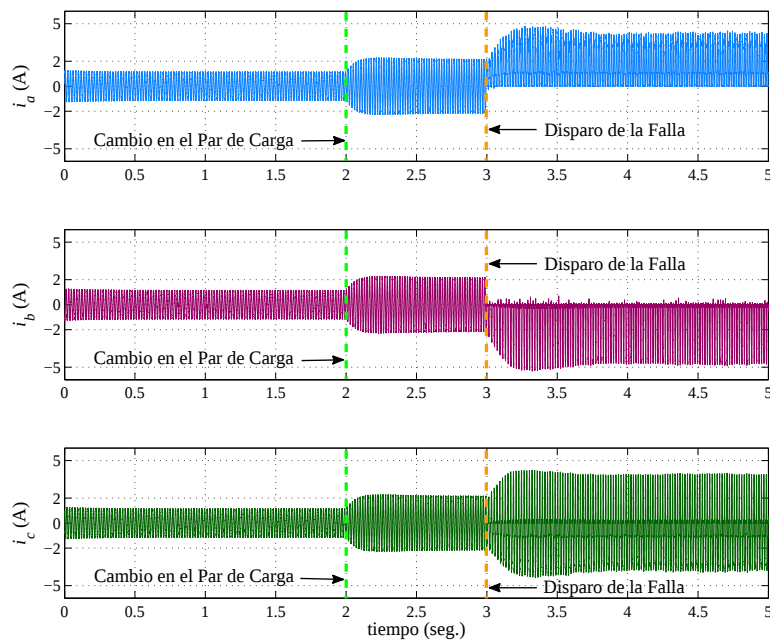


Figura 4.19: Corrientes de estator antes y después de la falla **Caso G** (Lazo Cerrado).

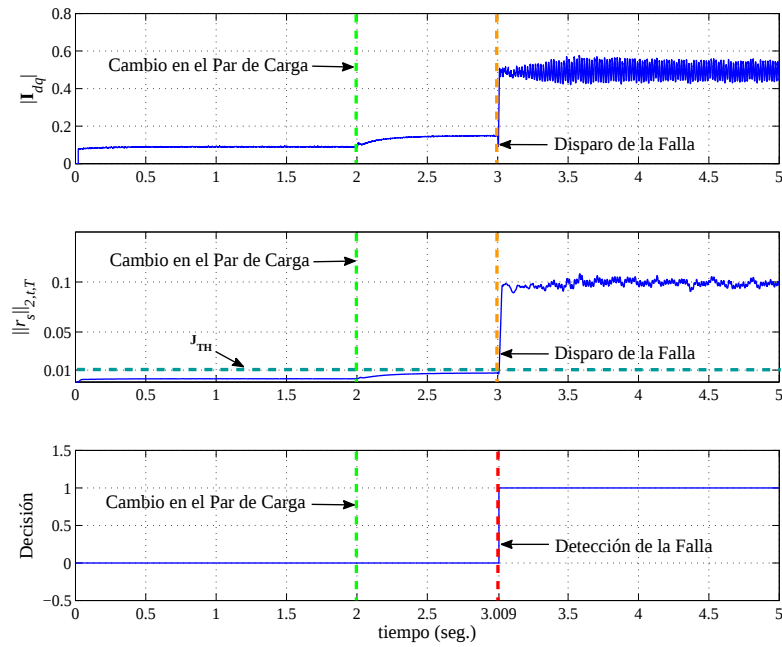


Figura 4.20: **Caso G** (Lazo Cerrado): (arriba) magnitud del vector de Park, (en medio) evaluación del vector de Park con ventana, (abajo) detección de la falla.

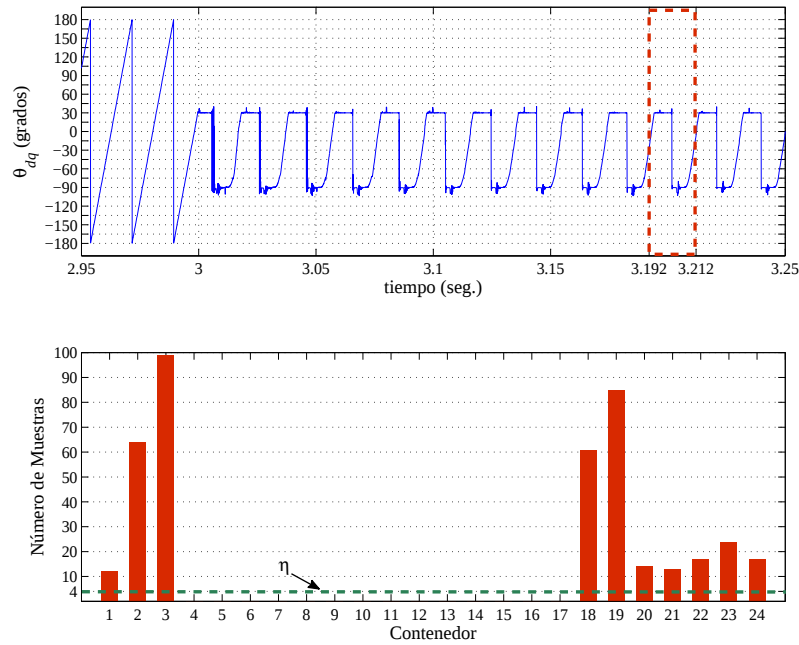


Figura 4.21: Histograma obtenido durante la ventana de evaluación **Caso G** (Lazo Cerrado).

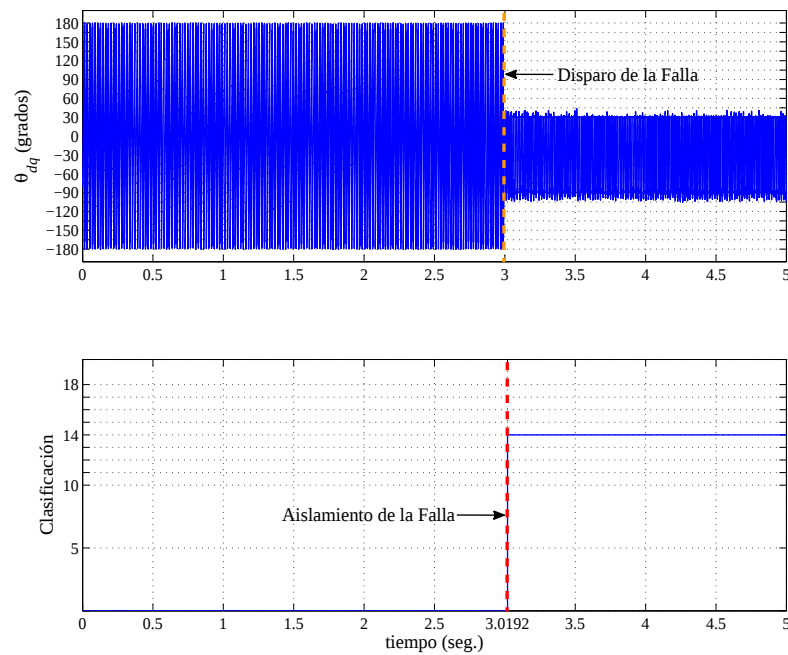


Figura 4.22: **Caso G** (Lazo Cerrado): (arriba) perfil del ángulo de fase θ_{dq} , (abajo) aislamiento de la falla.

Conclusiones y Trabajo Futuro

En este trabajo, se presentaron dos propuestas para el diagnóstico de las fallas de interruptor abierto en el inversor de variadores de velocidad para motores de inducción trifásicos. A manera de conclusión, a continuación se presentan comentarios finales a cerca del trabajo desarrollado en esta investigación. De la misma manera, se propone trabajo futuro para dar seguimiento a la investigación desarrollada durante este proyecto.

Comentarios Finales

- En este trabajo de tesis se atacó la problemática del diagnóstico de fallas en el actuador de potencia del VV bajo esquemas de control en lazo abierto y lazo cerrado. Para esto, se propuso un enfoque basado en procesamiento de datos para el diagnóstico de fallas simples y dobles de interruptor abierto en el inversor.
- Para llevar a cabo la implementación del sistema de diagnóstico FDI solamente son necesarias las mediciones de las corrientes de estator, por lo que no son requeridas mediciones adicionales. En este contexto, dos metodologías para el diagnóstico de fallas han sido sugeridas, donde la diferencia radica principalmente en el esquema de aislamiento propuesto.
- La etapa de detección de falla se llevó a cabo utilizando la magnitud del vector de Park, y empleando una norma con ventana como índice de cuantificación, se logró añadir sensibilidad y robustez al esquema de detección propuesto. Cabe señalar que los tiempos de detección dependerán por una parte, de la frecuencia a la cual

se esté excitando el sistema y del umbral J_{TH} seleccionado, y en gran medida, de la capacidad de hardware y cómputo con la que se cuente. No obstante, en este trabajo se logró detectar diferentes condiciones de falla en menos de un periodo fundamental de la frecuencia de excitación.

- Con respecto a la etapa de aislamiento de fallas, se propusieron dos metodologías. En primera instancia, se plantea un esquema basado en reconocimiento de patrones, donde a partir de la implementación de funciones discriminantes es posible realizar la tarea de clasificación y aislamiento de las fallas. Los patrones o características que se usaron en esta técnica fueron extraídos del ángulo del vector de Park y de la fase de la componentes de secuencia negativa. Sin embargo, debido a la susceptibilidad que tiene la componente de secuencia negativa ante cambios en frecuencia, esta metodología no podrá ser implementada en variadores de velocidad con una configuración en lazo cerrado, o en todo caso, que no operen en una condición de estado estacionario o cuasi-estacionario.
- En referencia a la segunda metodología propuesta para la tarea de aislamiento, se plantea un esquema de aislamiento de fallas robusto ante cambios en el par de carga e independiente de la estructura de control presente en el variador de velocidad. Esta técnica se basa en la construcción de un vector de la firma de cada falla, la cual se obtiene a partir de la trayectoria del vector de corriente en el plano (d, q) y definiendo 24 sectores igualmente distribuidos en dicho plano. No obstante, se requiere información de por lo menos un periodo fundamental de las corrientes de estator para poder reconstruir la firma de la falla.

Trabajo Futuro

- Realizar un estudio matemático empleando el análisis de Fourier y la transformación DQ para los diferentes escenarios de falla, esto con el fin de estudiar los armónicos generados y su propagación hacia el suministro de CA.
- Evaluar los esquemas de diagnóstico ante fallas intermitentes de interruptor abierto y condiciones de par variable, y en todo caso, optimizar o proponer nuevas estrategias para el diseño del sistema FDI.
- Implementar los algoritmos de diagnóstico en plataformas digitales tales como un DSP o FPGA se considera un reto importante.

-
- La tecnología de inversores multinivel ha emergido recientemente como una alternativa muy importante para aplicaciones de alta y mediana potencia, por lo que sería interesante trasladar las ideas propuestas en este trabajo a este tipo de topologías.

Por último, como fruto del trabajo realizado en esta investigación durante el transcurso de este proyecto, se generaron los dos siguientes artículos:

J.A. Pecina-Sánchez, D.U. Campos-Delgado and D.R. Espinoza-Trejo, “Multiple Fault Diagnosis in Variable Speed Drives through Current Measurements”, *8th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE 2011)*, Mérida, México, Octubre 26-29, 2011.

Ángel Pecina-Sánchez, D.U. Campos-Delgado, E. Arce-Santana and D.R. Espinoza-Trejo, “Fault Diagnosis in Variable Speed Drives by Pattern Recognition and Probabilistic Measures”, *8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, SafeProcess 2012*, Mexico City. (En revisión)

APÉNDICE A

Caracterización Matemática de las Condiciones de Falla

A.1 Derivaciones Analíticas de los Perfiles de Corriente

A continuación se presentan las derivaciones matemáticas de los perfiles de corriente bajo los diferentes escenarios de falla considerados en este trabajo de tesis. Para llevar a cabo el análisis es necesario asumir las siguientes condiciones:

- C.1 Voltajes de alimentación balanceados provenientes de la VSI.
- C.2 Devanados de estator balanceados y perfecta simetría de la máquina.
- C.3 Conexión en estrella del estator.

En primera instancia, se consideran los perfiles en las corrientes para las fallas simples en los interruptores superior (S_1) e inferior (S_4) de la fase a , tal y como se ilustra en la Fig. A.1. De estas condiciones de falla se derivan los dos siguientes escenarios:

$$\text{(I) Falla en } S_4 \quad i_a(t) = \begin{cases} I_m \sin \omega_o t & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$\text{(II) Falla en } S_1 \quad i_a(t) = \begin{cases} 0 & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ I_m \sin \omega_o t & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

donde I_m denota la amplitud máxima de la corriente de estator, $\omega_o = 2\pi/T$ la frecuencia angular de alimentación y T el periodo fundamental del voltaje de excitación.

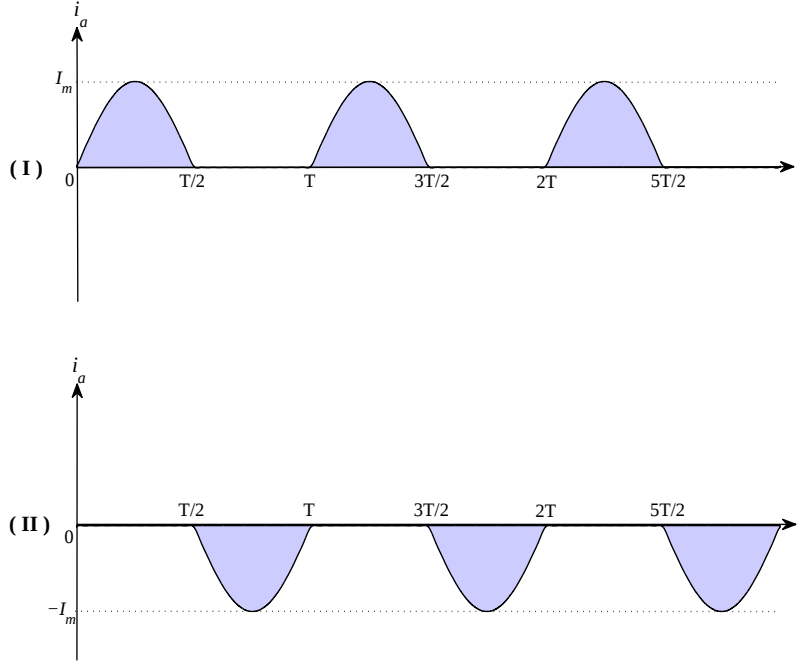


Figura A.1: Perfiles en las corrientes de estator de la fase a bajo una condición de falla: **(I)** falla en S_4 , **(II)** falla en S_1 .

Además, se considera el análisis en series de Fourier de las corrientes de estator, esto con el fin de obtener las relaciones matemáticas de los perfiles de corriente bajo una condición de falla. En general, las series de Fourier tienen la siguiente forma:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos n\omega_o t + b_n \sin n\omega_o t] \quad (\text{A.3})$$

donde

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (\text{A.4})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos n\omega_o t dt \quad (\text{A.5})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin n\omega_o t dt. \quad (\text{A.6})$$

Primero, los escenarios de falla **(I)** y **(II)** son considerados. Enseguida, se obtienen las relaciones matemáticas en series de Fourier para la corriente $i_a(t)$ con falla, cuya expresión queda finalmente como:

$$i_a(t) = \frac{I_m}{2} \sin \omega_o(t) + I_{CD} - \Delta i_a(t) \quad \text{para la falla en } S_4 \quad (\text{A.7})$$

$$i_a(t) = \frac{I_m}{2} \sin \omega_o(t) - I_{CD} + \Delta i_a(t) \quad \text{para la falla en } S_1 \quad (\text{A.8})$$

donde

$$I_{CD} = \frac{I_m}{\pi} = 0.3183 I_m \quad (\text{A.9})$$

$$\Delta i_a(t) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \frac{2I_m}{\pi(4n^2 - 1)} \cos 2n\omega_o(t). \quad (\text{A.10})$$

Ahora, asumiendo las condiciones C.1 y C.2, las corrientes de estator se pueden expresar de la siguiente manera

$$i_a(t) = \frac{I_m}{2} \sin \omega_o(t) \pm I_{CD} \mp \Delta i_a(t) \quad (\text{A.11})$$

$$i_b(t) = I_m \sin \omega_o(t - \frac{2\pi}{3}) + \Delta i_b^a(t) \quad (\text{A.12})$$

$$i_c(t) = I_m \sin \omega_o(t + \frac{2\pi}{3}) + \Delta i_c^a(t) \quad (\text{A.13})$$

donde $\Delta i_b^a(t)$ y $\Delta i_c^a(t)$ representan los efectos inducidos en las corrientes de las fases b y c debido a la falla en la fase a .

Enseguida, se considera la condición de equilibrio en las corrientes de línea

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

y se asume que los efectos ocasionados por la falla en la fase a ($I_{CD}, \Delta i_a(t)$) se distribuyen en la misma proporción dentro de las fases b y c , dando como resultado

$$\Delta i_b^a(t) = \Delta i_c^a(t) = \frac{I_m}{4} \sin \omega_o(t) \mp \frac{I_{CD}}{2} \pm \Delta i_a(t). \quad (\text{A.14})$$

En consecuencia, las derivaciones analíticas resultantes para los perfiles en las corrientes de las fallas en S_4 y S_1 son finalmente obtenidas

$$i_a(t) = \frac{I_m}{2} \sin \omega_o(t) \pm I_{CD} \mp \Delta i_a(t) \quad (\text{A.15})$$

$$i_b(t) = I_m \sin \omega_o(t - \frac{2\pi}{3}) + \frac{I_m}{4} \sin \omega_o(t) \mp \frac{I_{CD}}{2} \pm \Delta i_a(t) \quad (\text{A.16})$$

$$i_c(t) = I_m \sin \omega_o(t + \frac{2\pi}{3}) + \frac{I_m}{4} \sin \omega_o(t) \mp \frac{I_{CD}}{2} \pm \Delta i_a(t). \quad (\text{A.17})$$

Para el caso de las fallas en los interruptores de las fases b y c , las componentes oscilatorias $\Delta i_b(t)$ y $\Delta i_c(t)$ están dadas por

$$\Delta i_b(t) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \frac{2I_m}{\pi(4n^2 - 1)} \cos 2n\omega_o \left(t - \frac{T}{3} \right) \quad (\text{A.18})$$

$$\Delta i_c(t) = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} \frac{2I_m}{\pi(4n^2 - 1)} \cos 2n\omega_o \left(t + \frac{T}{3} \right). \quad (\text{A.19})$$

En resumen, las relaciones matemáticas para las corrientes de estator de las 18 condiciones de falla consideradas en este trabajo de tesis, se presentan en las Tablas A.1 y A.2.

Tabla A.1: Derivaciones analíticas de los perfiles de las corrientes de estator para fallas simples de interruptor abierto.

Switch Dañado	$i_a(t) = I_m \sin \omega_o t +$	$i_b(t) = I_m \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) +$	$i_c(t) = I_m \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right) +$
S_1	$-\frac{I_m}{2} \sin \omega_o t$ $-I_{CD} + \Delta i_a(t)$	$\frac{I_m}{4} \sin \omega_o t$ $+\frac{I_{CD}}{2} - \frac{\Delta i_a(t)}{2}$	$\frac{I_m}{4} \sin \omega_o t$ $+\frac{I_{CD}}{2} - \frac{\Delta i_a(t)}{2}$
S_2	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right)$ $-\frac{I_{CD}}{2} + \frac{\Delta i_c(t)}{2}$	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right)$ $-\frac{I_{CD}}{2} + \frac{\Delta i_c(t)}{2}$	$-\frac{I_m}{2} \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right)$ $+I_{CD} - \Delta i_c(t)$
S_3	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right)$ $+\frac{I_{CD}}{2} - \frac{\Delta i_b(t)}{2}$	$-\frac{I_m}{2} \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right)$ $-I_{CD} + \Delta i_b(t)$	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right)$ $+\frac{I_{CD}}{2} - \frac{\Delta i_b(t)}{2}$
S_4	$-\frac{I_m}{2} \sin \omega_o t$ $+I_{CD} - \Delta i_a(t)$	$\frac{I_m}{4} \sin \omega_o t$ $-\frac{I_{CD}}{2} + \frac{\Delta i_a(t)}{2}$	$\frac{I_m}{4} \sin \omega_o t$ $-\frac{I_{CD}}{2} + \frac{\Delta i_a(t)}{2}$
S_5	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right)$ $+\frac{I_{CD}}{2} - \frac{\Delta i_c(t)}{2}$	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right)$ $+\frac{I_{CD}}{2} - \frac{\Delta i_c(t)}{2}$	$-\frac{I_m}{2} \sin \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right)$ $-I_{CD} + \Delta i_c(t)$
S_6	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right)$ $-\frac{I_{CD}}{2} + \frac{\Delta i_b(t)}{2}$	$-\frac{I_m}{2} \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right)$ $+I_{CD} - \Delta i_b(t)$	$\frac{I_m}{4} \sin \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right)$ $-\frac{I_{CD}}{2} + \frac{\Delta i_b(t)}{2}$

Tabla A.2: Derivaciones analíticas de los perfiles de las corrientes de estator para fallas simultáneas de interruptor abierto.

Switch Dañado	$i_a(t) = \frac{I_m}{2} \text{sen } \omega_o t +$	$i_b(t) = \frac{I_m}{2} \text{sen } \left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3} \right) +$	$i_c(t) = \frac{I_m}{2} \text{sen } \left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3} \right) +$
$S_1 \& S_3$	$-I_{CD} + \Delta i_a(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_b(t)$	$2I_{CD} - \Delta i_a(t) - \Delta i_b(t)$
$S_1 \& S_6$	$-I_{CD} + \Delta i_a(t)$	$I_{CD} - \Delta i_b(t)$	$-\Delta i_a(t) + \Delta i_b(t)$
$S_1 \& S_5$	$-I_{CD} + \Delta i_a(t)$	$2I_{CD} - \Delta i_a(t) - \Delta i_c(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_c(t)$
$S_1 \& S_2$	$-I_{CD} + \Delta i_a(t)$	$-\Delta i_a(t) + \Delta i_c(t)$	$I_{CD} - \Delta i_c(t)$
$S_2 \& S_4$	$I_{CD} - \Delta i_a(t)$	$-2I_{CD} + \Delta i_a(t) + \Delta i_c(t)$	$I_{CD} - \Delta i_c(t)$
$S_2 \& S_3$	$-\Delta i_b(t) + \Delta i_c(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_b(t)$	$I_{CD} - \Delta i_c(t)$
$S_2 \& S_6$	$-2I_{CD} + \Delta i_b(t) + \Delta i_c(t)$	$I_{CD} - \Delta i_b(t)$	$I_{CD} - \Delta i_c(t)$
$S_3 \& S_4$	$I_{CD} - \Delta i_a(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_b(t)$	$\Delta i_a(t) - \Delta i_b(t)$
$S_3 \& S_5$	$2I_{CD} - \Delta i_b(t) - \Delta i_c(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_b(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_c(t)$
$S_4 \& S_6$	$I_{CD} - \Delta i_a(t)$	$I_{CD} - \Delta i_b(t)$	$-2I_{CD} + \Delta i_a(t) + \Delta i_b(t)$
$S_4 \& S_5$	$I_{CD} - \Delta i_a(t)$	$\Delta i_a(t) - \Delta i_c(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_c(t)$
$S_5 \& S_6$	$\Delta i_b(t) - \Delta i_c(t)$	$I_{CD} - \Delta i_b(t)$	$-I_{CD} + \Delta i_c(t)$

Bibliografía

- [1] Alberto Leon-García. *Probability, Statics, and Random Processes for Electrical Engineering*, Prentice Hall, 2008.
- [2] A. Almeida, F. Ferreira, P. Fonseca, H. Falkner, J. Reichert, M. West, S. Nielsen, and D. Both, *VSD's for Electric Motor Systems*, Inst. Syst. Robot., Univ. Coimbra/EU, Directorate-General for Transport and Energy, SAVE II Programme, 2001.
- [3] A. Almeida, P. Fonseca, F. Ferreira, H. Falkner, J. Reichert, E. Tönsing, K. Malmose, A. Previ, A. Dominioni, M. Pillo, S. Russo, F. Guisse, J. Blaise, E. Clair, and A. Diop, *Improving the Penetration of Energy-Efficient Motors and Drives*, Inst. Syst. Robot., Univ. Coimbra/EU, Directorate-General for Transport and Energy, SAVE II Programme, 2000.
- [4] A.T. de Almeida, F. Ferreira, D. Both, “Technical an Economical Considerations in the Aplications of Variable Speed Drives with Electric Motor Systems”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 41, No. 1, pp. 188-199, 2005.
- [5] Bernard C. Levy, *Principles of Signal Detection and Parameter Estimation*, Springer, 2008.
- [6] Bin Lu, Santosh Sharma, “A Survey of IGBT Fault Diagnosis Methods for Three-Phase Power Inverters”, *International Conference on Condition and Diagnosis, Beijing, China*, 2008.
- [7] Bimal K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002.
- [8] Bin Lu, Santosh Sharma, “A Literature Review of IGBT Fault Diagnosis and Protection Methods for Power Inverters”, *IEEE Transactions on Industry Applications* Vol. 45, No. 5, pp. 1770-1777, 2009.

- [9] C.H. De Angelo, G.R. Bossio and G.O. García, “Discriminant Broken Rotor Bar from Oscillating Load Effects Using the Instantaneous Active and Reactive Powers”, *IET Electric Power Applications*, Vol. 4, No. 4, pp. 281-290, 2010.
- [10] Christopher M. Bishop, *Pattern Recognition and Machine Learning*, Springer, 2006.
- [11] C. L. Fortescue, “Method of Symmetrical Co-Ordinates Applied to the Solution of Polyphase Networks”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 37, No. 2, pp. 1027-1140, 1918.
- [12] D. Diallo, M.E.H. Benbouzid, D. Hamad, X. Pierre, “Fault Detection and Diagnosis in a Induction Machine Drive: A Pattern Recognition Approach Based on Concordia Stator Mean Current Vector”, *IEEE Transactions On Energy Conversion*, Vol. 20, No. 3, pp.512-519, 2005.
- [13] Diego Rivelino Espinoza Trejo, “Sistema Integral de Detección y Compensación de Fallas en Variadores de Velocidad para Motores Eléctricos”, Tesis Doctoral, Centro de Investigación y Estudios de Posgrado Facultad de Ingeniería, CIEP-FI, UASLP, Septiembre 2008.
- [14] D. Kastha and A. K. Majumdar, “An Improved Starting Strategy for Voltage-Source Inverter Fed Three Phase Induction Motor Drives Under Inverter Fault Conditions”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 15, No. 4, pp.726-732, 2000.
- [15] D. Kastha and B.K Bose , “Investigation of Fault Modes of Voltage-Fed Inverter System for Induction Motor Drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 4, pp. 1028-1038, 1994.
- [16] D.R. Espinoza Trejo, D.U. Campos Delgado, “Actuator Fault Diagnosis for a Class of Nonlinear Systems Applied to Electric Motors Drives”, *American Control Conference, ACC 2008*, Seattle, Washington, USA, Junio 2008.
- [17] D.U. Campos Delgado, D.R. Espinoza-Trejo and E. Palacios, “Fault-Tolerant Control in Variable Speed Drives: a Survey”, *IET Electric Power Applications*, Vol. 2, No. 2, pp. 121-134, 2008.
- [18] D.U. Campos Delgado and D.R. Espinoza Trejo, “An Observed-Based Diagnosis Scheme for Single and Simultaneous Open-Switch Faults in Induction Motor Drives”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 2, pp. 671-679, 2010.
- [19] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni and Peter Vas, “Recent Developments of Induction Motor Drives Fault Diagnosis Using AI Techniques”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 5, pp. 994-1004, 2000.
- [20] Friedrich W. Fuchs, “Some Diagnosis Methods for Voltage Source Inverters In Variable Speed Drives with Induction Machines A Survey”, *29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2003*, Chicago, USA, Noviembre 2003.

- [21] F. Zidani, D. Diallo, M.E.H. Benbouzid and R. Naïd Saïd, "A Fuzzy-Based Approach for the Diagnosis of Fault Modes in a Voltage-Fed PWM Inverter Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 586-593, 2008.
- [22] G.K. Singh, Ahmed Saleh, Al Kazzaz, "Induction Machine Drive Condition Monitoring and Diagnostic Research: A Survey", *Electric Power Systems Research*, Vol. 64, No. 2, pp. 145-158, 2003.
- [23] Janos J. Gertler, *Fault Detection and Diagnosis in Engineering Systems*, Mercel Dekker Inc., 1998.
- [24] J.J. Rangel-Magdaleno, R.J. Romero-Troncoso, R.A. Osorno-Ríos, E.C. Cabal-Yepez, L.M. Contreras-Medina, "Novel Methodology for Online Half-Broken-Bar Detection on Induction Motors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, Vol. 58, No. 5, 2009, pp. 1690-1698.
- [25] J.O. Estima and A.J. Marques Cardoso, "A New Approach for Real-Time Multiple Open-Circuit Fault Diagnosis in Voltage Source Inverters", *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition 2010, ECCE 2010*, Atlanta GA, Noviembre 2010.
- [26] John Chiasson, *Modelin and High-Performance Control of Electric Machines*, IEEE Series on Power Engineering, Wiley-Interscience, 2005.
- [27] John J. Grainger, W. D. Stevenson Jr., *Análisis de Sistemas de Potencia*, McGraw Hill, 1996.
- [28] Kai Rothenhagen and Friedrich W. Fuchs, "Performance of Diagnosis Methods for IGBT Open Circuits Faults in Voltage Source Active Rectifiers", *2004 IEEE Power Electronics Specialist Conference*, Vol. 6, pp. 4348-4354, June 2004.
- [29] M. Abul Masrur, Z. Chen and Y. Murphey, " Intelligent Diagnosis of Open and Short Circuit Faults in Electric Drive Inverters for Real-Time Applications", *IET Power Electronics*, Vol. 3, No. 2, pp. 279-291, 2010.
- [30] M. Basseville, Igor V. Nikiforov, *Detection of Abrupt Changes: Theory and Applications*, Prentice Hall, 1993.
- [31] M.E.H. Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 47, No. 5, 2000.
- [32] M. Blanke, M. Kinnaert, J. Lunze, M. Staroswiecki, *Diagnosis and Fault-Tolerant Control*, Springer, 2006.
- [33] M. Rozailan Mamat, M. Rizon and M.S. Khanniche, "Fault Detection of 3-Phase VSI using Wavelet-Fuzzy Algorithm", *American Journal of Applied Sciences*, Vol. 3, No. 1, pp. 1642-1648, 2006.
- [34] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics, Circuits, Devices and Applications*, Pearson Prentice Hall, 2004.

- [35] Muhammad H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Pearson Prentice Hall, Second Edition, 2007.
- [36] O. V. Thorsen and M. Dalva, "Failure Identification and Analysis for High-Voltage Induction Motors in the Petrochemical Industry", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 4, pp. 810-818, 1999.
- [37] P.C. Krause, O. Wasynczuk, and S.D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw Hill, 1987.
- [38] Peter W. Tse, Wen-Xiang Yang, H.Y. Tam, "Machine Fault Diagnosis through an Effective Exact Wavelet Analysis", *Journal of Sound and Vibration*, Vol. 277, pp. 1005-1024, 2004.
- [39] P. Tavner, Li Ran, J. Penman and H. Sedding, *Condition Monitorin on Rotating Electrical Machine*, IET Power and Energy Series, Vol. 56, 2008.
- [40] R. A. Hanna and S. Prabhu, "Medium-Voltage Adjustable-Speed Drives-User's and Manufacturer's Experiences", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 33, No. 6, pp. 1407-1415, 1997.
- [41] Richard Johnsonbaugh, *Matemáticas discretas*, Pearson Educación, México, 2005.
- [42] Richard O. Duda, Peter E. Hart, David G. Stork, *Pattern Classification*, Wiley, 2001.
- [43] R. Isermann, *Fault-Diagnosis Systems An Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*, Springer, 2006.
- [44] R.J. Patton, F.J. Uppal and J. Lopez-Toribio, "Soft Computing Approaches to Fault Diagnosis for Dynamic System: A Survey", *4th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes, SafeProcess 2000*, Budapest, Junio 2000.
- [45] R. Krishnan, *Electronic Motor Drives, Modeling, Analysis, and Control*, Prentice Hall, 2001.
- [46] R.L. de Araujo Riveiro, CB. Jacobina, E. R. Cabral da Silva, A.M. Nogueira Lima, "Fault Detection of Open-Switch Damage in Voltage-Fed PWM Motor Drive System", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 18, No. 2, pp. 587-593, 2003.
- [47] R. Peugeot, S. Courtine and J. Rognon, "Faul Detection and Isolation on a PWM Inverter by Knowledge-Based Model", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 6, pp. 1318-1326, 1998.
- [48] S. Chafel, F. Zidani, R. Nalt-said and M.S. Boucherit, "Fault Detection and Diagnosis on a PWM Inverter by Different Techniques", *Journal of Electrical Systems*, 4-2, pp. 1-12, 2008.
- [49] S. Theodoris and K. Koutroumbas, *Pattern Recognition*, Elsevier, 2006.

- [50] Surin Khomfoi and Leon M. Tolbert, “Fault Diagnosis and Reconfiguration for Multilevel Inverter Drive Using AI-Based Techniques”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.54, No. 6, pp. 2954-2968, 2007.
- [51] S.X. Ding, *Model-based Fault Diagnosis Techniques*, Springer, 2008.
- [52] Timothy L. Skvarenina, *The Power Electronics Handbook*, CRC Press, 2002.
- [53] Werner Leonhart, *Control of Electrical Drives*, Springer, 2001.
- [54] W. Sleszynski, J. Nieznanski, Artur Cichowski, “Open-Transistor Fault Diagnostics in Voltage-Source Inverters by Analyzing the Load Currents”, *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 11, pp. 4681-4688, 2009.