

UNIVERSIDAD NACIONAL DE RÍO CUARTO

FACULTAD DE INGENIERÍA



Diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotativas usando inyección de señales

Disertación presentada

por

Marcial Otero

para la obtención del grado de

Doctor en Ciencias de la Ingeniería

Director: Dr. Ing. Pablo M. de la Barrera

Director: Dr. Ing. Guillermo R. Bossio

Río Cuarto, Córdoba, Argentina Agosto de 2022

Tesis de Doctorado en Ciencias de la Ingeniería
FACULTAD DE INGENIERÍA - UNRC

“DIAGNÓSTICO DE FALLAS EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS USANDO
INYECCIÓN DE SEÑALES”

por

Ing. Marcial OTERO

Director: Dr. Ing. Pablo M. de la BARRERA – Codirector: Dr. Ing. Guillermo R. BOSSIO

COMISIÓN ASESORA Y JURADO

Nombre y apellido: **Dr. Ing. Enrique E. MOMBELLO** Lugar de trabajo:
Universidad Nacional de San Juan

Firma:



Nombre y apellido: **Dr. Ing. Fernando BOTTERÓN** Lugar de trabajo:
Universidad Nacional de Misiones

Firma:



Nombre y apellido: **Dra. Ing. Mónica Elena ROMERO** Lugar de trabajo:
Universidad Nacional de Rosario

Firma:



DEFENSA ORAL Y PÚBLICA

Lugar y fecha: RÍO CUARTO, 12 de agosto de 2022

Calificación: **10 (DIEZ) SOBRESALIENTE**



Dr. Ing. David de Yeny
SECRETARIO DE POSGRADO - FAC.ING - UNRC

*A mi familia,
por acompañarme siempre, en todo momento,
incluso a pesar de las distancias geográficas.*

Resumen

En la presente tesis se propone una técnica que permite detectar y diagnosticar fallas incipientes en máquinas eléctricas rotativas. Estas máquinas se encuentran ampliamente difundidas en los ambientes industriales, donde se estima que representan cerca del 70% de la energía eléctrica consumida. A pesar de la robustez de estas máquinas, la aparición de fallas en las mismas puede llevar a paradas no programadas de los procesos productivos. El diagnóstico de fallas incipientes permite planificar acciones de mantenimiento, reducir los costos de reparación y también evitar accidentes y paradas no programadas.

Existen numerosas propuestas para el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotativas, pero muchas encuentran diversas limitaciones para realizar un correcto diagnóstico. El principal problema de las técnicas tradicionales es que se basan en las variables involucradas en la excitación fundamental de la máquina, tensión y corriente, lo que complica el diagnóstico de fallas en aquellas máquinas accionadas mediante inversores que operan con un control de corriente a lazo cerrado. Esto sucede debido a que el control puede enmascarar los efectos que las fallas incipientes generan sobre las variables medidas. Para sobrepasar este problema se han propuesto técnicas basadas en la inyección de señales exploradoras, obteniendo entonces estrategias de diagnóstico que se encuentran desacopladas de las tensiones y corrientes fundamentales de excitación de la máquina. A pesar de la fortaleza de estas técnicas y los buenos resultados que se han obtenido haciendo uso de las mismas, hay tres aspectos que aún no se han logrado resolver. El primero y principal es que aún no se han presentado resultados donde estas técnicas sean capaces de detectar fallas en máquinas operando a velocidad variable en el tiempo y con carga variable en el tiempo, los cuales son modos de operación muy comunes en algunas aplicaciones como por ejemplo la tracción en vehículos eléctricos o la generación de energía en generadores electro-eólicos. Otro aspecto no resuelto es que la mayoría de las técnicas de inyección encontradas en la bibliografía requieren, para realizar la inyección, de modificar en algunos instantes de tiempo la acción de control del inversor que alimenta a la máquina, o requieren el uso de equipamiento adicional que realice la inyección. Por último, se ha demostrado que

la inyección de señales adicionales produce perturbaciones en el par de la máquina, lo cual no es deseable porque esto se traduce en un mal funcionamiento de la máquina y se generan pérdidas adicionales.

En la presente tesis se desarrolla una técnica de inyección de señales para el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotativas que sobrepasa las dificultades mencionadas anteriormente. Se propone la inyección de una señal adicional sin necesidad de modificar la acción del control, ni la modulación del inversor que alimenta la máquina. Se busca que las perturbaciones que la inyección de esta señal adicional genere sean de menor impacto que las técnicas convencionales, y principalmente se busca resolver el problema de detectar y diagnosticar fallas en máquinas operando a velocidad y carga variables en el tiempo. Para esto se propuso que la inyección de esta señal adicional consista en la aplicación de los vectores nulos sobre la máquina, vectores presentes en una modulación vectorial estándar. Esto se logró mediante la conexión del neutro del motor conectado en estrella con el punto medio de la alimentación de corriente continua del inversor. Esta conexión cuenta con un filtro pasivo del tipo pasa-banda, que reduce la circulación de las corrientes de secuencia cero de baja frecuencia, dando sólo paso a las componentes de alta frecuencia propias de la modulación. Se analizaron las señales resultantes de la inyección, en búsqueda de encontrar indicadores de la presencia de fallas incipientes. Se realizó la detección de distintos tipos de fallas, como lo son cortocircuitos entre espiras del estator y la presencia de barras rotas en el rotor de motores de inducción. Por las características de la estrategia propuesta, se entiende que la aplicación de esta técnica sería extrapolable al diagnóstico de fallas en otras máquinas eléctricas rotativas, así como también al diagnóstico de otro tipo de fallas.

A lo largo del desarrollo de esta tesis se muestran resultados analíticos, de simulación y experimentales que permiten validar la estrategia de diagnóstico de fallas propuesta. Finalmente se desarrollan conclusiones y se proponen trabajos futuros.

Abstract

In the present thesis the development of a technique that allows detecting and diagnosing incipient faults in rotating electrical machines is proposed. Rotating electrical machines are widely used in industrial environments, where it is estimated that they represent about 70 % of the consumed energy. Regardless the robustness of this machines, the appearance of faults can lead to unscheduled shutdowns of production processes. The diagnosis of incipient faults allows planning maintenance actions, reducing repair costs and also contributes to avoiding accidents and unscheduled stops.

Several proposals have been made for fault diagnosis in rotating electrical machines, but many of them present various limitations to carry out a correct diagnosis under some conditions. The main problem with traditional techniques is that they are based on analyzing the variables involved in the fundamental excitation of the machine, voltage and current, which complicates the fault diagnosis in those machines driven by inverters and operating with a closed-loop current-control. This happens because the control can mask the effects that incipient faults can generate on the measured variables.

In order to overcome this problem some techniques based on the injection of exploratory signals have been proposed, thus obtaining a diagnostic strategy that is decoupled from the fundamental voltages and currents. Despite the strength of these techniques, and the good results that have been obtained using them, there are three unresolved aspects that can be mentioned. The first and main is that results have not yet been presented where these techniques are capable of detecting faults in machines operating at time-variable speed and time-variable load, which are very common operating modes in some applications such as, for example, electric vehicles or wind-power generators. Another unresolved feature is that most of the injection techniques found in the literature require to modify in some moments the control of the drive, or they use additional equipment in order to perform the signal injection. Finally, it has been shown that the injection of additional signals produces disturbances in the machine's torque and it can also generate some additional losses, being this an undesirable feature of the fault diagnosis techniques.

In this thesis a signal injection technique for fault diagnosis in rotating electrical machines is proposed, which pursues to overcome the difficulties mentioned above. The injection of an additional signal is proposed without any need of modifying the drive-control or the modulation of the inverter that feeds the machine. It will be sought that the disturbances produced by the injection of this additional signal are of less impact than conventional techniques. Also, a main objective will be to solve the problem of detecting and diagnosing faults in machines operating at time-variable speed and time-variable load. To fulfill this, it is proposed that the injection of this additional signal consists of the application of the null vectors on the machine, vectors present in a standard vector modulation. This can be made by connecting the neutral of a star-connected motor with the midpoint of the DC power supply that feeds the inverter. This connection will have a band-pass passive filter, which reduces the impact of the zero-sequence low-frequency currents, only allowing the high-frequency components to pass. The signals resulting from the injection will be analyzed, in order to find indicators of incipient faults. The aim is to detect different types of faults, such as stator inter-turn short-circuits and induction motor broken rotor bars. Due to the characteristics of the proposed strategy, it is understood that the application of this technique could be used for fault diagnosis in other rotating electrical machines, as well as to the diagnosis of other types of faults.

To prove and validate the proposed fault diagnosis strategy, simulations and experimental results are obtained along this thesis. Finally, conclusions and future works are presented.

Agradecimientos

El trabajo realizado en esta tesis fue posible gracias a las becas y subsidios otorgados por el Consejo Nacional de Investigaciones Científicas y Técnicas (CONICET), por la Agencia Nacional de Promoción Científica y Tecnológica (ANPCyT), por la Secretaria de Ciencia y Técnica de la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC) y por la escuela de posgraduación de la UNRC.

Agradezco a mis directores Dr. Ing. Pablo M. de la Barrera y Dr. Ing. Guillermo R. Bossio por su continua orientación, colaboración y amistad.

Agradezco al Dr. Ing. Roberto Leidhold por su colaboración durante las pasantías realizadas en el instituto que dirige en la Otto-von-Guericke-Universität, Magdeburg, Alemania.

Quiero agradecer a la Universidad Nacional de Río Cuarto (UNRC), y a la Facultad de Ingeniería de la UNRC, por haberme brindado el espacio y los recursos necesarios para la correcta ejecución de esta tesis.

Agradezco también a todos los integrantes del Grupo de Electrónica Aplicada (GEA-IITEMA-UNRC) por su amistad, colaboración y buena predisposición durante todos los años compartidos.

Finalmente quiero agradecer a los jurados de esta tesis, Dra. Ing. Mónica Romero, Dr. Ing. Enrique Mombello y Dr. Ing. Fernando Botterón, por el esfuerzo y la dedicación que comprometieron para la evaluación de esta tesis.

Índice general

Resumen	VI
Abstract	IX
Agradecimientos	XI
Índice general	XIII
Índice de figuras	XV
Índice de tablas	XIX
1. Introducción	1
1.1. Descripción del problema	1
1.2. Antecedentes del Tema	5
1.2.1. Diagnóstico de fallas en MER usando inyección de señales	5
1.2.2. Clasificación de las técnicas por el tipo de señal inyectada.	10
1.3. Objetivos	17
1.4. Principales aportes de esta tesis	18
1.5. Organización de la tesis	20
2. Modelado matemático y estrategia de inyección de señales	23
2.1. Introducción	23
2.2. Modelo matemático del motor de inducción	25
2.2.1. Modelo del MI mediante circuitos múltiplemente acoplados	25
2.3. Estrategia de inyección de señales	29
2.3.1. Consideración del filtro LC en la conexión de neutro	34
2.3.2. Análisis de las señales de diagnóstico	36
2.4. Conclusiones	37
3. Implementación de la estrategia mediante cálculo numérico	39
3.1. Introducción	39
3.2. Cálculos analíticos	43
3.3. Modelado y diagnóstico de fallas en el MI	48
3.3.1. Modelo de falla de barras rotas del rotor.	48
3.3.2. Modelo de cortocircuito entre espiras del estator.	53
3.4. Implementación de la estrategia en simulación	61

3.4.1.	Resultados de simulación - estrategia de diagnóstico	68
3.4.2.	Resultados de simulación - detección de barras rotas	77
3.4.3.	Resultados de simulación - detección de CCEE	79
3.5.	Conclusiones	84
4.	Resultados experimentales	87
4.1.	Introducción	87
4.2.	Banco de ensayos experimentales	88
4.3.	Diagnóstico de cortocircuitos entre espiras del estator	92
4.3.1.	Resultados a velocidad y carga constante	94
4.3.2.	Resultados obtenidos a velocidad y carga variable	103
4.3.3.	Algoritmo para el diagnóstico e identificación de la falla	105
4.4.	Detección y diagnóstico de barras rotas	109
4.4.1.	Medición de las derivadas de corriente en la conexión de neutro	111
4.4.2.	Medición de derivadas de corriente en referencial $\alpha\beta$	114
4.4.3.	Estrategia de remuestreo para operación a velocidad variable .	120
4.4.4.	Algoritmo para el diagnóstico e identificación de la falla	127
4.5.	Conclusiones	129
5.	Conclusiones y trabajos futuros	133
5.1.	Conclusiones	133
5.2.	Propuestas de trabajos futuros	134
5.2.1.	Modelado y simulación del accionamiento completo	135
5.2.2.	Diagnóstico de fallas mediante inyección de señales	135
	Bibliografía	137
A.	Detalles del banco de ensayos	160
A.1.	Modificaciones al MI	161
A.2.	Descripción de los sensores de derivadas de corriente	163
A.3.	Descripción del filtro LC	169

Índice de figuras

1.1.	Esquemas para el diagnóstico activo de fallas. Sistemas a lazo abierto.	7
1.2.	Esquemas para el diagnóstico activo de fallas. Sistemas a lazo cerrado 1.	8
1.3.	Esquemas para el diagnóstico activo de fallas. Sistemas a lazo cerrado 2.	8
1.4.	Componente fundamental y señal inyectada.	9
1.5.	Señales inyectadas para la detección de fallas.	12
1.6.	Modulación vectorial estándar PWM.	15
2.1.	Modelado del subsistema eléctrico de un motor de inducción.	26
2.2.	Vectores, señales de conmutación y voltajes de secuencia cero	30
2.3.	Diagrama del inversor y su conexión al motor.	31
2.4.	Circuito simplificado correspondiente a una fase del MI	31
3.1.	Distribución de las bobinas del estator del MI de la Tabla 3.1.	44
3.2.	Distribución de las bobinas del estator del MI de la Tabla 3.2.	44
3.3.	Inductancia mutua entre las fases del estator y un lazo del rotor	45
3.4.	Cálculo analítico de x_α y x_β para un MI sano.	46
3.5.	FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ con base en ciclos/rev para un MI sano.	46
3.6.	Resultados analíticos implementando una variante de la estrategia	47
3.7.	Resultados analíticos para un MI de 28 barras con una barra rota.	50
3.8.	Resultados analíticos para un MI de 40 barras con una barra rota.	50
3.9.	Diagnóstico de una barra rota en un MI con 28 barras, analizando L_0	51
3.10.	Diagnóstico de una barra rota en un MI con 40 barras, analizando L_0	51
3.11.	Modelo de una falla de cortocircuito entre espiras del estator.	53
3.12.	Inductancia mutua para un MI con 5 espiras cortocircuitadas.	55
3.13.	Función de bobinados para el MI con fallas de CCEE	56
3.14.	Resultados analíticos para la detección de cortocircuitos entre espiras	57
3.15.	FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para el MI presentando fallas de CCEE	58
3.16.	Trazas de x_α vs x_β para un MI con distintas fallas	59
3.17.	Detección de CCEE analizando la corriente de neutro	60
3.18.	Esquema del accionamiento completo en simulación	62
3.19.	Inductancia mutua y su derivada	63

3.20. Modelo del MI mediante diagrama de bloques	64
3.21. Detalle del subsistema eléctrico del modelo MCMA.	65
3.22. Detalle del subsistema mecánico del modelo MCMA.	65
3.23. Consideración de la caída de tensión debido al filtro de neutro	66
3.24. Diagrama del inversor modelado en Simulink.	67
3.25. Señales de tensión generadas por modulación vectorial en simulación	67
3.26. Arranque controlado del motor de inducción modelado.	69
3.27. Corrientes para un arranque en vacío y escalón de carga a 360 rpm.	69
3.28. Identificación de los estados nulos y corriente en la fase a del MI.	70
3.29. Derivadas de las corrientes y muestreo cuando se aplican vectores nulos	71
3.30. Resultados de simulación para un MI sano.	71
3.31. Diagramas de Bode de los dos filtros LC evaluados.	73
3.32. Análisis del efecto de la inyección sobre el par electromagnético	74
3.33. FFT de la corriente i_A al aplicar filtros	76
3.34. Señales de diagnóstico aplicando un filtro con $\omega_{res} = 5$ kHz	76
3.35. Comportamiento de las señales x_α y x_β para el MI bajo falla en barras.	78
3.36. FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para el MI con fallas en barras de distinta severidad.	79
3.37. Modificaciones al subsistema eléctrico para considerar CCEE	81
3.38. Resultados de simulación para un MI con una espira en cortocircuito.	82
3.39. FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para CCEE de distinta severidad	83
3.40. FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para MI con múltiples fallas	83
4.1. Diagrama de bloques que describe la estrategia de inyección	88
4.2. Banco de ensayos experimentales	89
4.3. Imagen de un motor de inducción con cortocircuito entre espiras	93
4.4. Señales x_α y x_β con el MI funcionando a $\omega_r=240$ r/min, $i_d=6.5$ A e $i_q=0$ A.	95
4.5. Señales x_α y x_β . Detección de cortocircuito entre espiras del estator.	96
4.6. Señales de diagnóstico para distintas severidades $\omega_r=240$ r/min.	97
4.7. Tendencia de la componente de falla ($\ \bar{x}_{\alpha\beta}\ $) cuando incrementa la severidad.	99
4.8. Señales de diagnóstico para distintos niveles de carga, $\omega_r=240$ r/min.	100
4.9. Diagnóstico de una espira en cortocircuito a distintas velocidades.	101
4.10. Corriente de falla para distintas velocidades.	102
4.11. Diagnóstico de CCEE para el MI operando con carga variable	104
4.12. Diagnóstico de CCE para el MI operando a velocidad y carga variables	105
4.13. Identificación de severidad y ubicación de la falla en el plano $\alpha\beta$	106
4.14. Resultados de motores sanos en el plano $\alpha\beta$	108
4.15. Corriente en barras de un rotor sano y un rotor con barra rota.	110
4.16. Diagrama de bloques con estrategia de inyección y medición en neutro	112
4.17. Resultados experimentales para un MI sano, analizando L_0	112
4.18. Resultados para la detección de una barra rota, analizando L_0	113
4.19. Esquema de sensores SDC en un referencial $\alpha\beta$	115
4.20. Señales $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ obtenidas al medir directamente en un referencial $\alpha\beta$	115

4.21. Detección de una barra rota, analizando señales en un referencial $\alpha\beta$.	116
4.22. Señales de diagnóstico para el MI sano y con excitación fundamental.	117
4.23. Resultados aplicando excitación fundamental, MI con una barra rota.	117
4.24. Amplitud de las componentes de barras rotas para distintas i_q	119
4.25. Diagrama de bloques - estrategia de inyección y remuestreo de señales	121
4.26. $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ con muestras tomadas a intervalos de tiempo constante	122
4.27. Velocidad y posición del rotor del MI para validar remuestreo	123
4.28. $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ remuestreadas a intervalos de posición constantes.	123
4.29. Detección de barras rotas en MI operando con carga variable.	124
4.30. Detección de barras rotas en MI operando a velocidad variable.	125
4.31. Detección de barras rotas en MI operando a velocidad y carga variable.	126
4.32. Analisis de cuando cambio el sentido de la carga.	127
4.33. Algoritmo para el diagnóstico e identificación de barras rotas en MI. .	128
A.1. Motor de inducción con acceso al bobinado para realizar CC	161
A.2. Banco de ensayos experimentales - Bobinados del estator.	162
A.3. Banco de ensayos experimentales - Detalle de un bobinado.	162
A.4. Banco de ensayos experimentales - Rotor con barra rota.	163
A.5. Imagen de los sensores de derivada de corriente (SDC).	164
A.6. Datos del material ferrita N87.	165
A.7. Descripción básica de un transformador.	165
A.8. Esquema de los sensores SDC.	167
A.9. Esquema de los sensores SDC.	168
A.10. Esquema del MI y la conexión del neutro mediante un filtro LC.	169
A.11. Conversión triángulo-estrella de los componentes capacitivos.	170

Índice de tablas

3.1. Datos característicos y parámetros del MI 1.	43
3.2. Datos característicos y parámetros del MI 2.	44
3.3. Parámetros y características de los filtros LC serie	73
4.1. Descripción del banco de ensayos.	90
4.2. Norma euclidiana de $\bar{x}_{\alpha\beta}$ para fallas de distinta severidad	98
4.3. Norma de $x_{\alpha\beta}$. Detección de fallas para distintos estados de carga. . .	99
4.4. Corrientes de falla a distintas velocidades para un MI con una ECC .	103
4.5. Identificación de la fase bajo falla.	109
A.1. Parámetros y características del MI	160
A.2. Parámetros de los núcleos de ferrita.	166
A.3. Componentes y parámetros del filtro en la conexión de neutro.	170

Lista de Abreviaturas

MER	Máquinas eléctricas rotativas
AE	Accionamientos eléctricos
MI	Motores de inducción
GIRB	Generadores de inducción de rotor bobinado
MSIP	Máquinas síncronas de imanes permanentes
MSR	Motores síncronos de reluctancia
MCSA	Análisis de firma de corriente
DFA	Diagnóstico de fallas activo
AVV	Accionamientos de velocidad variable
PWM	Modulación por ancho de pulso
CC	Corriente continua
BF	Baja frecuencia
AF	Alta frecuencia
AM	Amplitud modulada
MCMA	Modelo de circuitos múltiplemente acoplados
WFA	Función de aproximación de bobinados
SVPWM	Modulación estándar de vector espacial
FEM	Fuerza electromotriz
SDC	Sensor de derivada de corriente
MEF	Método de los elementos finitos
CCEE	Cortocircuito entre espiras
ECC	Espira en cortocircuito
MEC	Circuitos magnéticos equivalentes
FOC	Control de campo orientado
FFT	Transformada rápida de Fourier
RBR	Rotura de barras del rotor

Capítulo 1

Introducción

1.1. Descripción del problema

En la actualidad el uso de las máquinas eléctricas rotativas (MER) se encuentra ampliamente difundido en el ambiente industrial, representando los motores eléctricos cerca del 50 % de la potencia consumida por los países desarrollados [1]. El consumo de energía eléctrica de la industria Argentina es del 40 % del total del país, de ese total, se estima que los motores representan al menos un 70 % del consumo de electricidad, lo que se traduce en aproximadamente un 30 % del consumo eléctrico del país [2]. Estas máquinas, si bien son robustas y confiables, son susceptibles a fallas que pueden deberse a exigencias mecánicas, térmicas o eléctricas. El diagnóstico de fallas incipientes permite planificar acciones de mantenimiento, reducir los costos de reparación y también evitar accidentes y paradas no programadas de los procesos industriales. También se encuentra gran aplicación de MER en diversos sistemas de generación de energía, entre los cuales vale resaltar los sistemas de generación electro-eólicos. En estos sistemas resulta muy ventajoso un monitoreo a distancia, dado que los equipos se encuentran en su mayoría en lugares aislados, y debido a que los accionamientos eléctricos (AE) se ubican en la cima de la torre, a alturas superiores a los 70 m. La detección de fallas de manera incipiente en los equipos de generación electro-eólicos se ha vuelto de gran interés en el último tiempo, debido a la gran complejidad y los altos costos de reparación de estos sistemas así como, a las pérdidas

económicas por la potencia no generada durante la parada del sistema de generación [3]. Vale mencionar que para una turbina, que posee 20 años de vida operativa, los costos asociados al mantenimiento y el reemplazo de piezas representan entre el 10 y el 15 % de los ingresos asociados a la energía despachada en un año [4].

Otro campo de aplicación de las MER que ha cobrado gran relevancia en los últimos tiempos ha sido en sistemas de tracción para vehículos eléctricos e híbridos. Usualmente las MER aquí empleadas tienen diseños con alta densidad de potencia, lo que implica también una densidad de corriente mayor a las tradicionales, por lo que estas máquinas operan a mayor temperatura y son más susceptibles a fallas [5]. Además, los requerimientos de confiabilidad en estas máquinas son mayores a las de aplicaciones industriales, ya que la seguridad del vehículo y sus pasajeros dependen de ello. Por estos motivos, la detección y el diagnóstico de fallas en AE con aplicación en vehículos eléctricos ha sido un área de crecientes desarrollos e investigaciones [6].

Entre las MER podemos diferenciar aquellas que funcionan con una alimentación de corriente continua de las que funcionan con corriente alterna. Centraremos nuestra atención en este segundo tipo de máquinas, entre las cuales se destacan: los motores de inducción (MI), los generadores de inducción de rotor bobinado (GIRB), las máquinas síncronas de imanes permanentes (MSIP), y los motores síncronos de reluctancia (MSR). Los MI cubren el mayor porcentaje de motores con aplicación industrial, incluyéndose en esta lista también los MSR, que cobran relevancia en la actualidad por su alta eficiencia y robustez [7]. En cuanto a los GIRB, su principal aplicación se da en la industria eólica, cubriendo más del 50 % de la potencia instalada [8]. Las MSIP de baja potencia tienen gran aplicación en la tracción de vehículos eléctricos, mientras que las MSIP de mayor potencia son utilizadas en la industria eólica, donde cooptan el mayor porcentaje de nuevas producciones [8].

Las máquinas mencionadas pueden presentar distintos tipos de fallas, las cuales pueden ser eléctricas, mecánicas o una combinación de ambas. En la actualidad se llevan adelante diversas investigaciones que persiguen la detección temprana de fallas incipientes en las MER [9]–[13].

Los tipos de fallas más comunes que pueden presentarse son: fallas en los rodamientos [14]–[16], fallas en los bobinados [17]–[20], excentricidad del entrehierro

[21][22], conexiones de alta resistencia [23][24], barras rotas en los MI [25][26], desmagnetización de imanes en las MSIP [27][28] y fallas en la caja multiplicadora en algunos accionamientos de velocidad variable [29]. La aparición de este tipo de fallas generan otros problemas en las máquinas, como el aumento de vibraciones y temperatura. Por ello, estas son variables comúnmente empleadas como herramientas para el diagnóstico de fallas y se continúan desarrollando estudios al respecto [30]–[34]. También, otras variables han sido empleadas para el diagnóstico de fallas, como lo son las señales eléctricas de tensión y corriente. Estas últimas pueden adquirirse con los sensores empleados para la protección y el control de la máquina, sin la necesidad de incorporar equipamiento adicional o de acceder al lugar donde se encuentra operando la MER.

Para el diagnóstico de fallas mediante el uso de variables eléctricas se han propuesto estrategias basadas tanto en modelos de señal como en modelos de proceso. Entre las estrategias de diagnóstico empleando modelos de señal, las más difundidas han sido el análisis de firma de corriente (MCSA, por sus siglas en inglés [35]), el análisis de señales mediante la transformada *wavelet* [36], el vector de Park y el análisis de las potencias activas y reactivas instantáneas [37]. Entre las estrategias basadas en modelos, pueden mencionarse aquellas que emplean observadores de estado [18], o ecuaciones de paridad [38][39], entre otras. Todas estas estrategias proponen un enfoque pasivo para el diagnóstico de fallas, es decir, analizan la respuesta de la MER cuando se excita mediante componentes fundamentales de tensión o corriente destinadas a producir par. Esto hace que las estrategias mencionadas sean sensibles a las modificaciones de amplitud y frecuencia de estas componentes, como así también a los cambios en los puntos de operación de la máquina [40]. Adicionalmente, sucede que algunas fallas producen perturbaciones muy pequeñas sobre las componentes fundamentales o también que diferentes fallas producen el mismo tipo de perturbación, lo que dificulta su detección y correcta identificación.

Las MER pueden estar alimentadas directamente desde la red de energía eléctrica, o mediante inversores. En el primer caso, la velocidad de la máquina no puede ser controlada y se mantiene prácticamente constante, independientemente de los requisitos reales de la carga impulsada. En caso de ser una máquina síncrona operará siempre a

la velocidad sincrónica, y en el caso de las asíncronas su velocidad dependerá del deslizamiento. Este tipo de operación ha sido muy empleada, por ejemplo, en los MI que impulsan bombas en ambientes industriales. Debido a que la operación a velocidad fija tiene un gran impacto en el consumo de energía y los costos operativos del motor durante su vida útil, estos usos muchas veces se consideran ineficientes. En cambio, si el motor es alimentado por un inversor, su velocidad puede regularse y adaptarse a los requisitos reales de la carga, lo que se traduce en importantes ahorros de energía [41]. Por estos motivos, el uso de motores alimentados por inversores ha incrementado significativamente en los últimos años. Además, existen aplicaciones donde el uso de inversores resulta estrictamente necesario, como sucede para una gran variedad de generadores eólicos, en los sistemas de tracción para vehículos eléctricos y también en algunos procesos industriales donde la flexibilidad en el control del par y la velocidad son un requerimiento. Estas aplicaciones usualmente se caracterizan por operar a velocidad variable y carga variable, por lo que suelen aplicarse sistemas de control a lazo cerrado.

El diagnóstico de fallas mediante el uso de técnicas con enfoque pasivo, como las mencionadas anteriormente, se complica para aquellas máquinas accionadas mediante inversores que operen con un control a lazo cerrado. Esto sucede debido a que el control puede enmascarar los efectos que las fallas incipientes generan sobre las variables medidas. Para afrontar las dificultades que presentan las técnicas de diagnóstico pasivo se han propuesto técnicas basadas en la inyección de señales adicionales en la máquina, lo que permite desacoplar el diagnóstico de fallas de las componentes fundamentales de tensión y corriente destinadas a producir par. Este enfoque consiste en actuar sobre el sistema periódicamente o en momentos críticos, usando una señal de prueba auxiliar [42], encuadrándose en lo que se define como diagnóstico de fallas activo (DFA) [43][44]. La inyección de señales a frecuencias particulares puede incrementar la detectabilidad de ciertas fallas, lo cual permite que estas técnicas sean más sensibles y puedan diagnosticar fallas incipientes. Por todo lo mencionado, el diagnóstico de fallas en MER usando inyección de señales a cobrado gran relevancia en los últimos años. La presente tesis se enfoca en el estudio de las técnicas de inyección de señales para el diagnóstico de fallas en MER, propone y valida una estrategia

activa particular para el diagnóstico de fallas en MI operando bajo un esquema de control a lazo cerrado.

1.2. Antecedentes del Tema

A continuación se describen los antecedentes relativos a las técnicas de detección de fallas mediante inyección de señales, y se describen también los distintos tipos de fallas en MER.

1.2.1. Diagnóstico de fallas en MER usando inyección de señales

La inyección de señales adicionales puede realizarse empleando el inversor disponible en accionamientos de velocidad variable (AVV), o mediante el uso de equipamiento adicional para aquellas MER que se encuentran conectadas directamente a la red de energía eléctrica.

En los AE la inyección de señales ha sido ampliamente utilizada en estrategias para la estimación de posición del rotor [45][46]. Estas técnicas miden la respuesta de la máquina cuando se aplica una señal de alta frecuencia a través del inversor, y estiman la posición del rotor observando la posición de las saliencias o asimetrías del rotor de la MER [47]–[50].

La inyección de señales para el diagnóstico de fallas en AE presenta ciertas ventajas respecto a su uso para la estimación de posición. Por un lado, generalmente no es necesario realizar un diagnóstico de manera constante, sino que la señal puede inyectarse cada cierto período de tiempo o cuando la MER se encuentra detenida. Lo cual podría, por ejemplo, representar un menor impacto sobre las pérdidas adicionales o sobre las perturbaciones de par que la inyección de señales puede generar. Por otro lado, muchas de las asimetrías producidas por las fallas son mayores a aquellas producidas por las saliencias observadas para la estimación de posición en máquinas simétricas y sanas, lo que hace que la detección de fallas pueda resultar más sencilla que la estimación de posición.

La inyección de señales también ha sido empleada para el diagnóstico de fallas en otros sistemas o equipos, como en transformadores [51]–[53], capacitores [54], redes inteligentes [55] y en generación distribuida para la detección de operación en isla [56]–[58], entre otras aplicaciones. Además, la inyección de señales ha sido utilizada para la identificación activa de sistemas dinámicos [59].

En el diagnóstico activo, la señal de prueba o señal auxiliar puede diseñarse para detectar posibles fallas específicas con un mínimo efecto en el sistema completo [60]. Para aplicar esta señal de prueba se pueden utilizar las entradas usuales del sistema o entradas adicionales. La señal de prueba inyectada se debe diseñar de forma tal que permita mejorar la detectabilidad de la falla, que exista una mejor relación señal/ruido de la respuesta, lo que implica que la detección y aislación de la falla sea más rápida y se puedan detectar fallas más pequeñas. Por otra parte, el DFA permite una mejor aislación de la falla eligiendo adecuadamente las señales a inyectar. En términos generales, las bajas frecuencias mejoran la identificación de las fallas que modifican los componentes resistivos de la MER, por ejemplo los contactos de alta resistencia [61]. Mientras que las altas frecuencias permiten identificar mejor a aquellas fallas que modifican los acoplamientos magnéticos, como por ejemplo los cortocircuitos entre espiras [62], la excentricidad del entrehierro [63] o barras rotas en MI [64]. La frecuencia a seleccionar dependerá entonces de qué se necesite identificar en la MER, en búsqueda de un DFA de mayor precisión.

Los métodos de inyección de señales pueden clasificarse por la forma en que se aplican a los AE, así como también por el tipo de señal inyectada. Con respecto a la forma en la que se aplican, la señal inyectada se puede añadir a la señal fundamental con el objetivo de realizar el diagnóstico en línea o puede aplicarse con el motor fuera de servicio para hacer un diagnóstico fuera de línea. También puede usarse en sistemas de lazo abierto, como se muestra en la Fig. 1.1, o en sistemas a lazo cerrado, como se ejemplifica en la Fig. 1.2. Para el diagnóstico en línea en sistemas a lazo abierto, la señal de diagnóstico $\mathbf{v}(t)$ se suma a la señal de entrada $\mathbf{u}(t)$. Luego, las señales de salida $\mathbf{y}(t)$ son acondicionadas para separar las componentes fundamentales de las de diagnóstico $\mathbf{y}_v(t)$ [65]. Finalmente los síntomas \mathbf{s} se generan mediante alguna técnica de detección de fallas. En algunos casos la señal de entrada $\mathbf{u}(t)$ puede anularse

mientras se aplica la señal de diagnóstico $\mathbf{v}(t)$.

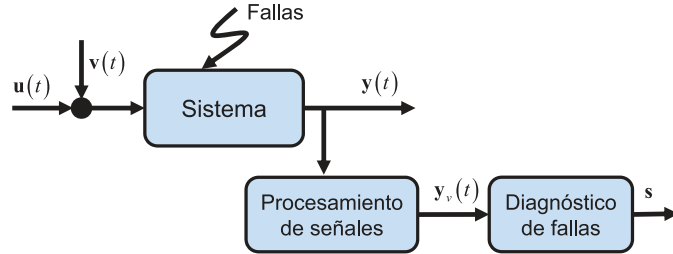


Figura 1.1: Esquemas para el diagnóstico activo de fallas. Sistemas a lazo abierto.

En los sistemas a lazo cerrado, la inyección de señales resulta de mayor interés dado que, como se mencionara anteriormente, los lazos de control de corriente y/o velocidad, tienden a enmascarar los efectos de las fallas. Para estos casos, el diagnóstico mediante métodos convencionales puede resultar muy complejo o incluso inaplicable [66]. En el esquema mostrado en la Fig. 1.2, la señal adicional $\mathbf{v}(t)$ se agrega a la referencia del control $\mathbf{w}(t)$. En este caso, la respuesta del control debe ser lo suficientemente rápida para inyectar la señal adicional [67]. Estos sistemas pueden verse como un caso particular de los sistemas a lazo abierto. Otra manera para inyectar señales en sistemas a lazo cerrado es como se muestra en la Fig. 1.3. En este caso, las señales de diagnóstico deben desacoplarse de las señales de control, para que éste no compense los posibles efectos que las señales inyectadas generan sobre el sistema. Por tal motivo, es necesario agregar un filtro en el lazo de realimentación [68][69]. De esta forma pueden inyectarse, por ejemplo, señales de muy alta frecuencia sin modificar el control del sistema. Como en los sistemas de lazo abierto, la señal de control también puede anularse mientras se aplica la señal de diagnóstico [70]. Para el diagnóstico de fallas en MER se han propuesto esquemas que concuerdan con los presentados en las Fig. 1.1-1.3. Además, algunas veces el DFA se encuentra vinculado a una estrategia de control tolerante a fallas [71].

La inyección de señales también se utiliza como excitación para la identificación de sistemas dinámicos [59]. En este caso la señal debe cumplir con los siguientes criterios:

- La señal debe ser simple y reproducible.

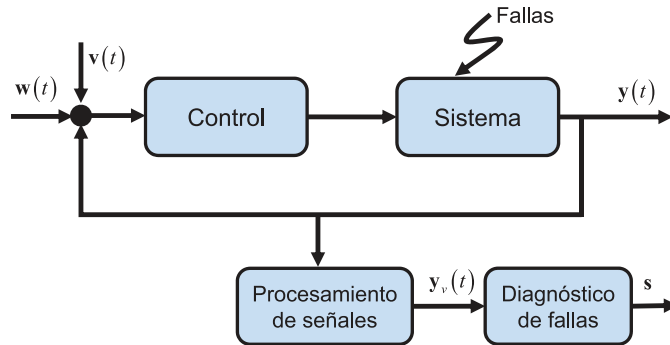


Figura 1.2: Esquemas para el diagnóstico activo de fallas. Sistemas a lazo cerrado 1.

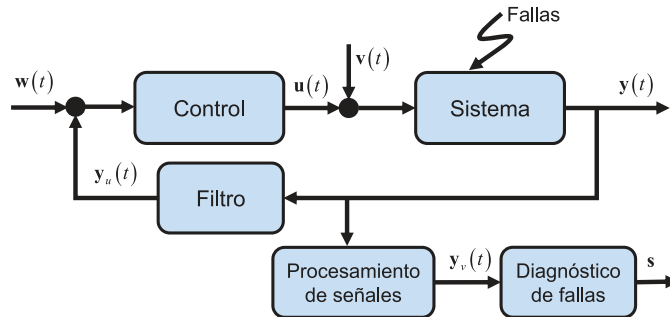


Figura 1.3: Esquemas para el diagnóstico activo de fallas. Sistemas a lazo cerrado 2.

- Debe tener una descripción matemática sencilla.
- Tiene que ser realizable con los actuadores del sistema.
- Debe ser aplicable al proceso.
- Tiene que producir una buena excitación de la dinámica de interés del sistema.

Cuando el objetivo es el diagnóstico de fallas en MER, también es importante considerar estos criterios al momento de definir el tipo de señal a inyectar y el método de inyección a emplear.

En el caso de la inyección de señales de alta frecuencia, el concepto de alta frecuencia puede resultar amplio. En la práctica se puede utilizar un rango de frecuencias entre unos pocos cientos de Hz y unos cuantos kHz. Se han definido ciertas consideraciones a tener en cuenta al momento de seleccionar la frecuencia más apropiada para la

señal exploradora [69], donde se señala que el uso de frecuencias en la región superior tiene algunas ventajas relevantes. Por un lado, proporciona separación espectral con la frecuencia fundamental, lo que facilita el filtrado de la respuesta a la señal inyectada. Por otro lado, se reducen los potenciales efectos adversos en la máquina, como el ruido, las oscilaciones en el par y las vibraciones. Sin embargo, las altas frecuencias se encuentran limitadas por el actuador, por ejemplo, por la frecuencia de conmutación del inversor. También, las altas frecuencias pueden presentar inconvenientes, como por ejemplo calentamiento en los imanes y su consecuente desmagnetización. En [72] se presentan criterios para la selección de altas frecuencias en técnicas para la estimación de magnetización en imanes de MSIP, donde además se demuestra que la frecuencia a seleccionar dependerá del tipo de material que componga al imán.

Las Fig. 1.4(a) y 1.4(b) muestran uno de los tipos más difundidos de señal inyectada para el diagnóstico de fallas bajo un esquema como el propuesto en la Fig. 1.3. La señal resultante se encuentra compuesta por una señal trifásica balanceada de alta frecuencia superpuesta a la componente fundamental. En la Fig. 1.4(a) se puede ver la traza en el plano α - β de la componente fundamental más la señal inyectada. Las señales resultantes en el tiempo se muestran en la Fig. 1.4(b).

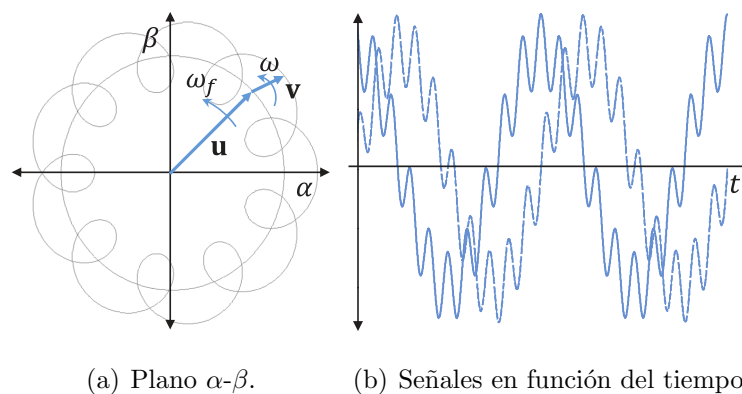


Figura 1.4: Componente fundamental y señal inyectada.

1.2.2. Clasificación de las técnicas por el tipo de señal inyectada.

Una manera de clasificar las técnicas de inyección de señales empleadas para el DFA en MER es tomando en cuenta el tipo de señal inyectada. Es posible diferenciar aquellas estrategias basadas en la inyección de señales de corriente continua (CC), señales del tipo rotantes, de amplitud modulada y las señales basadas en la modulación por ancho de pulso (PWM, por sus siglas en inglés). Además, las señales rotantes y las de amplitud modulada pueden clasificarse en señales de baja frecuencia (BF) o alta frecuencia (AF). A continuación se describen las principales características, aplicaciones, ventajas y desventajas de estas técnicas, según la clasificación mencionada.

Inyección de señales de corriente continua

Las principales aplicaciones de la inyección de señales de CC en MER han sido la estimación de temperatura de distintos componentes del motor [65][73] [74] y también la detección de contactos de alta resistencia [23][61]. La técnica posee la desventaja de que la interacción entre la componente de continua y la componente fundamental produce perturbaciones en el par que afectan el desempeño de la máquina [65]. Un análisis de la variación del par como consecuencia de la inyección de señales de CC se presenta en [75], donde se menciona que la amplitud de la componente de continua debe ser muy pequeña para evitar grandes perturbaciones en el par. Existe una relación de compromiso entre la detectabilidad de la falla y cuánto afecta la inyección al par de la máquina. También se han generado otras propuestas para reducir las perturbaciones del par, como la presentada en [76], donde se suma a la inyección de CC componentes de amplitud modulada para cancelar la componente de corriente que produce par (eje q) en MI. En [77] se considera el efecto del par de reluctancia en MSIP con imanes interiores, lo que imposibilita la reducción del par con el método propuesto en [76], por lo que los autores proponen un nuevo método con referencias de corriente óptimas que reducen el efecto del par de la inyección de CC.

La estimación de temperatura en MER se puede realizar mediante la estimación de las resistencias de los circuitos de la máquina. Con este fin, en [74] se analiza la

inyección de una señal de CC para máquinas conectadas a la red o alimentadas por un inversor. En [65] se inyecta una señal en un sistema de control a lazo abierto, y en [73] se propone inyectar una componente de CC en MI alimentados por accionamientos con inversor a lazo cerrado. Por otra parte, en [23] se propone una estrategia de inyección de una señal de CC mejorada para la detección en línea de conexiones de alta resistencia, minimizando las oscilaciones de par.

Inyección de señales rotantes

Esta técnica consiste en la inyección de señales trifásicas balanceadas que generan un campo rotante constante de frecuencia ω , de secuencia positiva o negativa, en el plano α - β como se muestra en la Fig. 1.5(a). La inyección de señales del tipo rotantes es una de las técnicas más difundidas para el diagnóstico de fallas y ha sido empleada para la detección de barras rotas en MI [78][79], de cortocircuitos en el estator [80][81], defectos en la aislación [82] y para estimación de temperatura [67][83][84]. Las señales trifásicas del tipo rotante también pueden clasificarse en señales de baja y alta frecuencia.

En [78] se propone inyectar una señal trifásica balanceada de frecuencia similar a la de la componente fundamental para el diagnóstico de fallas, y se valida de manera experimental para la detección de barras rotas. Para diagnosticar el mismo tipo de fallas, en [81] se propone la inyección de una señal de tensión de baja amplitud y alta frecuencia, superpuesta a la excitación fundamental de la máquina. En este trabajo se analizan las corrientes de secuencia negativa que surgen como respuesta a la señal inyectada. La misma técnica permite también la detección de cortocircuitos entre espiras.

En [82] se propone la inyección de una señal de muy alta frecuencia ($>1\text{MHz}$) para detectar fallas de aislación, la cual posee la desventaja de necesitar un equipamiento adicional para generar la señal inyectada.

Para la estimación de temperatura en MI, en [67] se propone la inyección de una señal de baja amplitud y baja frecuencia, y el uso de un amplificador digital integrado implementando una técnica de detección de sincronismo para la medición de tensión

y corriente. En el método propuesto en [83], se realiza la estimación de la temperatura de un GIRB. En este trabajo se inyecta una señal de alta frecuencia en los terminales del rotor, mientras los terminales del estator están conectados a la red.

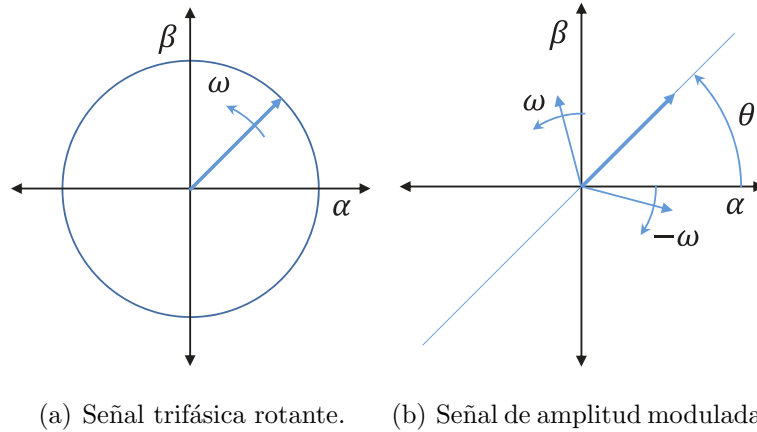


Figura 1.5: Señales inyectadas para la detección de fallas.

Inyección de señales pulsantes

La técnica de inyección de señales pulsantes o de amplitud modulada (AM) consiste en incorporar una señal pulsante sobre la señal de tensión de alimentación de la máquina. Esta señal puede verse como el resultado de dos señales rotantes de una misma frecuencia y secuencia opuesta, tal como se muestra en la Fig. 1.5(b), también se utilizan señales de AM de alta y baja frecuencia. Sus principales aplicaciones han sido la estimación de temperatura [85][86], desmagnetización en imanes [72][87], también la detección de cortocircuitos entre espiras [88] y de barras rotas en MI [68][89].

En [86] se estima la temperatura de los imanes de MSIP mediante un modelo de alta frecuencia de las inductancias de la máquina, inyectando señales pulsantes de alta frecuencia. En [72] se inyectan pulsos de tensión de alta frecuencia y bajo voltaje para la detección de desmagnetización en MSIP. Se procesan las señales de alta frecuencia para estimar resistencias y obtener información respecto a la magnetización. El trabajo aplica la técnica en tres tecnologías de imanes distintas, también demostrando potencial para distinguir desmagnetizaciones temporales de permanentes.

En [90] se presenta una técnica fuera de línea para la detección de fallas en cuñas magnéticas. Se emplea un equipo adicional para la inyección de señales de AM de baja tensión y baja frecuencia, y se analizan las variaciones de las reactancias de la máquina como indicador de falla.

En [89] se detectan asimetrías del rotor en un MI inyectando señales pulsantes de baja frecuencia en el estator del motor, empleando transformadores de corriente para la inyección, y luego analizando el espectro en frecuencia de las corrientes de la máquina.

Para la detección de cortocircuitos entre espiras del estator en máquinas de imanes permanentes interiores, en [88] se propone la inyección de una tensión pulsante, con amplitud del 25 % de la barra de CC que alimenta al inversor, superpuesta al eje d con una frecuencia de 2.5 kHz. Se realizan ensayos experimentales a velocidad constante y distintos estados de carga. Como indicador de falla, mediante el procesamiento de las señales de corriente, se analizan las variaciones de las inductancias mutuas del modelo de la máquina.

Para la detección de fallas en el núcleo del estator, en [91] se propone la inyección de señales pulsantes de alta frecuencia haciendo uso del inversor que alimenta a la máquina cuando ésta se encuentra detenida. Se analizan las pérdidas de potencia como estrategia para la detección de fallas. La señal inyectada genera un campo magnético pulsante a posiciones fijas del estator, lo que permite determinar la ubicación de la falla.

En [92] se presenta un análisis de los efectos parásitos de los métodos de inyección de señales rotativas y pulsantes para estrategias de control del tipo “sensorless” con aplicación en MSIP. Se evalúan y comparan las pérdidas en el hierro y en los imanes permanentes, así como también las variaciones del par. Se concluye que la inyección de señales rotativas presenta pérdidas en los imanes y en el hierro mayores en comparación con la inyección de señales pulsantes. También se afirma que la influencia de estas pérdidas es menor cuando aumenta la carga de la máquina. Las pérdidas en imanes son las más afectadas por la inyección de señales de alta frecuencia. Este estudio, realizado mediante un análisis de elementos finitos de la MSIP, también concluye que ambos métodos crean oscilaciones de par, pero que este efecto es mayor en

el método de inyección de señales rotantes.

Inyección de señales basadas en PWM

En accionamientos con inversores es posible modificar la modulación del inversor para inyectar una señal adicional destinada a la detección de fallas. La Fig. 1.6(a) muestra los ocho estados del inversor, seis activos (V_1 a V_6) y dos nulos (V_0 y V_7). La modulación estandar se puede interrumpir durante un breve período de tiempo para inyectar la señal de diagnóstico, para luego volver a la estrategia de modulación estandar. Por lo general, en aplicaciones de diagnóstico de fallas, se inyectan consecutivamente estados complementarios de manera que su efecto medio sea nulo [93], como se muestra en la Fig. 1.6(b). Otra estrategia que permite la inyección de una señal adicional consiste en aprovechar ciertas características de la modulación vectorial estandar, tal como la generación de componentes de secuencia cero [94]. En este último trabajo, se agrega una conexión entre el neutro de la máquina y la alimentación del inversor para dar un camino a estas componentes, lo que se traduce en la inyección de una señal adicional que no se encuentra en los accionamientos estandar, sin necesidad de modificar la modulación. Una forma de clasificar las técnicas basadas en el uso del PWM es entre aquellas que utilizan la inyección de los estados activos (PWM-EA) y las que aplican los estados nulos del inversor (PWM-EN).

El uso de los estados activos de las llaves en la modulación, como técnica del tipo DFA, ha resultado eficaz para el diagnóstico de distintos tipos de fallas. Diversos autores emplearon variantes de esta técnica para la detección de barras rotas [95][96], excentricidad en el entrehierro [63][97]–[99], cortocircuitos entre espiras [93][100][101], defectos de aislación [102], fallas en el núcleo [70], fallas en cuñas magnéticas [103] y estimación de temperatura [104].

En [96] se presenta una técnica que permite la detección de barras rotas. La estrategia se basa en un modelo del MI bajo la teoría de funciones de bobinados modificada. Se estudia cómo la presencia de barras rotas afecta a las inductancias de la máquina definidas en el modelo. Las señales de diagnóstico se obtienen mediante el procesamiento de las corrientes tras la inyección de los seis estados activos del

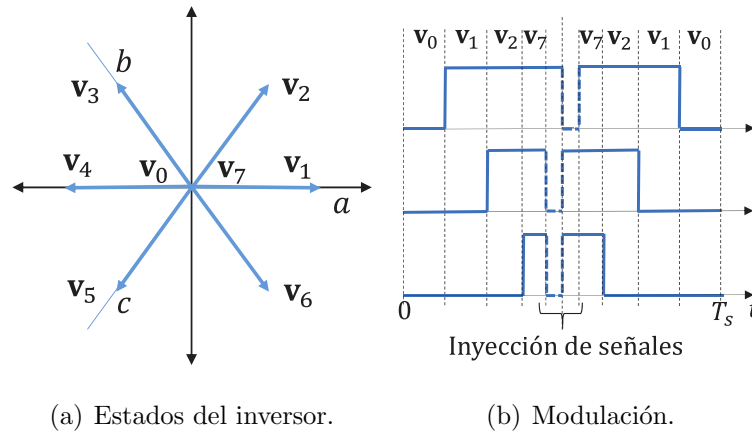


Figura 1.6: Modulación vectorial estándar PWM.

inversor en forma complementaria. Se comparan resultados analíticos, de simulación y experimentales.

Mediante la inyección de escalones de tensión, en [98] se comparan los efectos de distintos tipos de excentricidad en MI de 2, 4 y 6 polos. Se analizan las saliencias de la máquina, obtenidas como resultado de estudiar la variación de las corrientes cuando se aplican los escalones de tensión. En [103] se emplea una técnica similar para la detección de fallas en cuñas magnéticas. Se analiza la variación de las corrientes en los instantes en que se aplica un patrón de pulsos de tensión, y luego se estudia el espectro en frecuencia de estas señales. La técnica consiste en detectar variaciones en la trayectoria del flujo disperso mediante el estudio de las inductancias de dispersión de la máquina.

En [93] se presenta una técnica para la detección de cortocircuitos entre espiras. Se modifica la modulación del inversor para inyectar en breves instantes de tiempo los vectores activos en forma complementaria. Para realizar el diagnóstico se miden las derivadas de las corrientes cuando se modifica la modulación, como así también durante la aplicación del estado nulo V_0 que está presente en la modulación estándar. Se analiza el efecto de las saliencias de la máquina y su variación para la detección de fallas.

En [102] se presenta una técnica para la detección de defectos en la aislación de la máquina, analizando las corrientes durante la transición de los estados nulos a los

estados activos del PWM, con una adquisición de señales a muy alta frecuencia.

Para la detección de fallas en el núcleo, en [70] se realiza la inyección de una secuencia de pulsos de tensión preestablecida mediante el inversor. La secuencia de pulsos está compuesta por los 6 estados activos de las llaves. Durante los instantes en que la señal es inyectada se cancela el lazo de control de corriente del inversor.

Para la estimación de temperatura en imanes en [104] se aplican pulsos de tensión de corta duración, interrumpiendo la modulación vectorial en esos instantes y haciendo nula la referencia de corriente en el eje q . En estas condiciones se adquieren las señales de corriente, y se procesan para poder estimar la temperatura de los imanes.

En [105] se presenta un análisis de la variación en las corrientes causada por la modificación de las conmutaciones PWM. Este efecto puede producir oscilaciones de par, por lo que es importante tenerlo en cuenta cuando los estados activos de la PWM se utilizan para la inyección de señales.

La utilización de los estados nulos de la modulación como estrategia de inyección de señales para la detección de fallas en MER es una de las alternativas menos abordadas en la bibliografía consultada. En [106] los autores presentan una técnica fuera de línea para la detección de fallas en cuñas magnéticas, inyectando una señal pulsante de secuencia cero. En dicho trabajo se procesan las señales de corriente, se analizan sus derivadas, y se obtiene una señal altamente dependiente de las no homogeneidades magnéticas tanto del rotor como del estator. Estas señales, por lo tanto, resultan sensibles a las asimetrías producidas por una falla en las cuñas, lo que permite su detección.

La principal ventaja del uso de los vectores nulos como técnica para el DFA es que no se necesita modificar la modulación vectorial del inversor, lo que demuestra un gran potencial para su aplicación en línea. En [94] se demuestra que la frecuencia de la señal inyectada será igual a la frecuencia de conmutación del inversor, por lo que al inyectar señales de alta frecuencia la técnica puede emplearse para el diagnóstico de fallas que modifican los acoplamientos magnéticos de la MER, como los cortocircuitos entre espiras y la rotura de barras. Una desventaja de la técnica es que la máquina bajo análisis debe estar conectada en estrella, y se requiere acceso al neutro de la misma. Otro aspecto a tener en cuenta es la necesidad de colocar un filtro en la conexión

del neutro, para reducir los posibles inconvenientes de la circulación de corrientes de secuencia cero.

A modo de conclusión, respecto a la presentación de los antecedentes del tema, vale resaltar que a pesar de la fortaleza de las técnicas de inyección de señales y los buenos resultados que se han obtenido para el correcto diagnóstico de una gran diversidad de fallas, se identificaron tres aspectos aún sin resolver y que se presentan como desafíos. Como primer aspecto a observar, aún no se han presentado resultados donde estas técnicas sean capaces de detectar fallas en MER operando a velocidad variable en el tiempo y con carga variable en el tiempo. Estos modos de operación son muy comunes en algunas aplicaciones, como por ejemplo en vehículos eléctricos o en generadores electro-eólicos. El segundo aspecto a destacar es que para realizar la inyección de las señales, la mayoría de las técnicas requieren modificar la acción de control del inversor que alimenta a la máquina, o el uso de equipamiento adicional. Es aquí donde la utilización de los estados nulos destaca por sobre las demás estrategias, dado que no presenta esta dificultad. Por último, y como tercer aspecto a tener en cuenta, se ha demostrado que la inyección de señales adicionales produce perturbaciones en el par de la máquina [92] y pérdidas adicionales. Esta es una característica no deseable, ya que las perturbaciones se traducen en un mal desempeño en la operación de la máquina, pudiendo comprometer tanto a la MER como al sistema que impulsa, y que las pérdidas adicionales afectan al rendimiento de la máquina. Vale señalar que los últimos dos aspectos o desafíos pendientes a resolver, están relacionados al tipo de señal inyectada y/o cómo se inyecta la misma. Y que, por otro lado, el desafío del diagnóstico de fallas en MER operando a velocidad variable en el tiempo y carga variable en el tiempo, es un aspecto a resolver que se encuentra principalmente relacionado con el procesamiento de las señales.

1.3. Objetivos

En base a la problemática descrita, el objetivo general de esta tesis es el desarrollo de una estrategia de diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotativas, basada en la inyección de señales de secuencia cero.

Los objetivos específicos de la presente tesis consisten en que la estrategia propuesta pueda superar las dificultades mencionadas respecto a las demás técnicas activas de diagnóstico de fallas. Se busca entonces:

- Inyectar una señal adicional, sin modificar la acción de control ni la modulación del inversor que alimenta a la máquina.
- Que la inyección de la señal adicional genere perturbaciones de menor impacto que las observadas en otras técnicas.
- Detectar y diagnosticar fallas en máquinas eléctricas rotativas operando a velocidad y carga variables en el tiempo.

1.4. Principales aportes de esta tesis

Los principales aportes de esta tesis se pueden resumir en la propuesta de una nueva estrategia para el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotativas, basada en la inyección de señales de secuencia cero. Esta estrategia permitió el diagnóstico de barras rotas y de cortocircuitos entre espiras en MI, operando a velocidad y carga variables en el tiempo, generando mínimas perturbaciones en el par y en las señales de corriente.

Tras una revisión bibliográfica se realizó una propuesta inicial de la estrategia de inyección de señales de secuencia cero, publicada en [107]. Esta primer propuesta sólo buscaba determinar el potencial de la inyección de señales de secuencia cero para la detección de fallas en MER. No se empleó un inversor completo trifásico, sino que únicamente se inyectó la señal de diagnóstico de alta frecuencia mediante el uso de una única pierna del inversor. Para dar camino de circulación a las señales de secuencia cero se realizó la conexión del neutro del motor conectado en estrella con el punto medio de la alimentación de corriente continua del inversor. Se procesaron las señales de corriente, analizando su derivada para obtener las señales de diagnóstico, y se diagnosticaron barras rotas en un MI.

Tras profundizar el estudio de la temática, como parte de este trabajo de tesis se realizó un aporte a la revisión del estado del arte de las técnicas para el diagnóstico

de fallas en MER [108]. Una revisión que haga especial énfasis en las técnicas de diagnóstico activas, empleando inyección de señales, no había sido publicada hasta el momento. En este trabajo se señalaron las virtudes y limitaciones de estas técnicas, así como también ciertos tópicos sin resolver y que dan espacio para nuevas investigaciones. Entre ellos se señalan la importancia de reducir el impacto de la inyección de señales en el par de máquina, y también el desafío de realizar una correcta detección de fallas en MER cuando operan bajo transitorios de carga y velocidad, accionadas por sistemas de control a lazo cerrado. Estos aspectos no resueltos, que fueron listados como desafíos en las conclusiones de la sección 1.2.2, delimitan los objetivos de la presente tesis.

El primer aspecto que se decidió abordar fue el de implementar una estrategia de inyección de señales en un inversor trifásico completo y que no requiera de modificar el control de la máquina ni la modulación del inversor. Para ello se propuso hacer uso de los vectores nulos de la modulación como técnica de inyección de señales, que ya había sido implementada por otros autores como estrategia para estimación de la velocidad en MER. Resultados preliminares se derivaron de esta primera propuesta, donde se logró la detección de barras rotas en MI [64][109] y también la detección de cortocircuitos entre espiras del estator [110]. En estos trabajos se emplearon sensores de derivada de corriente para obtener las señales de diagnóstico. Se pudo demostrar la eficacia de la estrategia propuesta para la detección de este tipo de fallas, pudiendo abordar efectivamente el primer aspecto mencionado como desafío a resolver.

El segundo aspecto que se abordó fue la detección de fallas con la máquina operando a velocidad variable. Resultados preliminares fueron publicados en un congreso nacional en 2018 [111], donde se demostró que la estrategia propuesta para la detección de cortocircuitos entre espiras no se ve afectada por variaciones de velocidad, tras diversos ensayos experimentales del motor operando sin carga. Luego se realizaron ensayos experimentales bajo distintos niveles de carga y velocidad, y también a carga variable en el tiempo y velocidad variable en el tiempo [112]. Se pudieron detectar de manera efectiva cortocircuitos entre espiras de distinta severidad y también se propuso un algoritmo para la identificación de cuál de las fases del estator se encuentra bajo falla. Por otro lado, la detección de barras rotas bajo variaciones de

carga y velocidad representa un desafío adicional, porque estos escenarios sí pueden afectar a la detección de este tipo de fallas, debido a su impacto en las señales de diagnóstico. Para abordar este desafío se propuso una estrategia de remuestreo de las señales a intervalos de posición constante del rotor, y se definió también un algoritmo de diagnóstico que permite evitar falsos positivos [113]. Así, se logró también la detección efectiva de barras rotas a velocidad variable y carga variable.

El último aspecto a abordar fue la evaluación del impacto de la estrategia propuesta en el par de la máquina. Para observar esto se implementó un modelo de simulación del MI basado en circuitos múltiplemente acoplados, operado mediante un control vectorial [114]. Con el objetivo de implementar la técnica de inyección de señales de secuencia cero, se modeló también la conexión del neutro del MI con el centro de la barra de CC que alimenta al inversor. La implementación en simulación permitió evaluar el efecto que produce la inyección de señales en el par y en las corrientes, comparando variantes de la misma técnica. En base al análisis realizado, se señaló la conveniencia de emplear un filtro LC que atenuara las componentes de baja frecuencia de secuencia cero, y también atenuara las componentes a frecuencia de conmutación, esto con el objetivo de evitar una distorsión armónica significativa de las corrientes. Seleccionado un filtro LC adecuado, se observó que el impacto de la estrategia de inyección de señales no resultó significativa.

Por las características de la estrategia propuesta, se entiende que aplicación de esta técnica sería extrapolable al diagnóstico de fallas en otras MER, así como también al diagnóstico de otro tipo de fallas.

1.5. Organización de la tesis

El resto de los capítulos que integran el presente trabajo de tesis están organizados de la siguiente manera:

En el Capítulo 2 se describe el modelo matemático del MI que se utiliza a lo largo de la tesis. Además, se presenta la estrategia de inyección de señales, basada en un análisis del modelo mencionado cuando la máquina es alimentada por una señal de tensión de alta frecuencia de secuencia cero.

En el Capítulo 3 se presenta la implementación de la estrategia de inyección de señales mediante cálculo numérico, evaluándose dos alternativas para esto. Por un lado, se obtienen las señales mediante un cálculo analítico y, por otro lado, se obtienen las señales de diagnóstico implementando un modelo de simulación. Este último permite representar al accionamiento completo de la máquina, describiendo al modelo mediante una representación del sistema en variables de estado.

En el Capítulo 4 se describe el banco de ensayos empleado en el laboratorio, con el cual se obtuvieron diversos resultados experimentales. Se presenta la utilización de la estrategia para la detección de barras rotas del rotor, como así también de cortocircuitos entre espiras del estator, para un MI operando a distintas velocidades y estados de carga, y además a velocidad y carga variables en el tiempo.

Finalmente, en el Capítulo 5 se presentan las conclusiones y trabajos futuros derivados de esta Tesis.

Capítulo 2

Modelado matemático y estrategia de inyección de señales

2.1. Introducción

En esta sección se presenta un modelo dinámico del motor de inducción (MI). Este modelo será empleado para describir y evaluar la estrategia de inyección de señales de secuencia cero de alta frecuencia que se propone como herramienta para la detección de fallas en la máquina.

En las últimas décadas se han propuesto y estudiado una gran cantidad de modelos matemáticos del MI, con diferentes objetivos. Vale mencionar algunos, como el modelo dinámico de circuitos equivalentes en el marco de referencia $d - q$ [115], principalmente empleado para el desarrollo de estrategias de control [116][117], también los modelos de circuitos magnéticos equivalentes [118], el modelo de circuitos múltiplemente acoplados (MCMA) [119], y el modelado por elementos finitos [120]. El trabajar con modelos de la máquina brinda la flexibilidad de poder simular diferentes máquinas tan sólo cambiando los parámetros. Estos diferentes tipos de modelos han sido empleados tanto para el diseño de motores como también para analizar distintos escenarios de fallas [121].

Para nuestro análisis, resulta de interés trabajar con un modelo que permita reproducir el funcionamiento dinámico de la máquina con la mayor fidelidad posible, tanto

para el MI sano como también para el MI bajo falla, y que permita considerar los efectos de la inyección de señales de alta frecuencia. Por este motivo es que se decidió emplear el modelo MCMA, y aplicar sobre el mismo las modificaciones que fueran necesarias para poder considerar las particularidades de la estrategia de inyección de señales que se propone.

El modelo MCMA se basa en el análisis del acoplamiento electromagnético entre todos los circuitos de la máquina. Esto es, consiste en el estudio de la dinámica del MI analizando el acoplamiento entre los circuitos del estator, entre los circuitos del rotor, y el acoplamiento entre los circuitos de rotor y estator. El modelo plantea ciertas consideraciones, como las siguientes:

1. El flujo cruza al entrehierro de manera radial.
2. La permeabilidad del hierro es infinita. Es decir, que no habrá saturación del hierro.
3. Las barras del rotor se encuentran aisladas del núcleo.
4. Se desprecian los efectos de las corrientes parásitas.

Se utilizará entonces este modelo, aplicando luego algunas modificaciones que permitan considerar la inyección de señales de secuencia cero de alta frecuencia, así como también la aparición de fallas en la máquina.

Los MI pueden clasificarse en motores de rotor bobinado y de jaula de ardilla. Estos últimos, pueden tener distinta cantidad de barras en el rotor, distintos tipos de barras y disposición. Se diferencian los rotores de jaula de ardilla convencionales, de los rotores de barras profundas y de barra doble, y también se encuentran motores con distinto nivel de cruzamiento de las barras. El cruzamiento de las barras tiene como objetivo la reducción del *ripple* de par.

En la presente tesis se modela un MI mediante un modelo MCMA, considerando la disposición de las ranuras del estator para el cálculo de las funciones de bobinado, así como también otros aspectos constructivos como la cantidad de barras del rotor y su cruzamiento. Se presentará la estrategia de inyección de señales y cómo, a partir

del modelo propuesto, es posible obtener señales de diagnóstico que permitan luego identificar la presencia de fallas en el MI. Se considerarán también algunas modificaciones necesarias en el modelo, que permitan tomar en cuenta las particularidades de la estrategia de inyección de señales que se propone.

La estrategia de inyección de señales de secuencia cero para la detección de fallas en el MI se basa en el análisis de las derivadas de corriente del motor, lo que permite evaluar la respuesta a la señal inyectada. En este capítulo se describirá en detalle la estrategia y cómo mediante la inyección de señales es posible observar variaciones que suceden en las inductancias del MI, lo que permite el diagnóstico de fallas. Por último, se evaluarán alternativas de procesamiento de las señales, para obtener así variantes de las señales de diagnóstico que puedan tener distinta implementación práctica.

2.2. Modelo matemático del motor de inducción

2.2.1. Modelo del MI mediante circuitos múltiplemente acoplados

El modelo dinámico del MI con el que se trabaja en la presente tesis está basado en el modelo MCMA [119].

Se definen una cantidad de n circuitos del rotor y de m circuitos del estator. Para un MI con jaula de ardilla, n será igual al número de barras del rotor y m igual al número de circuitos del estator. Así, el rotor y estator de un MI quedará representado por los circuitos que se muestran en la Fig. 2.1, donde se contempla cada barra del rotor con su inductancia y resistencia (L_b y R_b), a las distintas porciones de los anillos del rotor con sus inductancias y resistencias (L_e y R_e), y a los circuitos del estator también con su inductancia y resistencia (L_s y R_s).

Las ecuaciones dinámicas del modelo para el MI jaula de ardilla se expresan de la siguiente manera

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt}, \quad (2.1)$$

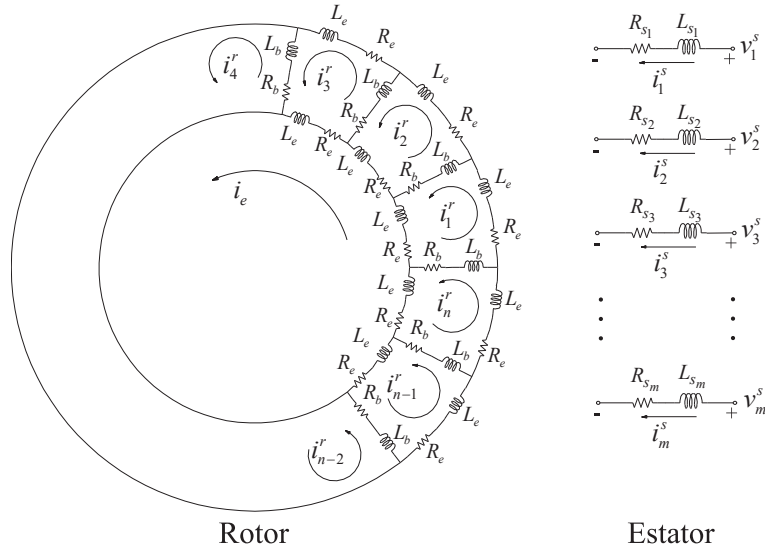


Figura 2.1: Modelado del subsistema eléctrico de un motor de inducción.

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r}{dt}, \quad (2.2)$$

donde U_s es la tensión aplicada al estator y se define como $\mathbf{U}_s = [U_A \ U_B \ U_C]^T$, y donde las corrientes de estator son $\mathbf{I}_s = [I_A \ I_B \ I_C]^T$, y las corrientes de rotor $\mathbf{I}_r = [I_{r1} \ I_{r2} \ \dots \ I_{rn}]^T$. También se observa en las ecuaciones a \mathbf{R}_s y \mathbf{R}_r , que representan las matrices de resistencias de los circuitos de estator y rotor. Además, los flujos enlazados ($\boldsymbol{\lambda}_i$) se describen como

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r, \quad (2.3)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r, \quad (2.4)$$

donde \mathbf{L}_{ss} representa las inductancias propias y mutuas del estator, \mathbf{L}_{rr} las inductancias propias y mutuas del rotor, y \mathbf{L}_{sr} las inductancias mutuas entre las fases del estator y los circuitos del rotor, $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$. Las dimensiones de los vectores de flujo enlazado serán idénticas a las dimensiones de las corrientes descritas anteriormente. La matriz de resistencias del estator de (2.1) tiene una dimensión de 3×3 y se define

como

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_A & 0 & 0 \\ 0 & R_B & 0 \\ 0 & 0 & R_C \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

donde R_A , R_B y R_C , son las resistencias de las fases del estator.

La matriz de resistencias del rotor (\mathbf{R}_r) tiene una dimensión de $n \times n$ y está definida como

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} R_1 & R_2 & 0 & \dots & 0 & R_2 \\ R_2 & R_1 & R_2 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & \ddots & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & R_2 & R_1 & R_2 \\ R_2 & 0 & \dots & 0 & R_2 & R_1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Donde $R_1 = 2(R_b + R_e)$ y $R_2 = -R_b$. Siendo R_b la resistencia de la barra del rotor y R_e la resistencia asociada a la porción de anillo de cortocircuito entre barras. Estos valores pueden calcularse en base a los parámetros constructivos de la jaula del rotor, que deberán ser obtenidos de los planos del fabricante.

La matriz de inductancias \mathbf{L}_{ss} de (2.3) se describe como

$$\mathbf{L}_{ss} = \begin{bmatrix} L_{sAA} & L_{sAB} & L_{sAC} \\ L_{sBA} & L_{sBB} & L_{sBC} \\ L_{sCA} & L_{sCB} & L_{sCC} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

donde cada inductancia propia y mutua $L_{s_{ij}}$ se calcula empleando la función de aproximación de bobinados (WFA, por sus siglas en inglés) [122]. La inductancia mutua entre las fases del estator y los circuitos de rotor está dada por

$$\mathbf{L}_{sr} = \begin{bmatrix} L_{sAr1} & L_{sAr2} & \dots & L_{sArn} \\ L_{sBr1} & L_{sBr2} & \dots & L_{sBrn} \\ L_{sCr1} & L_{sCr2} & \dots & L_{sCrn} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La dimensión de la matriz \mathbf{L}_{sr} es de $3 \times n$. Finalmente, la matriz de inductancias del rotor se define como

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & \dots & L_3 & L_2 \\ L_2 & L_1 & L_2 & \dots & L_3 & L_3 \\ L_3 & L_2 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & L_3 \\ L_3 & L_3 & \dots & \dots & L_1 & L_2 \\ L_2 & L_3 & \dots & L_3 & L_2 & L_1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde $L_1 = L_{prop} + 2(L_b + L_e)$, $L_2 = L_{mut} - L_b$ y $L_3 = L_{mut}$. Siendo L_{prop} la inductancia propia entre los lazos del rotor, L_b la inductancia de las barras del rotor, L_e la inductancia asociada a la porción del anillo de cortocircuito y L_{mut} la inductancia mutua entre los lazos del rotor. La dimensión de la matriz \mathbf{L}_{rr} es de $n \times n$. Las dimensiones de las matrices, así como los valores de cada componente en particular, dependerán de la geometría y de los parámetros de la máquina que se esté modelando.

Si se pretende también modelar la dinámica mecánica de la máquina para describir la rotación del rotor, se debe considerar el siguiente subsistema mecánico

$$T_e - T_L = J \frac{d^2\theta_r}{dt^2} + B \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.10)$$

donde θ_r es la posición del rotor, B representa al rozamiento del sistema, J la inercia del rotor, T_L el par de carga y T_e el par electromagnético desarrollado en el proceso de conversión electromecánica. Este último se obtiene de la derivada de la coenergía magnética con respecto a la coordenada espacial (θ_r), considerando a las corrientes de estator y rotor como constantes, lo que implica

$$T_e = \left(\frac{\partial W_{co}}{\partial \theta_r} \right) \Big|_{I_s, I_r = const} \quad (2.11)$$

Para el modelo propuesto, y de acuerdo a lo expresado por [40], la coenergía magnética será igual a la energía magnética almacenada en el entrehierro, por lo que

puede expresarse como

$$W_{co} = \frac{1}{2} [\mathbf{I}_s^T \mathbf{I}_r^T] \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss} & \mathbf{L}_{sr} \\ \mathbf{L}_{rs} & \mathbf{L}_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_s \\ \mathbf{I}_r \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

En el caso particular en el que se considere al entrehierro como constante, es posible afirmar que \mathbf{L}_{ss} y \mathbf{L}_{rr} son constantes. Además, cumpliéndose que $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$, si se sustituye a (2.12) en (2.11) obtenemos

$$T_e = \frac{1}{2} \mathbf{I}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_r + \frac{1}{2} \mathbf{I}_r^T \frac{\partial \mathbf{L}_{rs}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_s = \mathbf{I}_s^T \frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r} \mathbf{I}_r \quad (2.13)$$

lo cual permite, junto a las ecuaciones obtenidas anteriormente, modelar al MI y su dinámica.

2.3. Estrategia de inyección de señales

En esta sección se analiza la estrategia de diagnóstico de fallas usando el modelo del MI presentado en la sección anterior.

La estrategia de inyección de señales se basa en el análisis de las derivadas de corriente del estator cuando se inyecta al motor una señal de alta frecuencia de secuencia cero. Para el diagnóstico, se realiza un estudio de la influencia de las fallas en los valores de las derivadas de las corrientes del estator. Se pretende evaluar cómo las inductancias del motor alteran la respuesta a la señal inyectada, es decir se analiza la variación de la respuesta ante la presencia de fallas en el motor.

Para implementar la inyección de señales, el MI se alimenta por un inversor trifásico utilizando una modulación estándar de vector espacial (SVPWM, por sus siglas en inglés). Tal como se describe en [115] y se observa en la Fig. 2.2(a), la tensión de secuencia cero, dada por los vectores u_7 y u_0 del SVPWM, se aplica alternativamente en cada ciclo de la modulación. En la Fig. 2.2(b) se presentan las señales de conmutación para las llaves superiores del inversor trifásico para un voltaje de referencia ubicado en el Sector I. Las derivadas de corriente se adquieren en los instantes en que se aplican los vectores nulos (u_7 y u_0), lo que corresponde con los tiempos t_{m7} y t_{m0} respectivamente, como se indica en la Fig. 2.2(c).

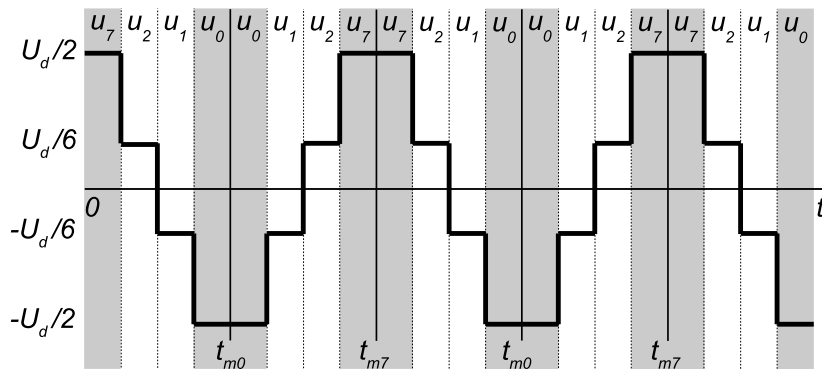
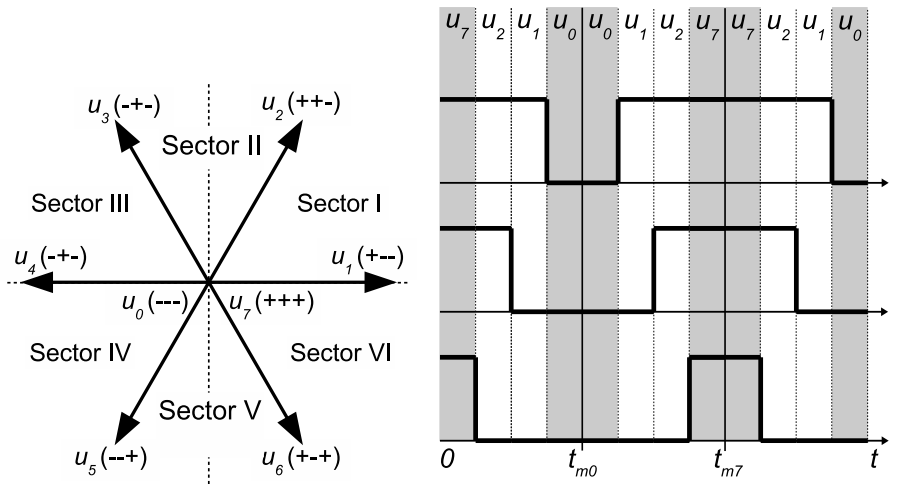


Figura 2.2: Vectores, señales de conmutación y tensiones de secuencia cero para una modulación SVPWM estándar.

El objetivo es procesar las señales de corriente para calcular las derivadas de las corrientes en los instantes en que se aplican los vectores u_7 y u_0 . En la Fig. 2.3 se presenta un diagrama del inversor y la conexión del MI. Es importante señalar que el motor se modela con una disposición en estrella, donde el punto neutro (N) está conectado al centro de la barra de CC (O) mediante el uso de un filtro pasa-banda del tipo inductivo-capacitivo serie (F_{LC}). La modulación mencionada anteriormente produce una componente de secuencia cero intrínseca de baja frecuencia, que puede

implicar altas corrientes en la conexión de neutro. El filtro proporciona una alta impedancia a las bajas frecuencias y una baja impedancia a las componentes a la frecuencia de modulación.

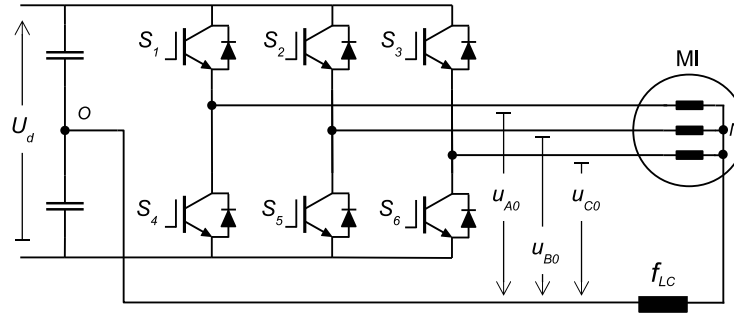


Figura 2.3: Diagrama del inversor y su conexión al motor.

Bajo este esquema, el encendido de las llaves S_1 , S_2 y S_3 establecen el estado nulo u_7 (+ + +), y el de S_4 , S_5 y S_6 establecen u_0 (- - -). En estos estados la tensión aplicada al MI con respecto al punto O , será $\frac{U_d}{2}$ y $-\frac{U_d}{2}$, respectivamente, tal como se indica en la Fig. 2.2(c).

Para analizar los efectos de esta inyección de señales en la técnica de detección de fallas, se propone en primer lugar un análisis simplificado de cada una de las fases donde no se asume acoplamiento con las fases restantes ni con los circuitos del rotor, considerando sólo los instantes en que se inyectan los vectores nulos (u_7 y u_0). En ese caso los circuitos equivalentes se muestran en la Fig. 2.4, siendo el estado u_7 el de la figura a la izquierda y u_0 el de la derecha.

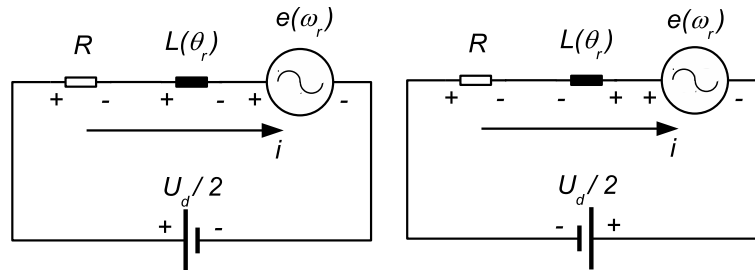


Figura 2.4: Circuito simplificado correspondiente a una fase del MI para los 2 estados de las llaves.

Este modelo considera a cada fase del estator como un circuito compuesto por una resistencia (R en Ω), las inductancias de acoplamiento que son función de la posición del rotor ($\mathbf{L}(\theta_r)$ en H), y la fuerza electromotriz (FEM) del MI que es función de la velocidad del rotor ($\mathbf{e}(\omega_r)$ en V). La tensión a bornes de la inductancia en estos dos casos está dada por las siguientes ecuaciones

$$\mathbf{L}_{ABC}(\theta_r) \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{ABC}^7 = -\mathbf{R}_{ABC} \mathbf{i}_{ABC}^7 - \mathbf{e}(\omega_r) + \frac{U_d}{2} \mathbf{A} \quad (2.14)$$

$$\mathbf{L}_{ABC}(\theta_r) \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{ABC}^0 = -\mathbf{R}_{ABC} \mathbf{i}_{ABC}^0 - \mathbf{e}(\omega_r) - \frac{U_d}{2} \mathbf{A} \quad (2.15)$$

donde \mathbf{i}_{ABC} son las corrientes del motor, y el vector \mathbf{A} se define como,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \quad (2.16)$$

Como esto puede asumirse que sucede por igual para cada una de las fases, se emplea el subíndice ABC , haciendo referencia a las distintas fases del estator. Los supraíndices 7 y 0 hacen referencia a los estados del inversor.

Las derivadas de corriente, modeladas en (2.14) y (2.15), no se pueden usar directamente para el monitoreo de condición del MI porque no dependen solo de las inductancias de la máquina, sino también de las caídas resistivas y de la FEM. La estrategia de diagnóstico propone medir las derivadas de corriente cada dos estados nulos consecutivos, es decir, por ejemplo, cada $100 \mu s$ considerando una frecuencia de conmutación de 5 kHz. Es posible suponer que en este corto período de tiempo entre las dos muestras, tomadas en u_7 y u_0 , la caída de tensión resistiva y la FEM no cambian significativamente [123][107], pudiendo obtener una señal independiente de estos valores utilizando la diferencia entre cada estado del inversor

$$\mathbf{x}(\theta_r) = \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{ABC}^7 - \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{ABC}^0 \cong \frac{U_d}{\mathbf{L}_{ABC}(\theta_r)} \mathbf{A} \quad (2.17)$$

Como consecuencia, para el análisis de las señales de diagnóstico, se puede despreciar en el modelo del MI a las tensiones de velocidad y las caídas resistivas. Entonces,

las ecuaciones del modelo de circuitos múltiplemente acoplados pueden expresarse de la siguiente manera,

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{rr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt}. \quad (2.19)$$

Despejando de (2.19) la derivada de las corrientes del rotor,

$$\frac{d\mathbf{I}_r}{dt} = -\mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} \quad (2.20)$$

y reemplazando (2.20) en (2.18), obtenemos

$$\mathbf{U}_s = \left(\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs} \right) \frac{d\mathbf{I}_s}{dt}. \quad (2.21)$$

Para las llaves en la posición $u_7(+ + +)$ la tensión de cada fase puede expresarse en función de la tensión de la barra de corriente continua del inversor, U_d , como

$$u_A = u_B = u_C = \frac{U_d}{2} \quad (2.22)$$

$$\mathbf{U}_s = \frac{U_d}{2} \mathbf{A} \quad (2.23)$$

Las derivadas de cada una de las corrientes de fase del estator se despejan de (2.21), obteniendo

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \frac{U_d}{2} (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \mathbf{A} \quad (2.24)$$

A partir de la diferencia de las señales para cada uno de los estados u_7 y u_0 ,

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}^7 - \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}^0 \quad (2.25)$$

se obtienen las señales auxiliares

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = U_d (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \mathbf{A} \quad (2.26)$$

Se puede observar que las señales sólo dependen de la tensión de la barra de CC que alimenta al inversor y de las inductancias propias y mutuas tanto de rotor como de estator. Esto último nos permite suponer que al cambiar los parámetros de las inductancias, como producto de una falla, será visible dicha variación en las señales auxiliares, lo que permite la detección de fallas.

2.3.1. Consideración del filtro LC en la conexión de neutro

Con el objetivo de considerar en nuestro análisis el efecto de la inclusión del filtro en la conexión de neutro, se procede de la siguiente manera. Se toma en cuenta la caída de tensión de un circuito serie LC que afecta a las corrientes de modo común. Esta caída de tensión se puede expresar como

$$U_f = L_f \frac{d(i_A + i_B + i_C)}{dt} + \frac{1}{C_f} \int (i_A + i_B + i_C) dt \quad (2.27)$$

Reescribiendo, obtenemos

$$U_f = L_f \mathbf{A}^T \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \frac{1}{C_f} \int \mathbf{A}^T \mathbf{I}_s dt \quad (2.28)$$

Estas caídas de tensión afectan en modo común a la tensión del estator, lo que implica $\mathbf{U}_s - U_f \mathbf{A}$, por lo que (2.18) se expresa entonces como

$$\mathbf{U}_s - \left(L_f \mathbf{M} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \frac{\mathbf{M}}{C_f} \int \mathbf{I}_s dt \right) = \mathbf{L}_{ss} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} \quad (2.29)$$

donde \mathbf{M} es la siguiente matriz

$$\mathbf{M} = \mathbf{A} \mathbf{A}^T = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

Reordenando (2.29) se obtiene

$$\mathbf{U}_s - \frac{\mathbf{M}}{C_f} \int \mathbf{I}_s dt = \mathbf{L}_{ssf} \frac{d\mathbf{I}_s}{dt} + \mathbf{L}_{sr} \frac{d\mathbf{I}_r}{dt} \quad (2.31)$$

donde

$$\mathbf{L}_{ssf} = \mathbf{L}_{ss} + L_f \mathbf{M} \quad (2.32)$$

Para obtener las señales auxiliares que se emplearán para el diagnóstico se realiza la diferencia de las señales para los dos estados nulos, donde establecimos que la tensión aplicada ($-\frac{U_d}{2}$) cambia de signo y también cambiará de signo el valor de la tensión en el capacitor incluido en el filtro. Por lo cual, al reescribir a (2.26) considerando los efectos del filtro, tendremos que

$$\begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} = \left(U_d - \frac{2\mathbf{A}^T}{C_f} \int \mathbf{I}_s dt \right) (\mathbf{L}_{ssf} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \mathbf{A} \quad (2.33)$$

Se observa entonces que los valores de las señales auxiliares estarán influenciados por el valor de tensión de alimentación del inversor (U_d), por los parámetros del filtro LC seleccionado y por los valores de las inductancias de la máquina. Es posible afirmar que \mathbf{x}_{ABC} dependen casi en su totalidad de las características físicas del motor, dado que la tensión U_d puede considerarse casi constante (en la práctica, las variaciones de tensión no superan un $\pm 5\%$ [124][125]).

Los valores de las inductancias de la máquina dependerán de la posición del rotor, y dado que las variaciones en las inductancias producirán variaciones en las señales auxiliares es que se decide emplear las últimas como señales de diagnóstico. La presencia de una falla en el motor, como una barra rota en el rotor o un cortocircuito entre espiras del estator, podrá detectarse entonces analizando las señales auxiliares \mathbf{x}_{ABC} .

2.3.2. Análisis de las señales de diagnóstico

Para el análisis de la señales auxiliares expresadas en (2.34), se transforman a un referencial $\alpha\beta$ utilizando la siguiente ecuación

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

Las señales de diagnóstico en el referencial $\alpha\beta$ fueron empleadas como estrategia para obtener resultados experimentales publicados en [107][64][113][110][112], donde se identificaron fallas de barras rotas en el rotor y de cortocircuitos entre espiras del estator.

Las derivadas de las corrientes de cada fase pueden obtenerse mediante la medición de las corrientes, y el posterior cálculo de las derivadas, o adquiriendo las derivadas de manera directa empleando sensores de derivada de corriente (SDC). Ambas opciones requieren que las mediciones estén sincronizadas con la modulación, de manera tal que la adquisición de las señales se realice en los instantes en que se aplican los vectores nulos u_0 y u_7 .

Considerando que el vector \mathbf{x}_{ABC} contiene información de la condición de falla del MI, también se puede calcular la señal auxiliar x_0 , correspondiente a la secuencia cero en un referencial $\alpha\beta 0$, como:

$$x_0 = \frac{1}{3} \mathbf{A}^T x_{ABC} \quad (2.35)$$

En el trabajo publicado en [109] se realiza este procesamiento para luego obtener una señal de diagnóstico (L_0) que permite identificar la presencia de barras rotas en el MI. A la señal L_0 se la define como el cociente entre la tensión de la barra de CC (U_d) y la señal auxiliar x_0 , obteniéndose una señal de diagnóstico independiente de la tensión de la alimentación, como se muestra en la siguiente ecuación

$$L_0 = \frac{U_d}{x_0} = \frac{3}{\mathbf{A}^T (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \mathbf{A}} \quad (2.36)$$

Las señales de diagnóstico pueden ser analizadas en una base temporal, pero resulta de interés observar las mismas con una base dependiente de la posición del rotor, dado que esto permite apreciar los ciclos de la señal para cada revolución del motor. Esto último resulta de utilidad dado que, por ejemplo, las señales de diagnóstico $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ expresadas de esta manera poseen una frecuencia que se asocia directamente al paso de las barras del rotor por sobre los circuitos del estator, como se describe en [123]. Así, si el motor bajo análisis se encuentra sano, observaremos señales de diagnóstico $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ con una componente fundamental de n ciclos/rev, siendo n el número de barras del rotor.

2.4. Conclusiones

En este capítulo se presentó un modelo dinámico del motor de inducción (MI), basado en la teoría de funciones de bobinados. Tomando como base dicho modelo se describió la estrategia de inyección de señales de secuencia cero de alta frecuencia que se propone como técnica activa para la detección de fallas en máquinas eléctricas rotativas. A diferencia de otras estrategias de inyección de señales, la que aquí se presenta tiene la particularidad de que no requiere modificar la modulación del inversor para inyectar la señal adicional. Para poder implementar la estrategia, las fases del motor deben estar conectadas en estrella y se debe tener acceso al neutro de la máquina. La estrategia se basa en la medición de las derivadas de corriente en los instantes en que se aplican los vectores nulos de la modulación vectorial, y permite obtener señales de diagnóstico que sólo dependerán de la tensión de la barra de CC del inversor y de los valores de las inductancias propias y mutuas de la máquina.

La estrategia requiere conectar el neutro del MI con el centro de la barra de CC que alimenta al inversor, lo cual se realiza mediante un filtro LC pasa-banda que atenúa las componentes de baja frecuencia de secuencia cero, esto último con el objetivo de que la inyección de señales no genere un impacto negativo sobre el desempeño de la máquina. Tomando en cuenta esto, se describieron las variaciones al modelo que implica considerar al filtro LC en la conexión del neutro, pudiéndose describir también las variaciones correspondientes sobre las señales de diagnóstico.

Luego se presentó el análisis de las señales de diagnóstico, describiéndose dos alternativas. Una de ellas considera evaluar a las señales en un referencial $\alpha\beta$, lo cual, para una implementación práctica, implica medir las derivadas de corriente de las tres fases del estator. La otra alternativa que se presenta es la de medir la derivada de la corriente que circula por la conexión del neutro, logrando obtener así también una señal de diagnóstico pero que sólo requiere de medir una corriente, o de un único sensor de derivada de corriente.

Capítulo 3

Implementación de la estrategia de inyección de señales mediante cálculo numérico

3.1. Introducción

Distintos modelos se han aplicado para simular escenarios de fallas en MI [121]. Estos se pueden categorizar como modelos analíticos basados en circuitos eléctricos, en circuitos magnéticos, modelos basados en el método de elementos finitos (MEF) y modelos híbridos que permiten combinar la precisión de los modelos MEF con la velocidad de cómputo de los modelos analíticos [126].

Uno de los enfoques de modelado más utilizados es el modelado $d-q$, el cual es un modelo analítico de circuitos eléctricos basado en las componentes ortogonales de tensión y corriente obtenidas mediante las transformadas de Clarke y Park. La principal ventaja de este tipo de modelos es que se puede representar cualquier MI con simetría estructural usando solo cuatro ecuaciones diferenciales acopladas. Distintas modificaciones pueden realizarse a este modelo de parámetros concentrados con el objetivo de representar condiciones de falla como excentricidad [127], cortocircuitos del estator [128] y rotura de barras [129], aunque sin brindar información sobre la distribución espacial de las fallas, o de la corriente individual de las barras o los

anillos del rotor.

Otro modelo basado en circuitos ampliamente utilizado es el modelo MCMA, el cual permite modelar el acoplamiento eléctrico y magnético entre los circuitos de estator y rotor con un mayor grado de detalle. Las características del modelado del MI utilizando MCMA se describieron en el capítulo 2, debido a que es la estrategia de modelado que se utiliza en la presente tesis. Estimar los parámetros de la máquina es uno de los pasos críticos en el modelado de MI utilizando MCMA. La resistencia de los distintos componentes de la máquina generalmente se estima mediante el análisis de las dimensiones de los conductores, bobinados o barras del rotor. También debe realizarse el cálculo de los elementos acoplados, es decir las inductancias de los circuitos de estator y rotor. Para esto último existen varios métodos propuestos en la literatura, siendo el enfoque WFA uno de los métodos más utilizados y también el que se emplea en la presente tesis. Para el modelado de fallas como la rotura de barras del rotor o cortocircuito entre espiras (CCEE) del estator, la variación de los parámetros mencionados deben ser tenida en cuenta [130]. El modelo MCMA permite representar los armónicos espaciales pero asume que existe una simetría en el circuito magnético principal. Por lo tanto, para el modelado de excentricidades, resulta necesario modificar la forma en la que se realiza el cálculo de los elementos acoplados [131][122].

Los modelos de circuitos magnéticos equivalentes (MEC, por sus siglas en inglés), se basan en un modelado magnético detallado obteniendo el modelo de la máquina por aproximaciones de una red de reluctancias y permanencias. Estas permeancias se expresan como funciones de la geometría de la máquina y los flujos enlazados instantáneos. Por lo tanto, este enfoque permite incorporar los armónicos espaciales asociados a distribuciones discretas de los bobinados, a las ranuras de estator y rotor, y a los efectos de las saliencias causados por la saturación de los materiales magnéticos [132][133]. El enfoque basado en MEC puede ser razonablemente preciso para predecir el rendimiento de la máquina en una gran variedad de puntos de funcionamiento y condiciones de carga, también para condiciones de excitación desequilibrada y para escenarios de falla. Se considera una buena relación de compromiso entre los modelos de parámetros concentrados estándar y los basados en MEF en cuanto a

tiempo de cálculo y precisión [118]. Mediante el uso de modelos MEC se han representado excentricidades del entrehierro [134], fallas en bobinados del estator [135] y rotura de barras del rotor [136]. La principal dificultad de este tipo de modelado es que las reluctancias, o permeancias, generalmente deben obtenerse mediante cálculos geométricos, considerando cada ranura del estator y del rotor. Por otro lado, deben obtenerse las fuerzas magnetomotrices, las cuales se pueden aproximar a través de simulaciones basadas en MEF.

Los modelos basados en circuitos se ejecutan rápido pero no pueden proporcionar un modelado completo. Sin embargo, las técnicas numéricas basadas en MEF pueden tener en cuenta las no linealidades de los materiales magnéticos, y también evitan suposiciones simplificadas sobre la geometría y disposición de los devanados. Es por esto que las técnicas numéricas basadas en MEF pueden utilizarse para reproducir con precisión el rendimiento de MI [137]. Existen otros métodos numéricos empleados para el modelado de MER, como el basado en elementos de contorno [138], pero el MEF es el método numérico más reportado en la literatura, y puede servir como un enfoque factible en el diagnóstico de fallas de los MI. Se han reportado el modelado de excentricidad del entrehierro [139], de rotura de barras del rotor [140] y de CCEE del estator [141]. Aunque estos modelos suelen producir mejores resultados en términos de precisión, requieren una capacidad computacional importante. Se informaron diferencias de 8 h para un análisis MEF contra 1 min para el mismo análisis usando WFA en [142]. Si bien ese reporte corresponde al año 2007 y se han logrado significativos avances en la capacidad de cómputo en los últimos años, incluso con los procesadores modernos el esfuerzo computacional requerido para emplear los métodos MEF es notable. Por otro lado, el uso de la simetría de máquina, que reduciría el tiempo de mallado y cálculo, no se puede aplicar en el caso de modelos con fallas. Estas restricciones son aún peores cuando se realiza un análisis 3D, donde la malla aumenta en varios órdenes de magnitud y, por lo tanto, los tiempos de simulación aumentan acordeamente.

De los modelos descritos anteriormente, en la presente tesis se decidió el emplear el modelo MCMA para representar a la máquina mediante un modelo en variables de estado y poder realizar la simulación del accionamiento completo. El modelado

MCMA presenta una buena relación de compromiso entre el nivel de detalle de los modelos MEC y MEF, y los modelos dinámicos $d-q$, y se considera apropiado para los objetivos de la presente tesis, donde se trata de evaluar la estrategia de inyección de señales propuesta para el diagnóstico de fallas en MER. La representación de MI con distintos tipos de fallas mediante el modelado MCMA ha sido ampliamente utilizada para modelar MI defectuosos conectados a la red [130][146], pero su aplicación en el modelado y simulación de MI incluyendo el inversor y el esquema de control no se encuentra muy extendida [147][148].

En este capítulo se evalúa la estrategia de inyección de señales de secuencia cero de alta frecuencia como herramienta para la detección de fallas en máquinas eléctricas rotativas. Para ello, se realizan cálculos numéricos utilizando el modelo dinámico del MI que fuera detallado en el capítulo 2. Se describen las características de dos motores de 5.5 kW y se modelan ambos. Luego, tomando en cuenta la descripción de la estrategia de diagnóstico presentada en el capítulo anterior, se obtienen resultados analíticos que permiten analizar las señales de diagnóstico.

Para evaluar la estrategia como herramienta para el diagnóstico de fallas, se incorporan al modelo del motor las modificaciones necesarias para la representación de fallas de cortocircuito entre espiras del estator y de barras rotas en el rotor. Se analizan entonces las señales de diagnóstico obtenidas mediante cálculo analítico para estos dos escenarios de falla.

Finalmente, se presenta la implementación del modelo del accionamiento completo del motor mediante simulación. El objetivo de esta simulación numérica es evaluar con mayor grado de detalle la estrategia de inyección de señales. Se analiza el impacto de la estrategia sobre el par de la máquina, así como también sobre las corrientes de las fases. Se obtienen resultados de las señales de diagnóstico que permiten validar el modelo propuesto, identificando los mismos escenarios de fallas mencionados anteriormente para los cálculos analíticos. Se valida entonces la estrategia de inyección de señales propuesta como herramienta para el diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotativas.

3.2. Cálculos analíticos

La estrategia de diagnóstico de fallas descrita en el capítulo 2 se puede evaluar mediante cálculo analítico y mediante simulación, esto último implica modelar tanto el MI como el inversor y el sistema de control aplicado al accionamiento.

Para cualquiera de los casos (analítico o de simulación) se deben calcular todas las inductancias, propias y mutuas, que se detallan en (2.7)-(2.9). Además, para el cálculo en simulación se tienen en cuenta los parámetros resistivos del modelo, ver (2.5) y (2.6). Esto último se debe a que para la simulación se considera el modelo completo de la máquina. Tomando en cuenta entonces los parámetros y características constructivas del motor, se calculan las inductancias mediante la técnica WFA, como se explica en [122]. Para el cálculo de las inductancias debe tenerse en cuenta la cantidad de espiras por fase y la distribución espacial de los bobinados del estator, que dependerá de la cantidad de ranuras en las que se alojen las bobinas. También deberá considerarse la manera en que se distribuyen las bobinas, el acoplamiento entre ellas y con los lazos del rotor. Cada lazo del rotor se considera como una bobina de una sola vuelta. Los valores de cada inductancia mutua de L_{sr} son función de la posición del rotor.

Se modelaron dos motores distintos de la misma potencia, cuyas características se presentan en las tablas 3.1 y 3.2. La distribución de los bobinados del estator de estos motores puede observarse en las Fig. 3.1 y 3.2. Se decidió modelar dos motores porque ambos están a disposición en la sala de ensayos experimentales, lo cual permite contrastar los resultados numéricos con los experimentales.

Tabla 3.1: Datos característicos y parámetros del MI 1.

Variable	Valor, Uni.	Parám.	Valor
Potencia nom. (P_n)	5.5 kW	Pares de polos (P)	2
Tensión de línea (V)	380 V rms	Ranuras de est.	36
Corriente nom. (I)	11.9 A rms	Ranuras de rot. (n_r)	28
Frecuencia (f_n)	50 Hz		
Factor de potencia	0.8		

Tabla 3.2: Datos característicos y parámetros del MI 2.

Variable	Valor, Uni.	Parám.	Valor
Potencia nom. (P_n)	5.5 kW	Pares de polos (P)	2
Tensión de línea (V)	380 V rms	Ranuras de est.	48
Corriente nom. (I)	11.6 A rms	Ranuras de rot. (n_r)	40
Frecuencia (f_n)	50 Hz		
Factor de potencia	0.8		

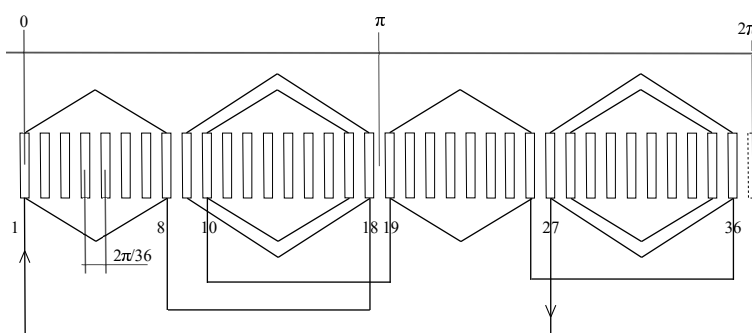


Figura 3.1: Distribución de las bobinas del estator del MI de la Tabla 3.1.

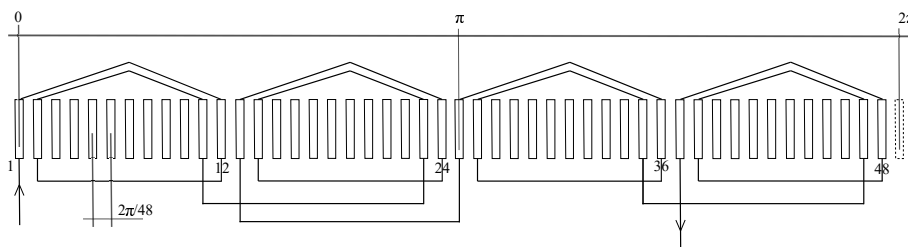


Figura 3.2: Distribución de las bobinas del estator del MI de la Tabla 3.2.

Para cada fase del estator del MI de la Tabla 3.2 debe calcularse el acoplamiento de los bobinados de las mismas con los circuitos del rotor, y así obtener para cada posición del rotor el valor de las inductancias mutuas \mathbf{L}_{sr} . En la Fig. 3.3 se presentan las inductancias mutuas entre las fases del estator y un lazo del rotor del MI, lo cual se obtiene al aplicar el método *WFA*.

Para realizar el cálculo analítico que permita evaluar (2.26) y obtener las señales de diagnóstico, se procede mediante un análisis numérico iterativo. Se evalúa para

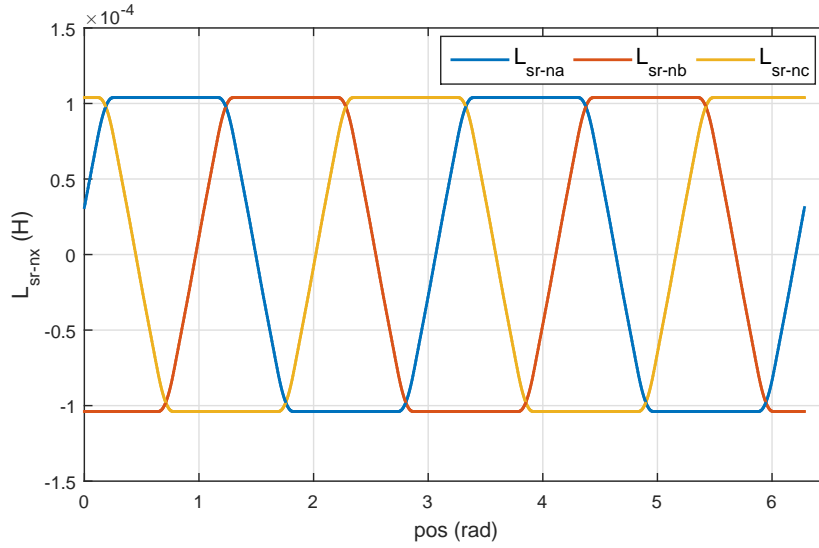


Figura 3.3: Inductancia mutua entre las fases del estator y un lazo del rotor de un MI, empleando el método *WFA*.

distintas posiciones del rotor el valor de cada elemento de \mathbf{L}_{sr} y se realiza el producto de las distintas matrices involucradas en (2.26), obteniendo como resultado a los vectores x_A , x_B y x_C . Estos vectores tendrán tantos elementos como elementos tenga la variable “*ang*”, que hace referencia a los valores para los que se evaluó la matriz \mathbf{L}_{sr} . Se fraccionó la circunferencia del rotor en n_m particiones, en base a la siguiente ecuación

$$n_m = \frac{1}{2}n_{re}n_{br} \quad (3.1)$$

donde n_{re} indica el número de ranuras del estator y n_{br} la cantidad de barras del rotor. Así, para MI 1 (ver Tabla 3.1) se fraccionó a la circunferencia del rotor en 504 particiones y para el MI 2 (ver Tabla 3.2) en 960 particiones, siendo ésta la longitud del vector “*ang*” para cada caso.

Vale aclarar que no se evalúa analíticamente (2.33), que incluye el filtro LC en la conexión de neutro. Esto se debe a que resolver dicha ecuación requiere de la integración de las corrientes, para lo cual es preciso resolver una ecuación en variables de estado. Sin embargo, sí se incluye el filtro LC en el análisis por simulación, que se describirá en la siguiente sección de este capítulo.

Se obtuvieron entonces las señales de diagnóstico en variables ABC y fueron transformadas a un referencial $\alpha\beta$, como se indica en (2.34). Los resultados obtenidos para los dos motores modelados, sanos, se presentan en las Fig. 3.4 y 3.5, donde se observan las señales x_α y x_β y el espectro en frecuencia de los vectores complejos $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$, respectivamente. Los resultados de las Fig. 3.4(a) y 3.5(a) se publicaron en [64].

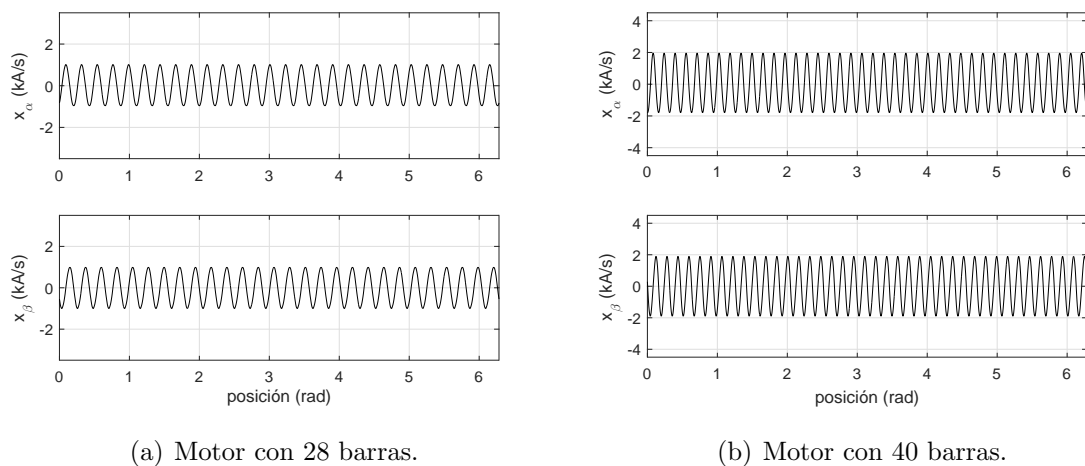


Figura 3.4: Comportamiento de las señales x_α y x_β en base a la posición del rotor para un MI sano.

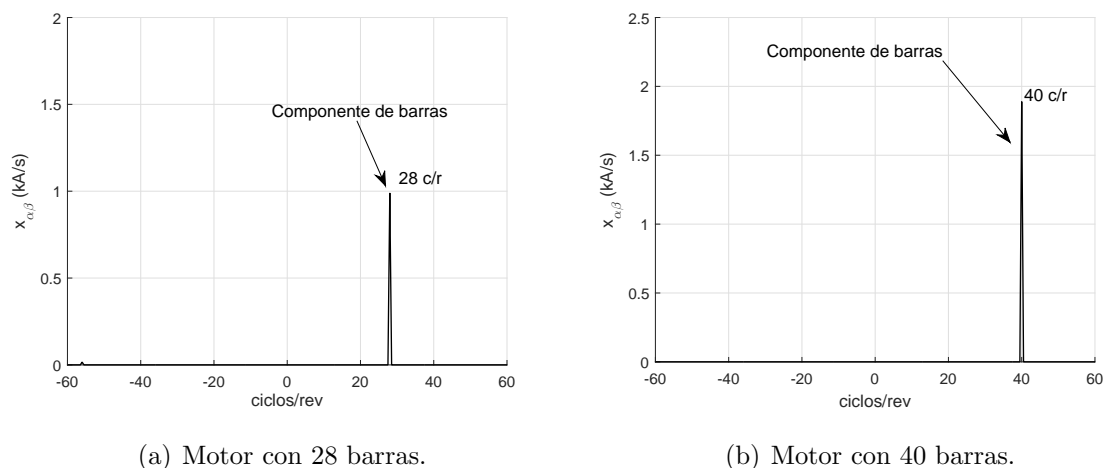
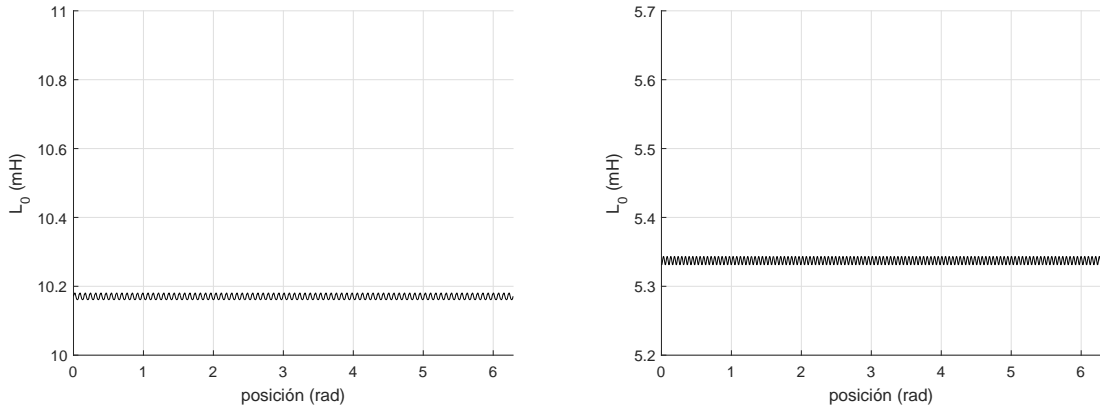


Figura 3.5: FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ con base en ciclos/rev para un MI sano.

Analizando los resultados de la Fig. 3.4 se destaca que las señales de diagnóstico

x_α y x_β tienen una forma prácticamente sinusoidal, y con 28 y 40 ciclos por revolución del rotor (ciclos/rev.) para el MI 1 y MI 2, respectivamente. Esto último resulta más sencillo de observar analizando los espectros en frecuencia que se presentan en la Fig. 3.5. Lo que se señala en las figuras como “Componente de barras” se corresponde con la cantidad de barras que posee el rotor de cada motor modelado.

También, se realizó el cálculo analítico que se describe en (2.36), obteniendo los resultados que se presentan en la Fig. 3.6. Se observa en ambas figuras que la señal L_0 tiene un valor medio con pequeñas variaciones de alta frecuencia, y que este valor medio es distinto para MI 1 y MI 2. Los resultados de la Fig. 3.6(a) fueron publicados en [109]



(a) Señal de diagnóstico L_0 para el MI 1.

(b) Señal de diagnóstico L_0 para el MI 2.

Figura 3.6: Resultados analíticos de la implementación de una variante de la estrategia de diagnóstico para un MI sano.

La estrategia de diagnóstico basada en la inyección de señales de secuencia cero consiste en obtener las señales x_α y x_β , o L_0 , y evaluar estas señales con el objetivo de identificar posibles fallas en la máquina. Tomando como referencia el comportamiento de las señales cuando el MI se encuentra sano, las variaciones que se observen en las señales podrán atribuirse a fallas en la máquina, considerando que estas señales sólo dependen de las inductancias del MI y de la tensión de la barra de CC que alimenta al inversor. Para evaluar analíticamente la posibilidad de detectar fallas en el MI mediante el análisis de las señales de diagnóstico, se modelaron distintos escenarios

de fallas.

3.3. Modelado y diagnóstico de fallas en el MI

En la presente sección se describe la inclusión de dos tipos de fallas en el modelo del MI. La primera es una falla en barras del rotor, y se describe cómo se incluye en el modelo la rotura de una o más barras del rotor. Luego, se detalla cómo incluir en el modelo un cortocircuito entre espiras del estator, pudiendo también modelarse fallas de distinta severidad. El objetivo es evaluar analíticamente las señales de diagnóstico cuando el motor presenta este tipo de fallas, y observar las variaciones que se producen sobre las señales al compararlas con los resultados presentados previamente.

3.3.1. Modelo de falla de barras rotas del rotor y evaluación analítica de la estrategia de diagnóstico

Existen varias propuestas que permiten modelar una falla en las barras del rotor. Una manera de hacerlo es aumentando la resistencia de la barra del rotor que se encuentra defectuosa, modificando así uno de los elementos de la matriz que se describe en (2.6). De esta manera, no es necesario realizar ningún otro cambio en el modelo, pero si el aumento de la resistencia es demasiado alto podríamos tener algunos retrasos importantes en el tiempo de cálculo de la simulación, originados por el cambio en la constante de tiempo del circuito de falla.

Otra forma de modelar esta falla es considerar que al producirse la rotura de una barra uno de los lazos del rotor será dos veces más ancho que los demás, pero esto requiere recalcular todas las inductancias propias y mutuas nuevamente. Sin embargo, una forma de aproximar esto último es modificar las matrices descritas en (2.6) (2.8) y (2.9), pero sin necesidad de recalcular todas las inductancias. Esto se logra al considerar la barra rota aislada del núcleo del rotor, despreciando las corrientes a través del núcleo hacia las otras barras y anillos. Debido a la practicidad que supone en la presente tesis se decidió hacer esto último, y el procedimiento para hacerlo se detalla a continuación.

Para modelar la rotura de unas de las barras del rotor se elimina el n -ésimo lazo de las matrices relacionadas con el modelo de rotor, lo que significa que la dimensión de las matrices de (2.6),(2.8) y (2.9) serán de $(n-1, n-1)$, $(3, n-1)$ y $(n-1, n-1)$ respectivamente, acorde a lo establecido en [146]. Además, los valores de las inductancias (propias y mutuas) asociadas con el lazo $n-1$ se verán modificados, pero sin necesidad de un nuevo cálculo del tipo *WFA*. Las matrices resultantes para el modelo modificado se presentan a continuación,

$$\mathbf{R}_{r(bb)} = \begin{bmatrix} R_1 & R_2 & 0 & \dots & 0 & R_2 \\ R_2 & R_1 & R_2 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \dots & \ddots & \ddots & R_2 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & R_2 & R_1 & R_2 \\ R_2 & 0 & \dots & 0 & R_2 & R_3 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

donde $R_3 = 2(R_b + 2R_e)$, considerando entonces a la resistencia asociada con la porción del anillo de cortocircuito vinculada a la barra rota. Además, (2.8) se reescribe como

$$\mathbf{L}_{sr(bb)} = \begin{bmatrix} L_{sar_1} & \dots & L_{sar_{n-2}} & L_{sar_{n-1}} + L_{sar_n} \\ L_{sbr_1} & \dots & L_{sbr_{n-2}} & L_{sbr_{n-1}} + L_{sbr_n} \\ L_{scr_1} & \dots & L_{scr_{n-2}} & L_{scr_{n-1}} + L_{scr_n} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

y (2.9) como

$$\mathbf{L}_{rr} = \begin{bmatrix} L_1 & L_2 & L_3 & \dots & L_3 & L_2 + L_3 \\ L_2 & L_1 & L_2 & \dots & L_3 & 2L_3 \\ L_3 & L_2 & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & 2L_3 \\ L_3 & L_3 & \dots & \dots & L_1 & L_2 + L_3 \\ L_2 + L_3 & 2L_3 & \dots & 2L_3 & L_2 + L_3 & L_4 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

donde $L_4 = 2L_{prop} + 2L_3 + 2(L_b + 2L_e)$.

Es posible entonces realizar nuevamente el cálculo analítico que se describió anteriormente, pero ahora considerando este escenario de falla. Los resultados obtenidos se presentan en las Fig. 3.7, 3.8, 3.9 y 3.10.

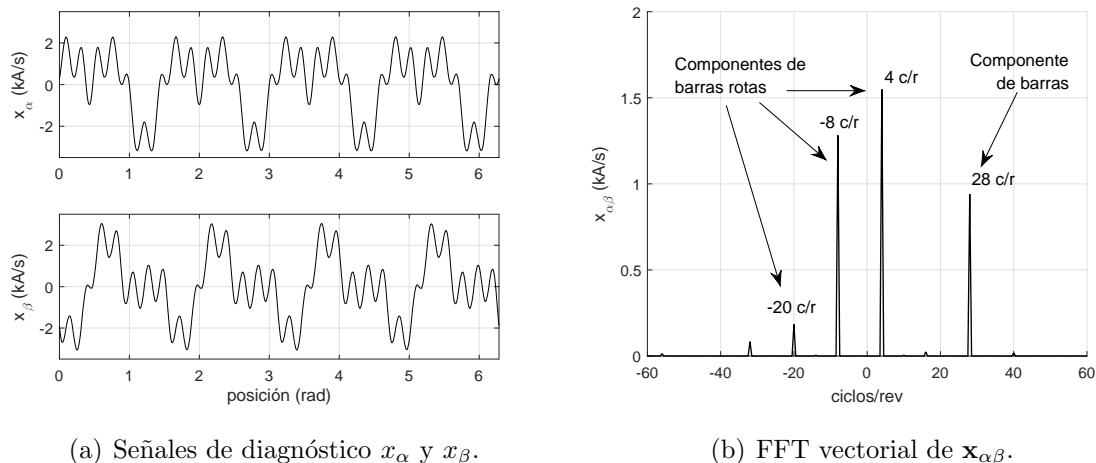


Figura 3.7: Resultados analíticos obtenidos al implementar la estrategia de diagnóstico para un MI de 28 barras con una barra rota.

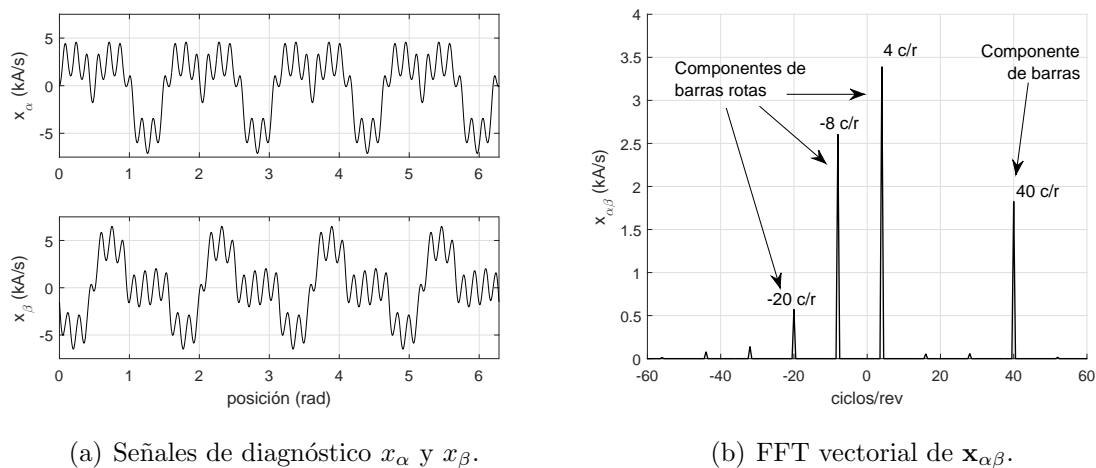
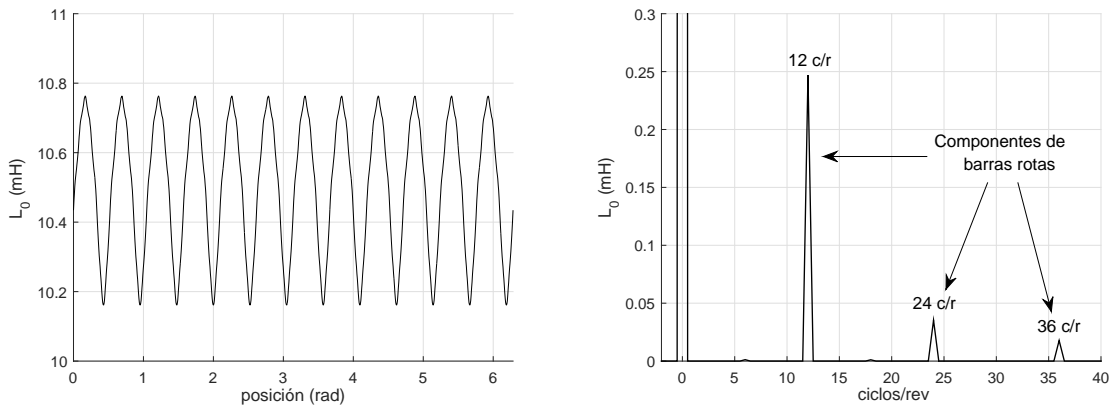


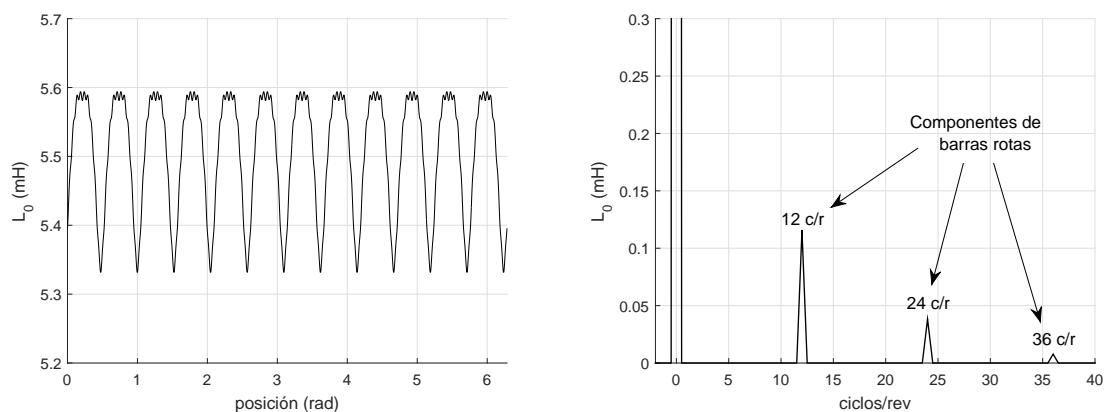
Figura 3.8: Resultados analíticos obtenidos al implementar la estrategia de diagnóstico para un MI de 40 barras con una barra rota.

Los resultados analíticos obtenidos permiten observar que es posible detectar esta falla mediante el análisis de las señales de diagnóstico x_α y x_β , así como también



(a) Comportamiento de la señal de diagnóstico L_0 . (b) Espectro en frecuencia de la señal L_0 .

Figura 3.9: Resultados analíticos para el diagnóstico de una barra rota en un MI con 28 barras, analizando la corriente de neutro.



(a) Comportamiento de la señal de diagnóstico L_0 . (b) Espectro en frecuencia de la señal L_0 .

Figura 3.10: Resultados analíticos para el diagnóstico de una barra rota en un MI con 40 barras, analizando la corriente de neutro.

analizando L_0 . Los resultados que se presentan en las Fig. 3.7 y 3.9 fueron publicados en [64] y [109], respectivamente.

Si se analizan las Fig. 3.7(a) y 3.8(a), y se comparan con las presentadas en la Fig. 3.4, es posible observar que las señales x_α y x_β se ven distorsionadas como consecuencia de la rotura de la barra. Una componente principal de 4 ciclos/rev. del MI puede apreciarse en ambas figuras. Esta componente se observa con mayor claridad

en los espectros en frecuencia, presentados en las Fig. 3.7(b) y 3.8(b). Además de esta nueva componente, también se observan otras tres componentes en el espectro, una de ellas es la componente señalada como “Componente de barras” que fue observada para el MI sano. Se deduce que las componentes restantes, de -8 y -20 ciclos/rev., también aparecen como consecuencia de la rotura de la barra.

En base a la observación señalada, se puede concluir que es posible detectar la rotura de una barra mediante la estrategia propuesta. Vale señalar que las nuevas componentes, de 4, -8 y -20 ciclos/rev. se observan en ambos motores modelados, es decir que su componente en frecuencia no depende de la cantidad de barras del rotor. Esto se presenta como una ventaja de la estrategia, ya que permite extrapolar estos resultados a MI con distintas características constructivas en cuanto a la cantidad de barras del rotor. Existe sin embargo una relación entre la frecuencia de estas componentes y el número de pares de polos del motor (P), donde la frecuencia de las señales se corresponden con $2P$, $-4P$ y $-10P$ ciclos/rev. del rotor.

Para el caso en que se analiza la señal L_0 , si se comparan los resultados que se presentan en la Fig. 3.9 con la señal obtenida cuando el motor se encuentra sano, se observa en la Fig. 3.6(a) que L_0 posee un valor medio mayor al del MI sano, con una importante componente de 12 ciclos/rev. del rotor, y este comportamiento se observa en ambos motores modelados. Analizando el espectro en frecuencia de la señal en las Fig. 3.9(b) y 3.10(b), se advierte que L_0 tiene componentes de 12, 24 y 36 ciclos/rev. Esto resulta de interés, ya que las mencionadas componentes son nulas para el caso del MI sano, ver Fig. 3.6. Por esto último, se afirma que éstas componentes pueden utilizarse como indicativas de una falla en barras del MI.

Si se comparan estos últimos resultados analíticos con los presentados en las Fig. 3.7 y 3.8, se destaca que el espectro en frecuencia de la señal L_0 no presenta una componente oscilatoria asociada al paso de las barras del rotor, como sí se observa en el espectro de la señal $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ de las Fig. 3.7(b) y 3.8(b). Sucede que las componentes asociadas al paso de las barras se compensan cuando se toma la componente cero de la señal \mathbf{x}_{ABC} , ver (2.36) del capítulo 2. Esto diferencia sustancialmente a las dos metodologías de análisis. Por un lado, puede considerarse que L_0 tiene una mejor relación señal/ruido al pasar de observar un valor medio a observar señales oscilatorias,

y además posee la ventaja de poder obtenerse empleando un único sensor de derivada de corriente ubicado en la conexión de neutro, o con único sensor de corriente si se calculan las derivadas a posteriori. Por otro lado, si se obtienen las señales \mathbf{x}_α y \mathbf{x}_β no sólo es posible realizar el diagnóstico de fallas, sino que además éstas señales podrían emplearse para otros fines como la estimación de posición del rotor [94], no pudiendo realizarse esto último con la señal L_0 .

3.3.2. Modelo de cortocircuito entre espiras del estator y evaluación analítica de la estrategia de diagnóstico

Para incorporar al modelo un CCEE del estator, resulta necesario considerar que una porción de una de las fases del estator se encuentra cortocircuitada por una resistencia R_f . El cortocircuito entre espiras se modela incorporando un nuevo circuito de estator [131], como puede observarse en la Fig. 3.11.

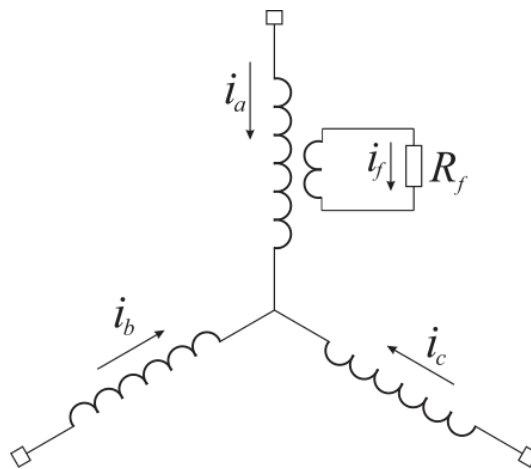


Figura 3.11: Modelo de una falla de cortocircuito entre espiras del estator.

De acuerdo a la severidad de la falla, se deberán modificar los valores de inductancia y resistencia asociados a la fase bajo falla. Así, para la fase que presenta la falla, el valor de su resistencia, expresada en (2.5), será $R_A(1 - \mu)$, donde μ es el porcentaje de espiras cortocircuitadas. También se deberán recalcular las inductancias del MI mediante la teoría de funciones de bobinados, ahora considerando que una de las

fases posee tantas espiras menos como espiras cortocircuitadas se estén modelando. Además, deben calcularse los acoplamientos de cada uno los circuitos inductivos con el nuevo circuito de falla.

El nuevo circuito introduce una nueva ecuación al modelo que se describe mediante (2.1) y (2.2), quedando el modelo del MI expresado con las ecuaciones

$$\mathbf{U}_s = \mathbf{R}_s \mathbf{I}_s + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s}{dt}, \quad (3.5)$$

$$\mathbf{0} = \mathbf{R}_r \mathbf{I}_r + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_r}{dt}, \quad (3.6)$$

$$0 = R_f I_f + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_f}{dt}, \quad (3.7)$$

donde I_f es la corriente de falla, $\boldsymbol{\lambda}_f$ el flujo enlazado por el circuito de falla, y R_f la resistencia del CCEE, donde ésta última toma a consideración la porción de la fase del estator que presenta espiras en cortocircuito ($R_{A\mu}$) sumada a la resistencia en la falla de cortocircuito. Para tener en cuenta los acoplamientos de este nuevo circuito con los demás circuitos del MI se requiere modificar (2.3) y (2.4), y también sumar una nueva ecuación de flujo. Por lo tanto, el modelo del MI con falla de CCEE se completa considerando las siguientes ecuaciones

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \mathbf{L}_{ss} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{sr} \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{sf} I_f, \quad (3.8)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_r = \mathbf{L}_{rs} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{rr} \mathbf{I}_r + \mathbf{L}_{rf} I_f, \quad (3.9)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_f = \mathbf{L}_{fs} \mathbf{I}_s + \mathbf{L}_{fr} \mathbf{I}_r + L_{ff} I_f, \quad (3.10)$$

Al recalcular las inductancias de acoplamiento \mathbf{L}_{sr} empleando la teoría *WFA*, es posible observar la variación que genera la falla de CCEE en el modelo. En la Fig. 3.12 se presentan las inductancias observadas previamente para el motor sano en

la Fig. 3.3, pero en este caso para un MI con 5 espiras en cortocircuito en la fase A , y se observa también la inductancia mutua del circuito de falla con uno de los lazos del rotor.

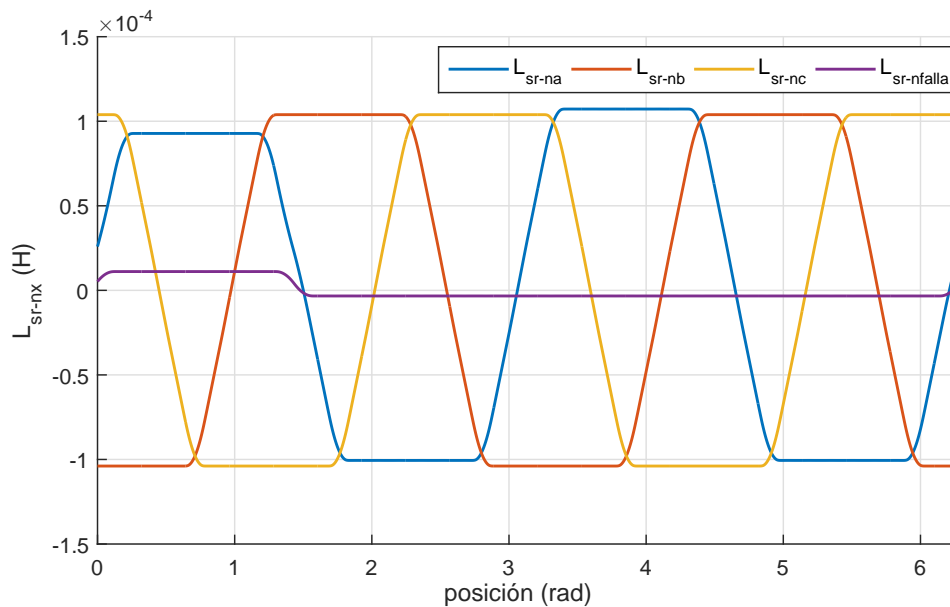


Figura 3.12: Inductancia mutua entre las fases del estator y un lazo del rotor de un MI con 5 espiras cortocircuitadas en la fase A . Se presenta también la inductancia del circuito de falla.

Si se comparan las inductancias de la Fig. 3.12 con aquellas calculadas para el MI sano (ver Fig. 3.3), se puede observar que no hay variaciones en las inductancias de las fases que permanecen sanas, pero sí en la fase que presenta la falla. Se observa también que la principal variación en la amplitud de la inductancia definida en la figura como L_{sr-na} ocurre en uno de sus polos. Esto último se debe a que el CCEE ocurre en una zona particular del bobinado, algo que resulta posible de modelar mediante la teoría WFA ya que el modelo considera la distribución espacial de los bobinados. Esto es algo que diferencia significativamente al modelo MCMA de otros modelos, como el modelo $d-q$, donde al modelar un CCEE el efecto de la falla se observa en la totalidad de la fase bajo falla.

En la Fig. 3.12 se muestra también la inductancia $L_{sr-nfalla}$, que se corresponde con la inductancia de acoplamiento de la porción del bobinado cortocircuitado con el

mismo lazo del rotor sobre el cual se está evaluando el acoplamiento de las fases del estator.

Un detalle para la porción del bobinado de la fase A se presenta en la Fig. 3.13, considerando CCEE de distinta severidad. Es posible observar la disminución de la amplitud de la función en esa porción del bobinado, como consecuencia del incremento en la severidad de la falla.

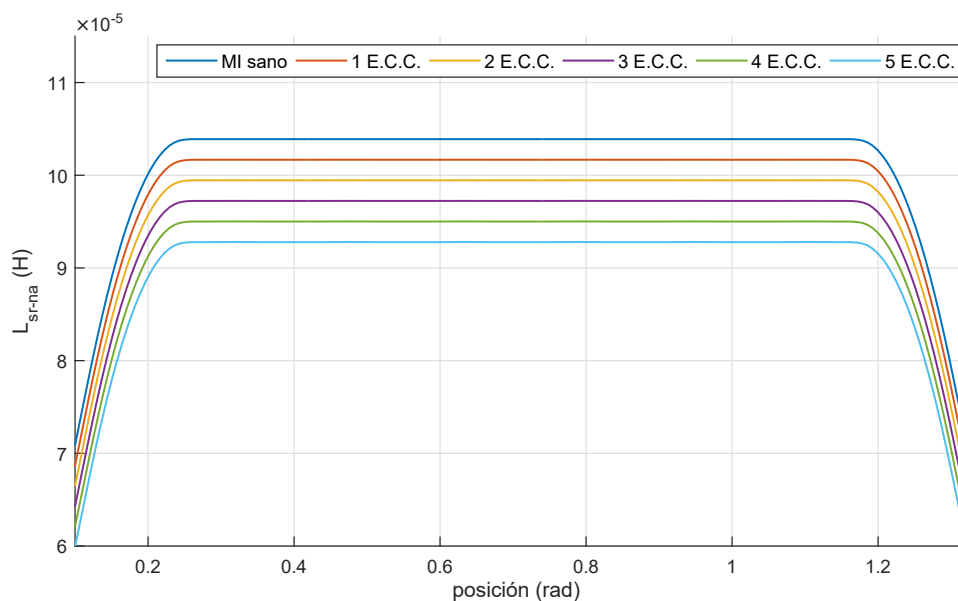


Figura 3.13: Inductancia mutua entre una fase del estator y un lazo del rotor de un MI, con fallas de CCEE del estator de distinta severidad.

Es importante señalar que el bobinado de cada fase de este motor (MI 2, ver Tabla 3.2), posee 128 espiras. Por lo tanto, un CCEE que involucre una única espira del bobinado representa una falla del 0,78 % del bobinado, y del 3,9 % si son 5 las espiras en cortocircuito. Para evaluar la sensibilidad de la estrategia de diagnóstico, que se basa en observar variaciones en las inductancias de la máquina, en la Fig. 3.13 se presenta la inductancia L_{sr-na} para distintas severidades de falla. Cuando la falla es del 3,9 % (5 espiras en CC) se observa que la variación porcentual en la amplitud de L_{sr-na} con respecto al motor sano es cercana al 10 %, lo cual permite deducir que la estrategia de diagnóstico será sensible a los CCEE, pudiendo detectar fallas de baja

severidad.

Se desarrolló el cálculo analítico que permite obtener las señales de diagnóstico, como se describiera en la sección 3.2, para evaluar la posibilidad de diagnosticar fallas de CCEE. Se implementó el procedimiento de cálculo descrito por (2.26) y (2.34) y se obtuvieron las señales de diagnóstico x_α y x_β . En la Fig. 3.14, se presentan los resultados obtenidos para el MI 2 con una falla de 5 espiras en CC en la fase A.

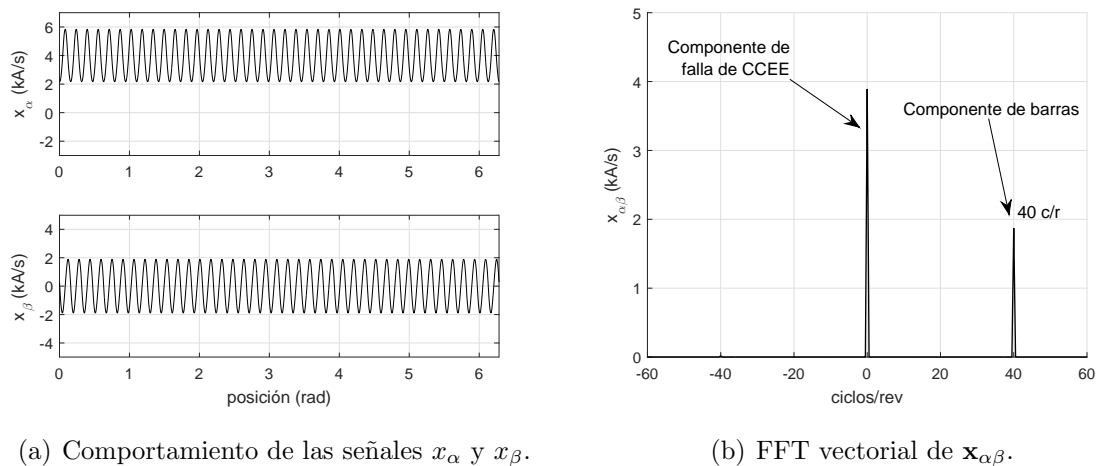


Figura 3.14: Resultados analíticos para el diagnóstico de cortocircuitos entre espiras en un MI. Motor 2 modelado con 5 espiras en CC en una de sus fases.

Analizando las señales de la Fig. 3.14(a), y contrastando estos resultados con aquellos que se presentan en la Fig. 3.4(b), se observa que no se modifica la amplitud de x_α , pero sí existe una variación en la señal. Se advierte que en ella aparece una componente de continua, mientras que la señal x_β se mantiene similar al caso en que el MI se encuentra sano. En el espectro en frecuencia que se presenta en la Fig. 3.5(b) es posible cuantificar esta componente de continua. En la figura se muestra que no aparecen otras nuevas componentes sobre el espectro como consecuencia de la falla de CCEE, sólo se observan la componente de barras (a 40 ciclos/rev.) y la componente de continua relativa a la falla.

Se evaluó analíticamente la estrategia para los 5 escenarios de falla de distinta severidad (ver Fig. 3.13) y se obtuvieron las señales de diagnóstico para cada caso, en la Fig. 3.15 se presenta la FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para estos casos.

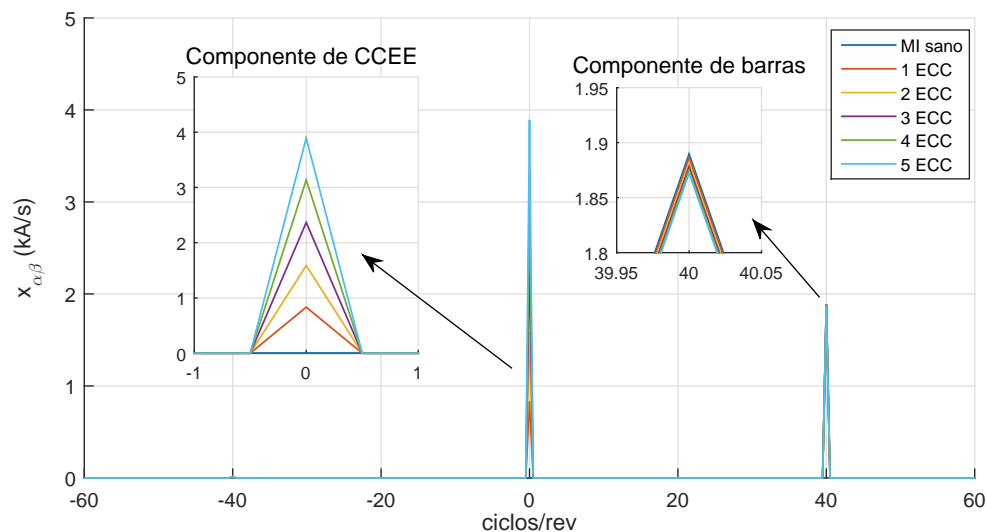
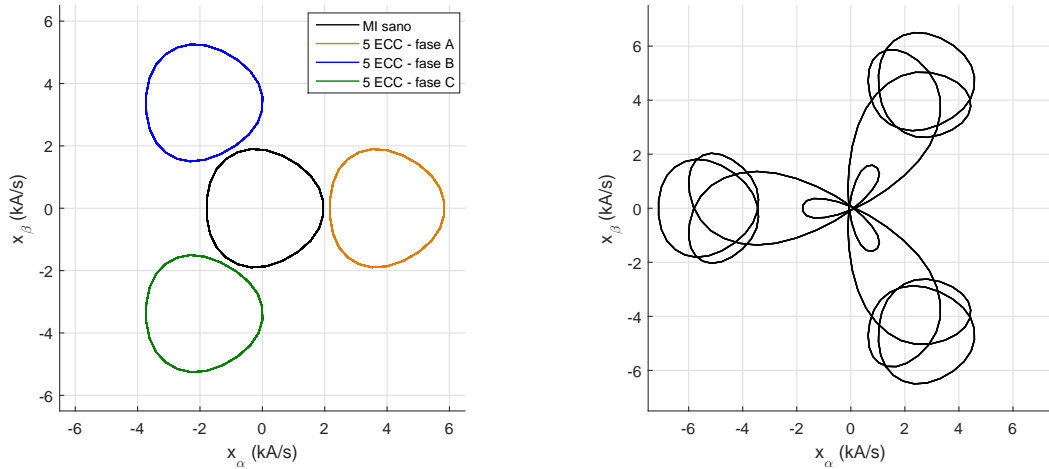


Figura 3.15: FFT vectorial de $x_{\alpha\beta}$ para el MI presentando fallas de CCEE del estator de distinta severidad.

Analizando la Fig. 3.15, se puede observar que la amplitud de la componente de continua es mayor cuanto mayor sea la severidad de la falla, pero que la componente de barras (a 40 ciclos/rev.) no presenta variaciones significativas. Esto nos permite afirmar que la supervisión de la componente de continua de las señales x_α y x_β podría emplearse como herramienta para el diagnóstico de CCEE del estator en MI.

Otro aspecto de interés surge al analizar las trazas que resultan de graficar x_α vs x_β . En la Fig. 3.16 se presentan 2 gráficas donde es posible observar la variación de estas trazas para distintos escenarios de falla.

En la Fig. 3.16(a) se superponen cuatro resultados analíticos. Uno de ellos corresponde con la traza de las señales x_α vs x_β cuando el MI se encuentra sano, presentada en color negro y centrada en (0,0), y las 3 trazas restantes para un MI con una falla de 5 espiras en cortocircuito en cada una de las fases del estator. Es posible observar que la dirección del desplazamiento de estas trazas varía cuando la falla se presenta en las distintas fases. Esto se presenta como una potencialidad de la estrategia, dado que permite diagnosticar cuál de las fases se encuentra bajo falla. Observando que la componente de CC de la Fig. 3.15 aumenta con la severidad de la falla, es válido afirmar que el desplazamiento de las trazas también aumenta con la severidad de la



(a) Traza x_α vs x_β - MI sano y con CCEE en distintas fases. (b) Traza x_α vs x_β - MI con una barra rota.

Figura 3.16: Trazas de x_α vs x_β para un MI con 40 barras, frente a distintos escenarios de falla.

falla.

Si se analiza la Fig. 3.16(b), y se compara su traza con la correspondiente al MI sano de la Fig. 3.16(a), se observa una clara dispersión de la traza. Se puede concluir que como consecuencia de la rotura de barras, las nuevas componentes en las señales x_α y x_β generan esta dispersión en la traza. Sin embargo, es visible que la traza permanece centrada en (0,0). Esto último supone que es posible diferenciar un tipo de falla de la otra, tomando el valor medio de las trazas obtenidas y contrastando los resultados.

Para el MI que se modelara bajo los distintos escenarios de CCEE, también es posible obtener la señal de diagnóstico L_0 . Los resultados analíticos obtenidos para estos casos se presentan en la Fig. 3.17.

Las señales que se observan en la figura y en el detalle de la misma, corresponden a los casos en que la máquina se encuentra sana, y con CCEE del estator de distinta severidad. Del análisis de la Fig. 3.17 se desprende que es posible realizar la detección de fallas de CCEE procesando la señal de corriente de la conexión de neutro. Sin embargo, las diferencias que se aprecian entre las distintas señales no resultan lo

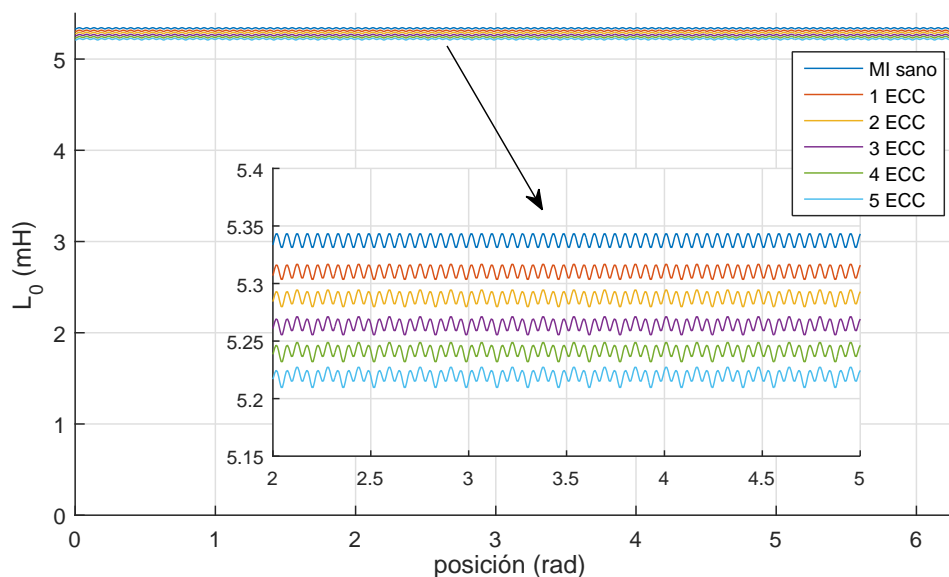


Figura 3.17: Resultados analíticos para la detección de CCEE en un MI con 40 barras, analizando la corriente de neutro.

suficientemente significativas para un correcto diagnóstico. Esto sucede, debido a que todas las señales tienen cierto valor medio y se diferencian entre sí en la amplitud de este valor, por lo cual no es posible aplicar un filtrado que permita diferenciar un escenario de otro, como sí podía hacerse al analizar mediante L_0 el caso de un MI con falla de barras rotas.

Para el análisis de fallas de CCEE del estator empleando L_0 como señal de diagnóstico, se observa que el valor de continua de la señal para el caso sano no está muy alejado de los escenarios de falla, ya que la diferencia entre el caso sano y el de falla de mayor severidad (5 ECC) es tan sólo del 2%. Además, esta técnica de procesamiento no permite diferenciar cuál de las fases es la que presenta la falla, algo que sí se logra analizando las señales x_α y x_β , como se indicó en la Fig. 3.16(a). Tomando en cuenta los argumentos enunciados, se descarta el uso de la señal L_0 como herramienta para el diagnóstico de fallas de CCEE.

3.4. Implementación de la estrategia en simulación

En esta sección se presenta el modelo completo del accionamiento eléctrico que considera al MI con fallas, al inversor y al sistema de control. Ello implica considerar al modelo completo de la máquina, tanto el subsistema eléctrico como el subsistema mecánico, que se detallan en la sección 2.2 del capítulo 2. Las ecuaciones que describen el comportamiento dinámico del MI, se modelan en un entorno de simulación mediante diagramas de bloques, representando a las ecuaciones mediante un sistema en variables de estado.

Modelar y simular un accionamiento completo proporciona un método económico y conveniente para probar el comportamiento de un control en diferentes condiciones de falla. Pueden considerarse no sólo escenarios de falla en el MI, sino también en los sensores y el inversor que alimenta la máquina, lo que permite evaluar estrategias tolerantes a fallas. El modelo también permite analizar el desempeño de diferentes estrategias de diagnóstico de fallas activas (DFA). Esto último es lo que se realiza en esta sección, donde se presenta la implementación en simulación del accionamiento eléctrico completo usando un MI en la plataforma Matlab-Simulink, lo cual permite analizar y evaluar la estrategia DFA que se propone en la presente tesis. Se buscará evaluar también el efecto que genera la inyección de señales en el par y en las corrientes del MI, incluso comparando distintas variantes de la misma técnica.

Un MI trifásico conectado en estrella se modela entonces mediante el método MCMA, como se describe en [96], y se simula también un control vectorial a lazo cerrado [149], junto con la estrategia de inyección de señales de secuencia cero. Se incorpora al modelo la conexión del neutro del MI con el centro de la barra de CC que alimenta al inversor, y se incluye en dicha conexión un filtro pasa-banda del tipo inductivo-capacitivo serie (LC).

Se presenta la implementación de la estrategia para los dos escenarios de falla descritos anteriormente, barras rotas del rotor y CCEE del estator, y que fueron evaluados de manera analítica. A diferencia de lo presentado anteriormente, al implementar el modelo en simulación, las señales de diagnóstico se obtienen a partir del procesamiento de las señales de corriente, analizando sus derivadas en los instantes

en que se aplican los vectores nulos de la modulación, como se describió en la sección 2.3. Se realiza entonces un análisis de la estrategia de DFA, presentando y discutiendo diferentes resultados de simulación.

El accionamiento completo, junto con la estrategia de DFA, se describe esquemáticamente en la Fig. 3.18. Vale señalar que se programó el modelo de los elementos que se encuentran en el área no sombreada del esquema de la figura. Los bloques que se encuentran en el área sombreada están relacionados con el postprocesamiento de las corrientes, lo cual se realiza “fuera de línea”, para obtener las señales de diagnóstico x_α y x_β .

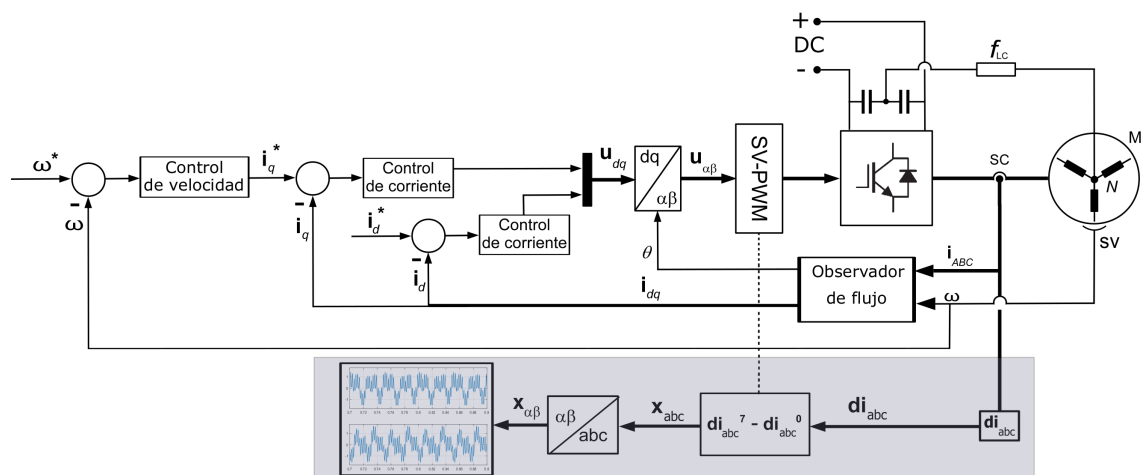


Figura 3.18: Control vectorial aplicado al MI, con inyección de señales y procesamiento de señales de diagnóstico.

El modelo del MI contempla tanto la dinámica eléctrica como la mecánica, obteniendo el par electromagnético (T_e) dado por 2.13. Esta ecuación permite obtener T_e en base a las señales de corriente, tanto del estator como del rotor, y de la derivada de las inductancias \mathbf{L}_{sr} en función de la posición del rotor. Los valores de esta derivada se obtienen previamente de manera analítica, así como también los valores de cada una de las matrices que se detallan en (2.5)-(2.9). En la Fig. 3.19 se presenta la inductancia mutua entre una de las fases del estator y un lazo del rotor, y también se muestra la derivada de esta inductancia con respecto a la posición del rotor (θ_r).

Como se mencionó en la sección 2.3, las llaves del inversor son comandadas por una

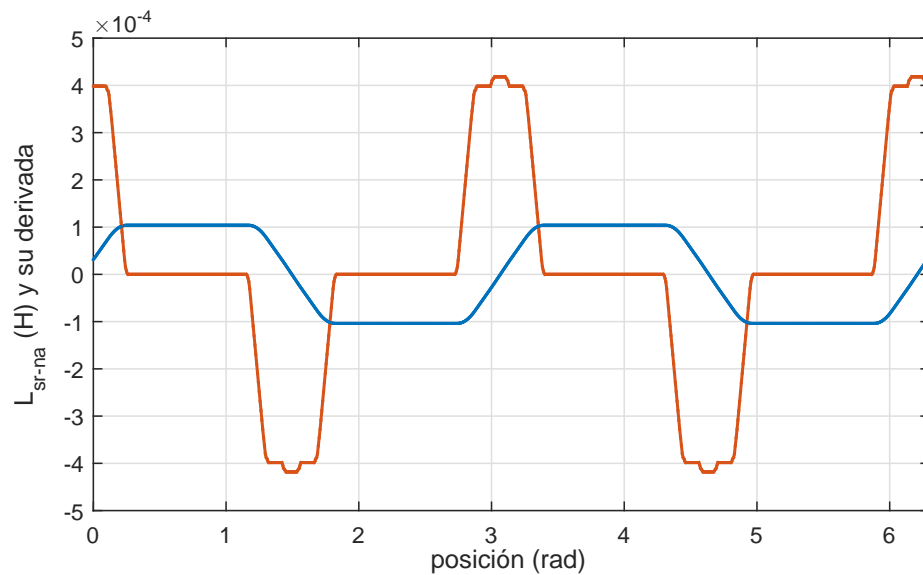


Figura 3.19: Inductancia mutua entre una fase del estator y un lazo del rotor (azul), y su derivada (naranja), respecto a la posición.

modulación vectorial estándar. El accionamiento funciona con un control de campo orientado clásico (*FOC*, por sus siglas en inglés) [149], que también fue programado. Los parámetros equivalentes del MI para el ajuste del controlador se obtuvieron de los ensayos en vacío y a rotor calado.

En la Fig. 3.20 se presenta un diagrama de bloques que describe a las ecuaciones que modelan al MI bajo la teoría de MCMA. En el diagrama se indican las variables de entrada, de salida, variables internas que comunican a los subsistemas, y matrices o parámetros que ingresan como variables al sistema pero cuyo cálculo se realiza previamente de manera analítica.

Las variables de entrada (\mathbf{U}_s y T_L), que corresponden a las tensiones de alimentación y al par mecánico de carga que se aplica sobre el eje, se señalan con líneas de puntos. Las variables de salida del sistema (\mathbf{I}_s y ω_r), que corresponden a las corrientes del estator y la velocidad del rotor, se señalan con líneas continuas. Las variables internas (\mathbf{I}_s , \mathbf{I}_r y θ_r), que corresponden a las corrientes de estator y rotor y a la posición del rotor, se señalan con líneas de trazos. Y, por último, se diferencian en color naranja las matrices que describen al modelo en MCMA, ver (2.5)-(2.9), y en

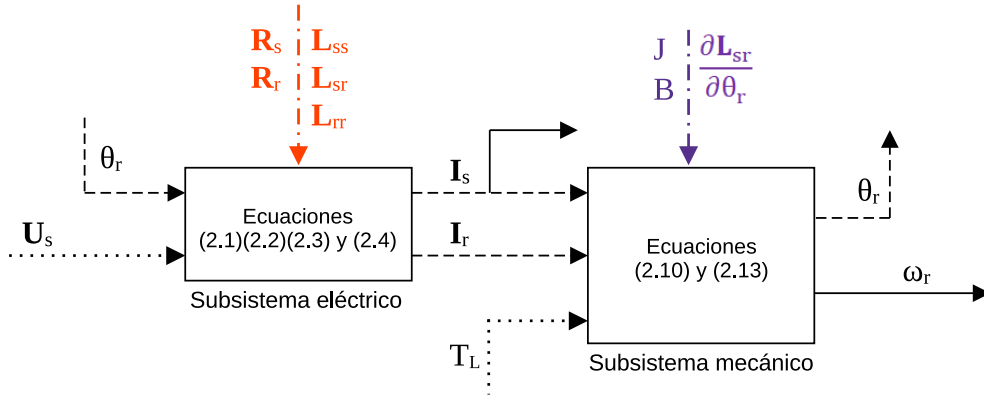


Figura 3.20: Diagrama de bloques que representa al modelado del MI mediante la teoría MCMA.

violeta a la matriz $\frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r}$ y las constantes mecánicas J y B , siendo éstas la inercia y el rozamiento del rotor. Este último conjunto de variables ingresan al sistema mediante líneas de trazo y punto. Vale resaltar que las matrices \mathbf{L}_{sr} y $\frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r}$ son función de la posición del rotor, motivo por el cual durante la simulación se ejecuta la interpolación de los elementos de estas matrices en función del valor que adopte la variable θ_r .

En la Fig. 3.21 se presenta un detalle del subsistema eléctrico del MI modelado con la teoría MCMA. En el bloque “Matrices de inductancias”, se interpola cada matriz \mathbf{L}_{sra} , \mathbf{L}_{srb} y \mathbf{L}_{src} , para obtener el valor de cada uno de sus elementos en cada posición particular del rotor. Los bloques debajo de éste, ejecutan (2.1) y (2.2), y el bloque de la derecha permite obtener los valores de las corrientes de estator (\mathbf{I}_s) y rotor (\mathbf{I}_r) para cada paso de la simulación, en base a (2.3) y (2.4).

En la Fig. 3.22 se presenta un detalle del subsistema mecánico del MI modelado. En el bloque “Interpolación”, se interpola la matriz $\frac{\partial \mathbf{L}_{sr}}{\partial \theta_r}$, para obtener el valor de las derivadas parciales de las matrices \mathbf{L}_{sra} , \mathbf{L}_{srb} y \mathbf{L}_{src} para cada posición particular del rotor. El bloque central ejecuta (2.13), que permite obtener el par electromagnético, y el resto del diagrama hacia la derecha implementa (2.10), de donde se obtienen la posición y velocidad del rotor.

Implementar la estrategia de inyección de señales propuesta implica que debe incorporarse al modelo la conexión del filtro de neutro. Para considerar el efecto que genera este filtro, incluido en la conexión del neutro del motor con el centro de la

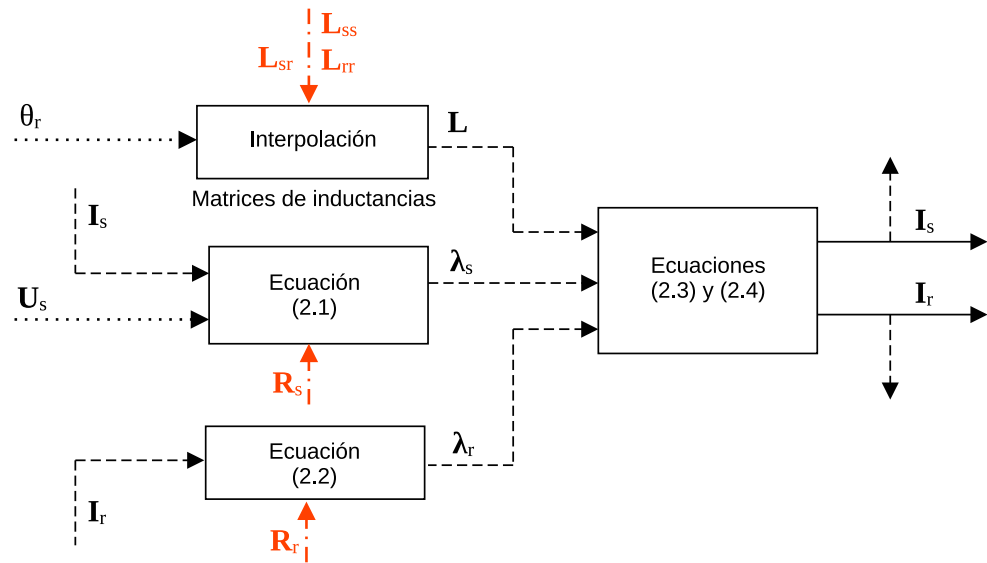


Figura 3.21: Detalle del subsistema eléctrico del modelo MCMA.

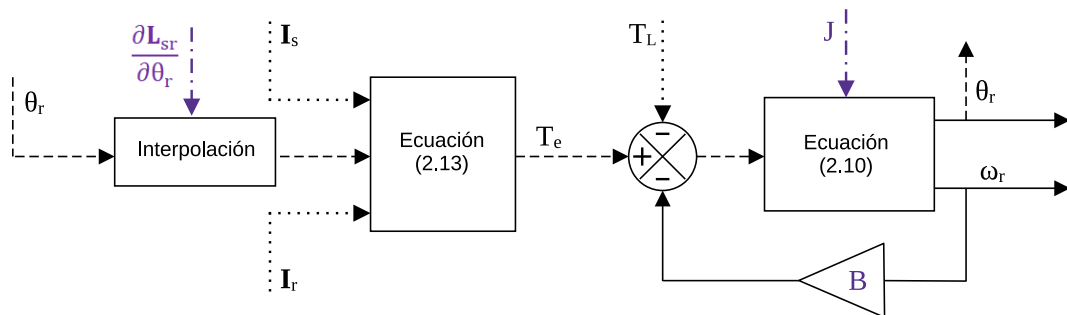


Figura 3.22: Detalle del subsistema mecánico del modelo MCMA.

barra de CC que alimenta al inversor, se toma en cuenta la caída de tensión de un circuito serie LC que afecta a las corrientes de modo común, como se describe en (2.27). Incorporar esto en el modelo permite evaluar el efecto que genera el filtro sobre las señales de diagnóstico al variar los parámetros del mismo. Más allá de las variantes que puedan optarse, el filtro seleccionado será del tipo pasa-banda y tendrá como prioridad el rechazo a las señales de baja frecuencia de secuencia cero, siendo estas el 3ro, 6to y 9no armónico de la componente fundamental.

Para incorporar el efecto del filtro LC al modelo MCMA es necesario sumar el

término $L_f \mathbf{M}$ a \mathbf{L}_{ss} , ver (2.31) y (2.32). Esto puede hacerse de manera analítica si se consideran los elementos de \mathbf{L}_{ss} constantes. También, para tomar en cuenta la caída de tensión capacitiva, se deben sumar las corrientes instantáneas de las fases, integrarlas y multiplicarlas por $\frac{1}{C_f}$. Esto último se incorpora al modelo en diagrama de bloques modificando el bloque de la ecuación (2.1) del subsistema eléctrico de la Fig. 3.21. El detalle de este bloque y sus modificaciones se presentan en la Fig. 3.23. Las modificaciones se pueden observar en el área sombreada del diagrama de bloques.

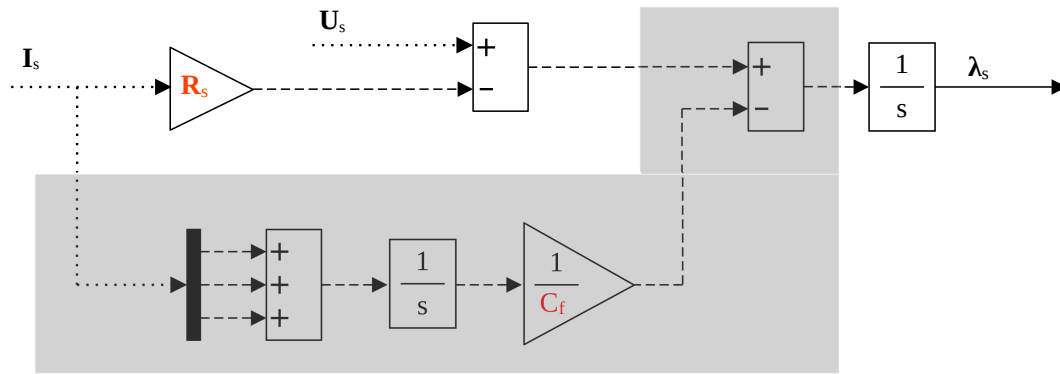


Figura 3.23: Modificación del subsistema eléctrico para considerar la caída de tensión debido al filtro de neutro.

Por otra parte, también es necesario modificar el bloque que modela al inversor y las señales de tensión generadas por éste. Dado que, al realizar la conexión de neutro como se señala en la Fig. 2.3, la tensión aplicada sobre las fases varía entre $\pm U_a/2$ (ver Fig. 2.2(c)). Para lograr esto en el modelo se divide a la tensión de CC que alimenta al inversor, tal como se describe en la Fig. 3.24.

La señal de salida de la tensión $U_a/2$ permite luego tomar la diferencia entre las tensiones de referencia y el punto medio de la alimentación de CC, para obtener las tensiones que alimentarán al MI modelado. Esta última modificación se describe en la figura 3.25.

Las señales de entrada del bloque “Generación de señales de disparo” que se presenta en la Fig. 3.25 serán las señales de referencia que requiere el bloque “SVPWM”, de la librería de Simulink, para generar las señales de disparo del inversor de la Fig. 3.24. Las señales de salida del diagrama (U_{s-mod}) serán las tensiones moduladas que ali-

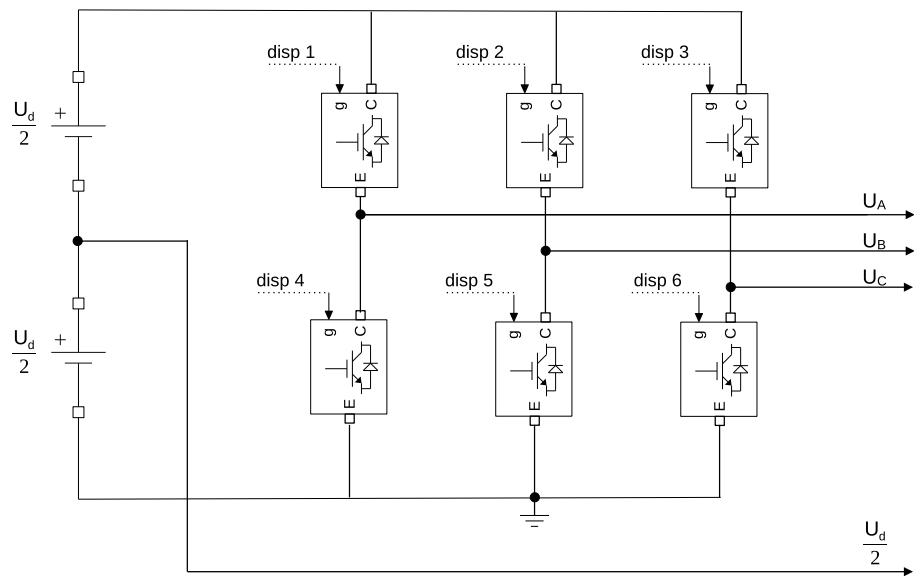


Figura 3.24: Diagrama del inversor modelado en Simulink.

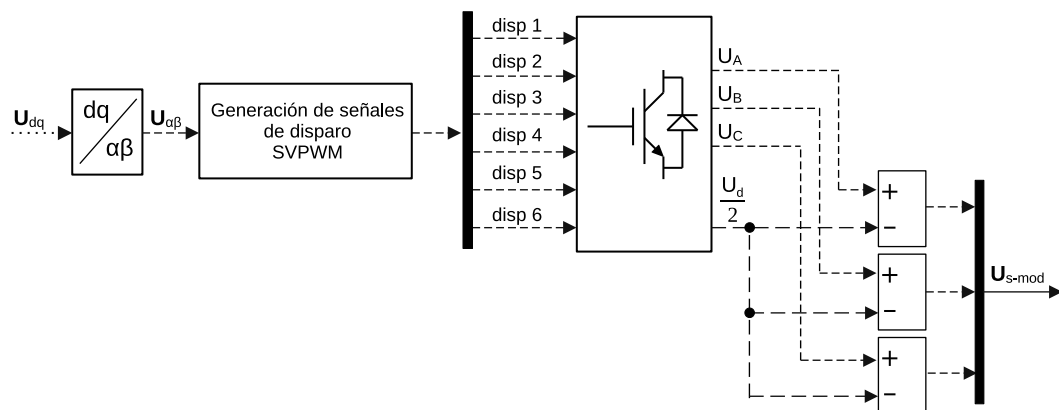


Figura 3.25: Señales de tensión generadas por modulación vectorial.

mentan al MI modelado en MCMA. Para completar el modelo, es necesario generar las referencias U_{dq} . Si se requiere modelar un accionamiento sin control a lazo cerrado se puede emplear un bloque de señales que genere las referencias, de lo contrario podrán obtenerse las señales U_{dq} como resultado de una estrategia de control.

En la presente tesis se implementó un control vectorial a lazo cerrado, como se indica en la Fig. 3.18. Los controles de corriente y el control de velocidad son controladores del tipo Proporcional-Integrador (PI), con un esquema del tipo “Anti-

windup” con saturación en la salida. Estos controladores también fueron modelados en Matlab-Simulink. Se estableció como criterio que las señales de corriente no excedan en 3 veces a la corriente nominal, para evitar sobrecorrientes en el arranque o frente a escalones de velocidad o carga. Para ello se limitó la ganancia del integrador, en caso de que el controlador alcance los límites de la saturación elegida.

Para la implementación del control vectorial también se modeló el observador de flujo que forma parte de los bloques de la Fig. 3.18. El observador permite estimar la posición del flujo del rotor, y requiere para ello procesar las señales de corriente (I_{ABC}) y la velocidad del motor (ω_r).

3.4.1. Resultados de simulación - estrategia de diagnóstico

En esta sección se presentan los resultados obtenidos a partir del modelo completo del AE con un MI. El modelo utilizado fue el presentado las secciones anteriores y los parámetros del MI modelado son listados en la Tabla 3.2. Con este modelo completo es posible simular el arranque del MI, en la Fig. 3.26 se observa el comportamiento de la velocidad ante una referencia del tipo rampa hasta las 350 rpm. Además, en esta figura se puede observar la respuesta del control ante la aplicación de un par de carga de 18 Nm en $t=1.25$ s. Para esta condición de funcionamiento, en la Fig. 3.27 se pueden observar las corrientes de fase del MI.

Como se describió en la Sección 2.3, la aplicación de la estrategia de diagnóstico consiste en evaluar la derivada de las corrientes cuando se aplican los vectores nulos, esto se realizó mediante un algoritmo de identificación de los estados nulos. En la Fig. 3.28 se muestran las señales de tensión aplicadas por el inversor, la identificación de los estados nulos (u_7 y u_0) indicados con marcadores circulares y la señal de una de las corrientes del MI. Se observa en la corriente una variación de alta frecuencia, y el cambio en la pendiente de la señal cuando se aplican los distintos estados de la conmutación.

Para obtener las señales de diagnóstico se procesaron las señales de corriente, calculando su derivada. De la simulación se obtuvieron las señales de las corrientes de estator y las tensiones de alimentación, con una frecuencia de muestreo de 200

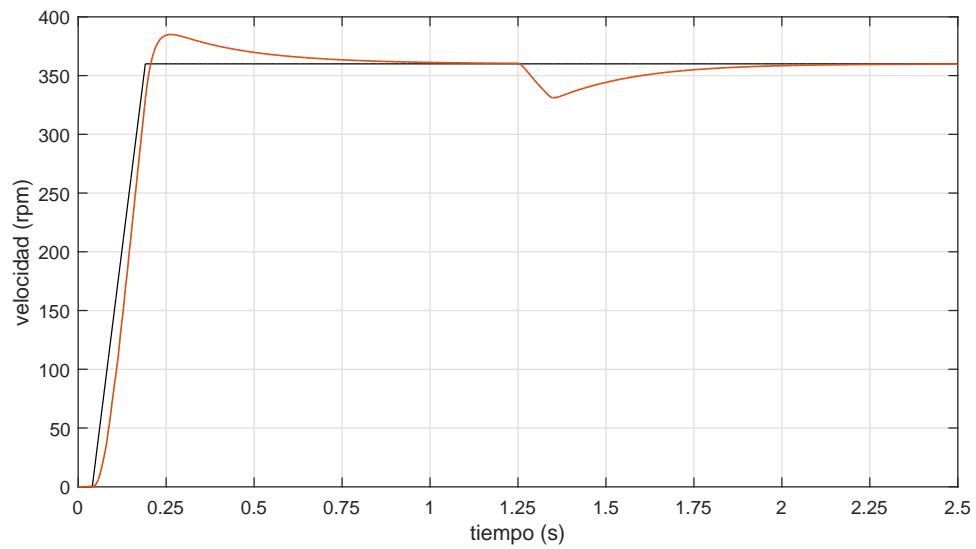


Figura 3.26: Arranque en vacío y escalón de carga, control siguiendo una rampa de velocidad y luego una referencia de 360 rpm.

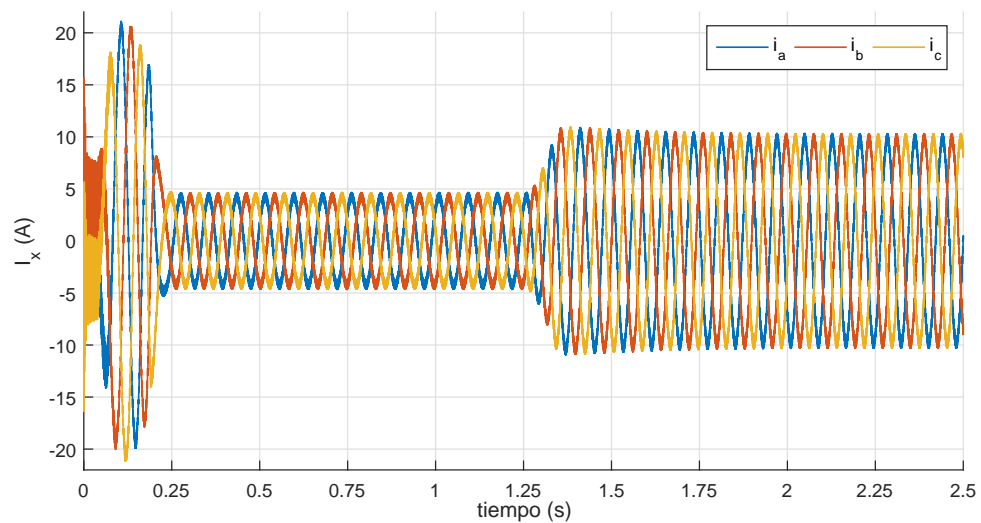


Figura 3.27: Corrientes para un arranque en vacío y escalón de carga a 360 rpm.

kHz. El postprocesamiento realizado a estas señales se puede describir de la siguiente manera:

1. Se procesaron las señales de tensión mediante un código que identifica los ins-

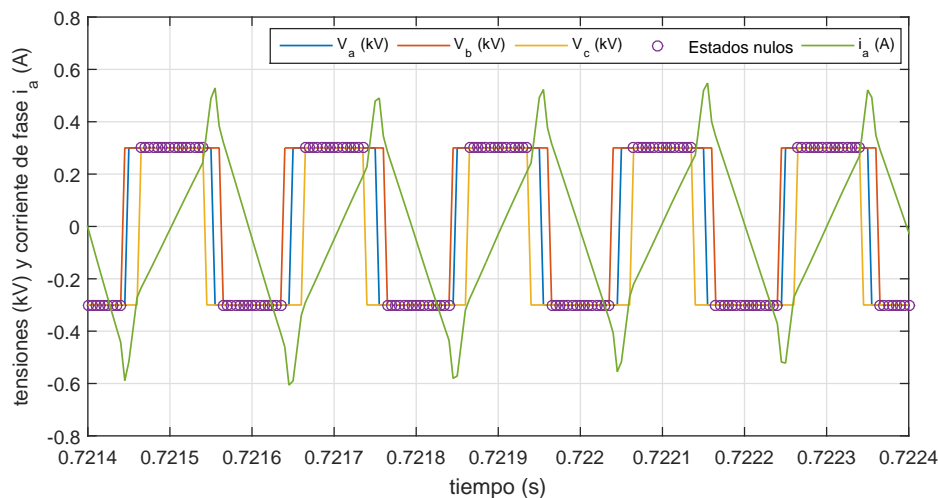


Figura 3.28: Identificación de los estados nulos y corriente en la fase a del MI.

tantes en que se aplican los vectores nulos, comparando los valores de tensión y analizando cuándo estos son coincidentes.

2. Se calcularon las derivadas de las corrientes de las 3 fases en los instantes identificados.
3. Se remuestrearon las señales de derivada de corriente, con el objetivo de obtener un único valor de derivada para cada momento en que se aplica cada vector nulo.
4. En base a estas últimas señales, se aplicó lo indicado en (2.25) y (2.34), obteniendo así las señales de diagnóstico.

El paso 3., mencionado anteriormente, se realizó mediante un algoritmo que permite identificar el centro de las derivadas de corrientes, obteniendo así las señales que se muestran en la Fig. 3.29.

Procediendo entonces como se indica en los pasos anteriores, se obtienen las señales de diagnóstico. En la Fig. 3.30(a) se muestran las señales x_α y x_β para el MI modelado, operando a una velocidad constante de 360 rpm, con corriente de flujo nominal ($i_d = 4,2A$) y sin carga en el eje.

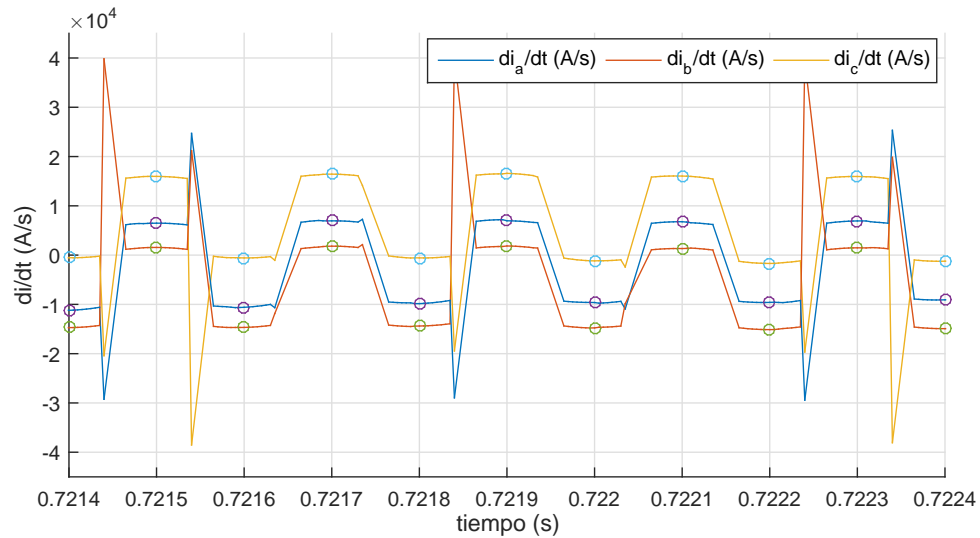
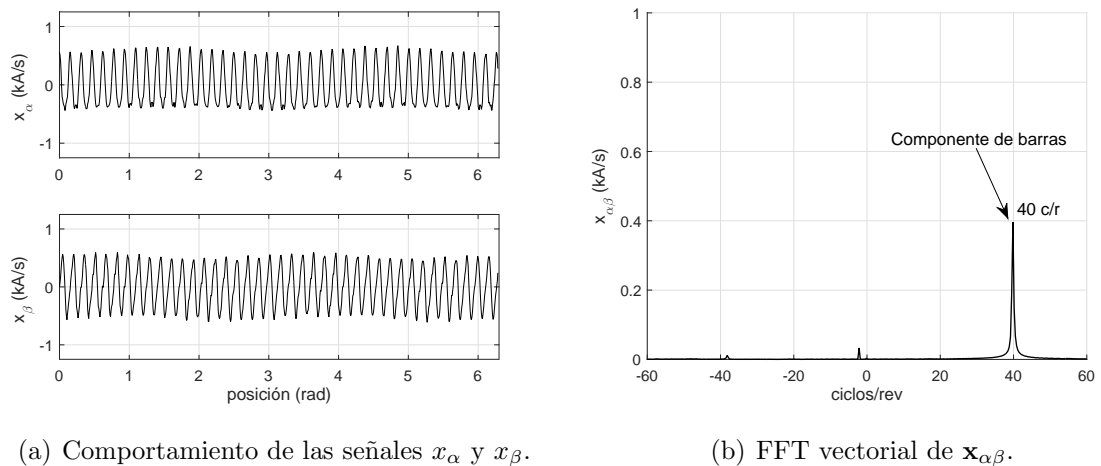


Figura 3.29: Derivadas de las corrientes del motor e identificación del instante en que se aplican los vectores nulos.



(a) Comportamiento de las señales x_α y x_β .

(b) FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$.

Figura 3.30: Resultados de simulación para un MI sano operando en vacío a 360 rpm.

Es posible observar que estas señales poseen una oscilación principal de 40 ciclos/rev., como también se observó en los resultados analíticos presentados en las Fig. 3.4(b) y 3.5(b). Como se mencionó, esta característica de las señales de diagnóstico es representativa del efecto que generan el paso de las barras sobre las inductancias del estator. Contrastando los resultados analíticos con los de simulación, pueden apre-

ciarse diferencias en las amplitudes de las señales. Esto se justifica por el hecho de que el modelo en simulación toma en cuenta el impacto del filtro sobre la conexión de neutro, lo que atenúa la señal de diagnóstico.

En base a los resultados obtenidos, se demuestra que el modelo del accionamiento completo implementado en Matlab-Simulink resulta válido para la implementación de la estrategia de inyección de señales que se propone en la presente tesis. A continuación se realiza el análisis de la variación de los parámetros del filtro con el objetivo de observar cómo afecta a las señales de diagnóstico. También se evalúa el impacto de la inyección de señales sobre las corrientes y el par.

Selección del filtro LC y análisis de su impacto

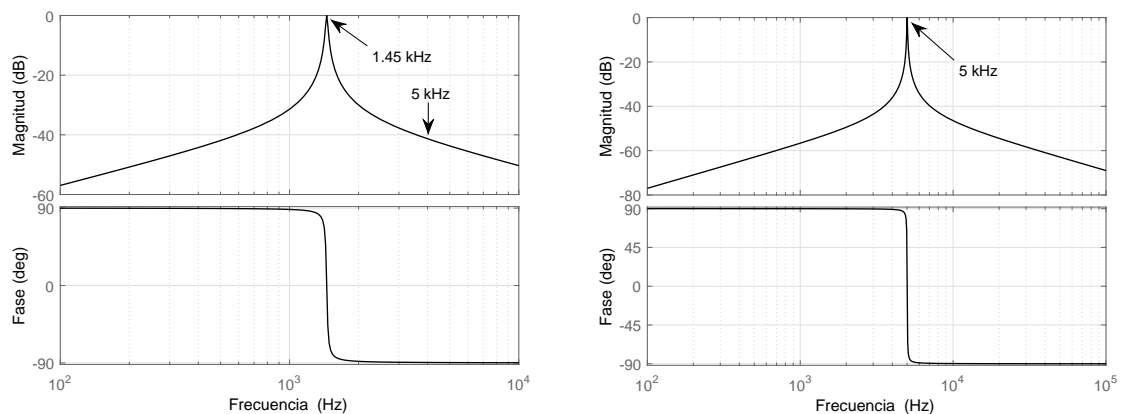
La selección de los parámetros del filtro a utilizar en la conexión del neutro puede implicar una relación de compromiso entre los efectos negativos de la inyección sobre el desempeño de la máquina y la amplitud de las señales x_α y x_β , que permita una buena detección y diagnóstico de fallas. Se debe tener en cuenta que al variar los parámetros del filtro también variará la componente de secuencia cero inyectada, y por ende su impacto en las corrientes y en el par. Al momento de decidir los parámetros del filtro, se tuvo en cuenta tanto el efecto sobre el par, como el efecto sobre las señales de corriente y los valores de las señales de diagnóstico obtenidas.

Como se mencionó anteriormente, el filtro tiene como prioridad el rechazo a las señales de baja frecuencia de secuencia cero, 3°, 6° y 9° armónico de la fundamental. Se comparó el efecto del uso de dos filtros pasa-banda del tipo LC serie, cuyos parámetros se indican en la Tabla 3.3. El primero de ellos es un filtro que se encontraba a disposición en el laboratorio y con el cual luego se hicieron ensayos experimentales. El segundo, corresponde a un filtro diseñado para implementar en la simulación, con frecuencia de resonancia cercana a la frecuencia de conmutación del inversor. Se decidió analizar este caso particular, ya que la señal de diagnóstico depende del efecto de las conmutaciones sobre las señales de corriente, por lo cual se asume que mientras mayor sea el efecto de la conmutación sobre las corrientes mejor será la información contenida en la señal de diagnóstico. Sin embargo, resulta de interés observar que este

efecto también puede causar una distorsión armónica de corriente no deseada. En la Fig. 3.31 se incluyen los diagramas de Bode de ambos filtros, donde puede apreciarse la ganancia y fase de los mismos para distintas frecuencias.

Tabla 3.3: Parámetros y características de los filtros LC serie

L (mH)	C (uF)	ω_{res} (kHz)
12	1	1.45
10.1	0.1	5



(a) Diagrama de Bode para F_{LC} , $\omega_{res}=1.45$ kHz. (b) Diagrama de Bode para F_{LC} , $\omega_{res}=5$ kHz.

Figura 3.31: Diagramas de Bode de los dos filtros LC evaluados.

De los diagramas de Bode de cada filtro es posible observar que las frecuencias para las cuales no se atenúa la señal son las indicadas en la tabla, para cada filtro respectivamente. Así, para los 5 kHz que se corresponden con la frecuencia de conmutación del inversor, y por ende con la frecuencia de la señal inyectada, el filtro cuyo diagrama se observa en la Fig. 3.31(a) presenta una atenuación de -40 dB. En cambio, el filtro de cuyo diagrama se presenta en la Fig. 3.31(b) permite el paso de las señales a esta frecuencia, dado que no presenta atenuación para frecuencias cercanas a los 5 kHz. Vale señalar, que ambos filtros cumplen con atenuar las bajas frecuencias correspondientes a los 3°, 6° y 9° armónico de la frecuencia fundamental de las corrientes del MI.

En el análisis de los filtros, primero se comparó el impacto sobre el par de la máquina, inyectando o no la señal de secuencia cero. Se obtuvieron dos resultados de simulación que se muestran en la Fig. 3.32, donde se observa el par electromagnético desarrollado por la máquina para estas dos condiciones. El gráfico superior corresponde al par electromagnético para el caso en que no se inyecta señal adicional, y el gráfico inferior aplicando la estrategia de inyección de señales, empleando el filtro cuyos parámetros se indican en la segunda fila de la tabla 3.3. La Fig. 3.32 presenta el arranque de la máquina en vacío, siguiendo una rampa de velocidad. A los 0,5 segundos se introduce un escalón de par de 18 Nm, que representa el 50% del par nominal. En el segundo gráfico de la Fig. 3.32, se observa un mayor rizado en el par durante el arranque. Sin embargo, en vacío y bajo carga, el par presenta características similares al caso sin inyección.

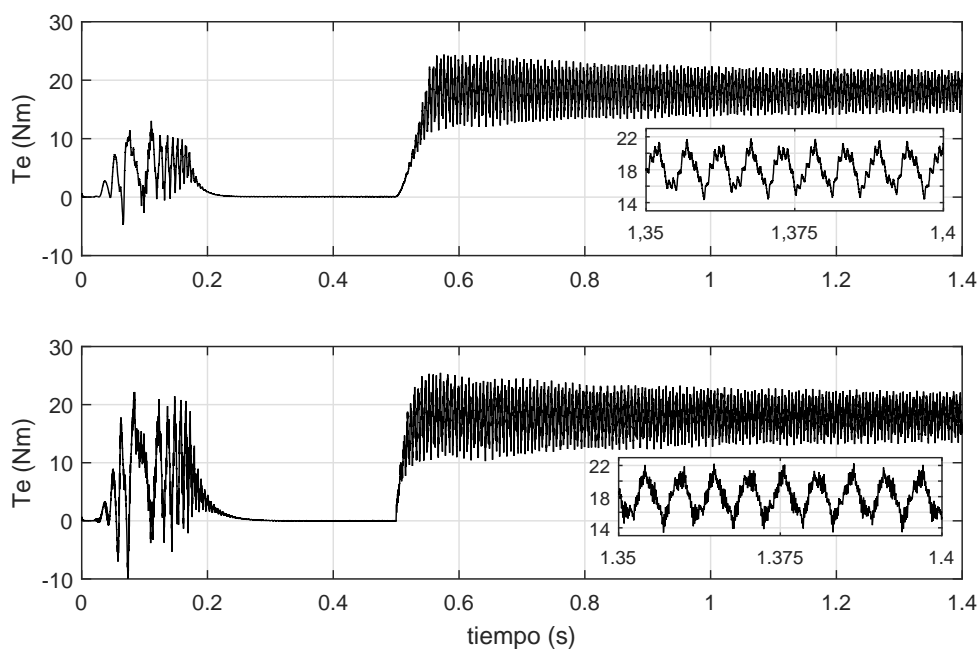


Figura 3.32: Par electromagnético obtenido con el modelo de simulación sin inyección (gráfico superior) y con inyección de señales (gráfico inferior).

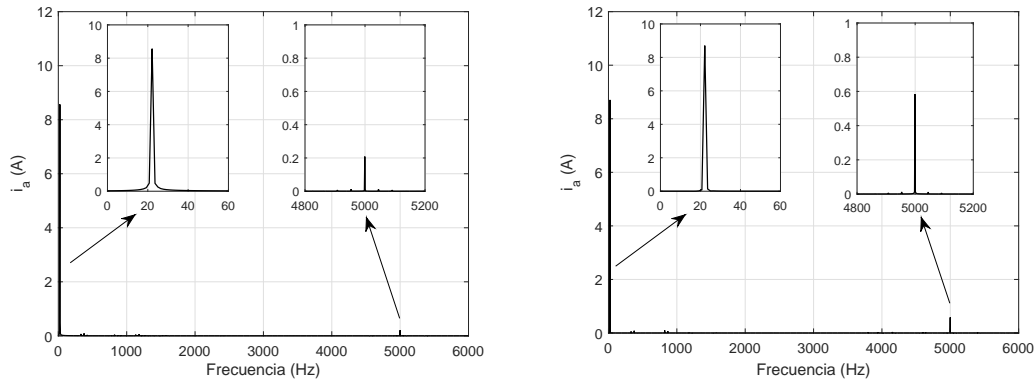
En la Fig. 3.32 también se presenta un detalle de los últimos instantes de la simulación, donde es posible analizar la oscilación del par, observando que el principal aporte de la inyección de señales es la generación de componentes de alta frecuencia.

Las principales componentes de par pulsante que se observan en los resultados de simulación son, por un lado, aquellas debidas al propio modelo de simulación que contempla al par como se mencionó en 2.13. Por otro lado, también existen variaciones en el par debido a las saliencias de la máquina, donde vemos el efecto del paso de las barras del rotor. También se encuentran componentes de 10 kHz, correspondientes a la modulación del inversor y la inyección de señales. Por esto, se considera que no resultan significativos los aportes de la inyección de señales al rizado de par.

Considerando esto, se procedió a comparar el efecto de la inyección de señales sobre las corrientes, evaluando las dos opciones de filtro de la Tabla 3.3. Se observaron también, para cada caso, los valores obtenidos de la señal de diagnóstico.

En las Fig. 3.33(a) y 3.33(b) se presentan los espectros de las señales de corriente calculadas en los últimos 0.5 segundos de la simulación, con el motor operando al 50 % del par de carga nominal. Se presenta también, en cada figura, un detalle del valor de la componente fundamental de la corriente, y de la componente de alta frecuencia. Al comparar los resultados obtenidos es notorio que la componente fundamental de corriente no varía de un caso al otro, pero al utilizar el filtro con $\omega_{res}=5$ kHz la componente de 5 kHz aumenta, pasando del 2.5 % de la fundamental en la Fig. 3.33(a) al 7 % en la Fig. 3.33(b). Este último valor implica una significativa distorsión armónica de la corriente. Vale resaltar que la amplitud de la componente de alta frecuencia no varía con el aumento o disminución de la carga, es decir que para estados de carga menores, donde la amplitud de la corriente fundamental es menor, mayor será el porcentaje de distorsión armónica ocasionado por la inyección de señales. Esta última observación resulta coincidente con la reportada en [92], donde se analiza el impacto de la inyección de señales rotantes y pulsantes en MSIP, y se observa entre otras cosas que los efectos de la inyección son menos notorios cuando aumenta la carga de la máquina.

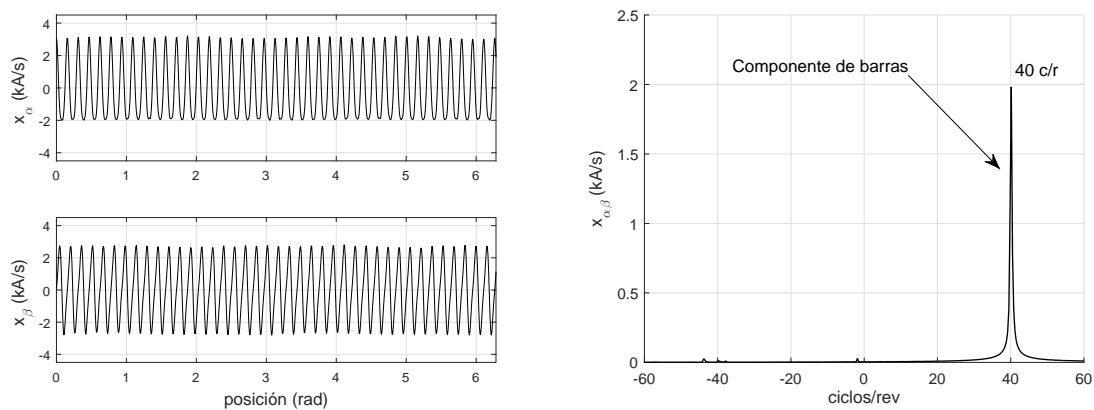
En la Fig. 3.34(b) se presenta el espectro en frecuencia de las señales de diagnóstico para un MI sano cuando se emplea el filtro con $\omega_{res} = 5$ kHz. Si se observa la amplitud de la componente asociada al paso de las barras, 40 ciclos/rev., y se compara con la presentada en la Fig. 3.30(b), es posible observar un aumento importante en la amplitud respecto a la obtenida anteriormente. Esto indica un aumento de sensibilidad



(a) FFT de i_A para F_{LC} con $\omega_{res}=1.45$ kHz. (b) FFT de i_A para F_{LC} con $\omega_{res}=5$ kHz.

Figura 3.33: FFT de la corriente i_A al aplicar filtros distintos en la conexión de neutro.

en la estrategia de diagnóstico de fallas, ya que depende directamente de la apreciación de las saliencias de la máquina para el diagnóstico. Si se comparan la amplitud de la señal aquí presentada con los resultados analíticos reportados en la sección 3.2, se puede observar que cuando el filtro empleado permite el paso de las componentes a la frecuencia de inyección, la amplitud de la señal de diagnóstico resulta cercana a la mostrada en la Fig. 3.5(b).



(a) Comportamiento de las señales x_α y x_β .

(b) FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$.

Figura 3.34: Señales de diagnóstico aplicando un filtro con $\omega_{res} = 5$ kHz

En base a lo observado, se puede concluir que utilizar un filtro cuya frecuencia de

resonancia sea cercana a la frecuencia de conmutación del inversor, permite obtener señales de diagnóstico de mayor amplitud sin producir aumentos significativos en el rizado de par. Sin embargo, un aumento importante en la componente armónica de alta frecuencia de las corrientes podría producir pérdidas adicionales no deseadas. Esto último justifica resignar sensibilidad en la estrategia de diagnóstico, en pos de generar un menor impacto sobre el desempeño de la máquina, dado que éste es uno de los objetivos de la presente tesis. Se decidió entonces utilizar un filtro que también atenúe las componentes a la frecuencia de conmutación, como el indicado en la primer fila de la tabla 3.3, con $\omega_{res} = 1.45$ kHz.

3.4.2. Resultados de simulación - detección de barras rotas

El objetivo de esta sección es evaluar la validez del modelo de simulación del accionamiento eléctrico completo al modelar distintos escenarios de fallas en barras. También se busca obtener, a partir de los resultados de simulación, las señales de diagnóstico empleando la estrategia de inyección de señales y contrastar estos resultados con los resultados analíticos presentados anteriormente.

La estrategia de detección de fallas, implementada en simulación, se evaluó para la detección de barras rotas en el MI. De acuerdo a lo que se describió anteriormente en la sección 3.3.1, se modela a las barras del rotor como una matriz de resistencias con dimensión $n \times n$, siendo n el número de barras, y una matriz de inductancias propias y mutuas entre los lazos del rotor, también de $n \times n$, ver (3.2) y (3.4). El cálculo de los valores de las inductancias, así como también el modelo de las fallas en barras, se realizaron de la misma manera que se describió para el cálculo analítico.

Cuando se modela la rotura de una o más barras del rotor se reduce el orden de las matrices mencionadas, pero al no agregarse nuevos circuitos al modelo, no es necesario modificar el diagrama de bloques que se describió en la Fig. 3.20. Sólo se considerará la disminución en la dimensión de las variables asociadas al circuito del rotor.

La técnica para la detección y diagnóstico de barras rotas fue implementada con la máquina operando a una velocidad constante de 360 rpm, y sin carga. En el control

vectorial implementado sólo se inyectó corriente en el eje directo (i_d), estableciendo el flujo nominal. Es decir, no se aplicó par de carga, por lo que la corriente i_q se mantuvo nula durante la parte del ensayo en que se procesan las señales de corriente (I_{ABC}). Se llevó adelante la simulación, se registraron las señales de corriente, se calcularon sus derivadas y se obtuvieron las señales de diagnóstico procediendo como se detalla en el comienzo de esta sección. Los resultados obtenidos para el MI con una y dos barras rotas se presentan en la Fig. 3.35, donde se muestran las señales x_α y x_β para una revolución completa del rotor.

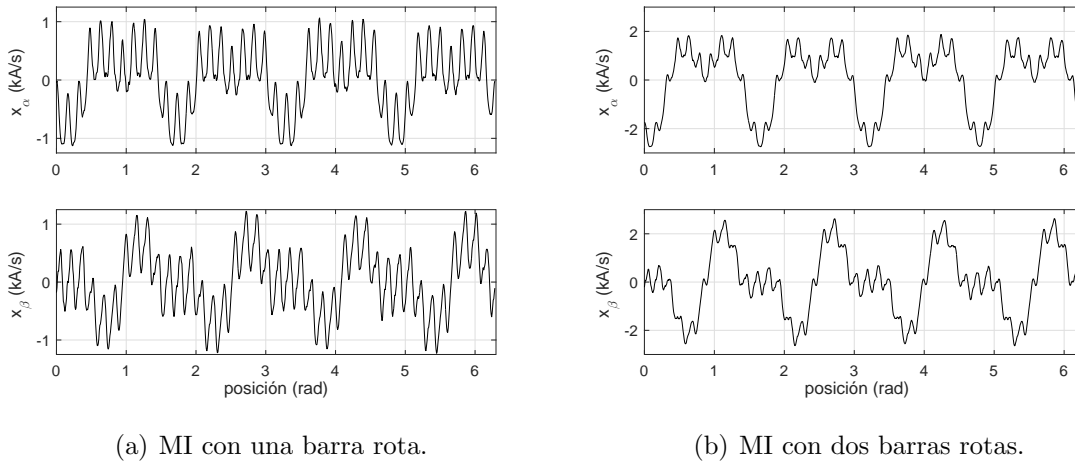


Figura 3.35: Comportamiento de las señales x_α y x_β para el MI bajo falla en barras.

Contrastando los resultados obtenidos con el caso sano, presentado en la Fig. 3.30(a), es posible observar que aparecen nuevas componentes en las señales de diagnóstico. En la Fig. 3.36 se presentan los espectros de estas señales, donde se aprecia la aparición de componentes asociadas a la rotura de barras.

Los resultados obtenidos, en cuanto a la frecuencia de las nuevas componentes, son coincidentes con aquellos presentados en la sección 3.3.1, ver Fig. 3.8(b). Se observa también que cuando el MI presenta dos barras rotas la estrategia es capaz de diferenciar la severidad de la falla. Si se comparan las Fig. 3.36(a) y 3.36(b) observamos que las únicas componentes cuya amplitud aumenta corresponden con las componentes asociadas a la rotura de barras, ubicadas en 4 y -8 ciclos/rev. del motor. Se observa también, que la componente a -20 ciclos/rev. no aumenta con la severidad de la fa-

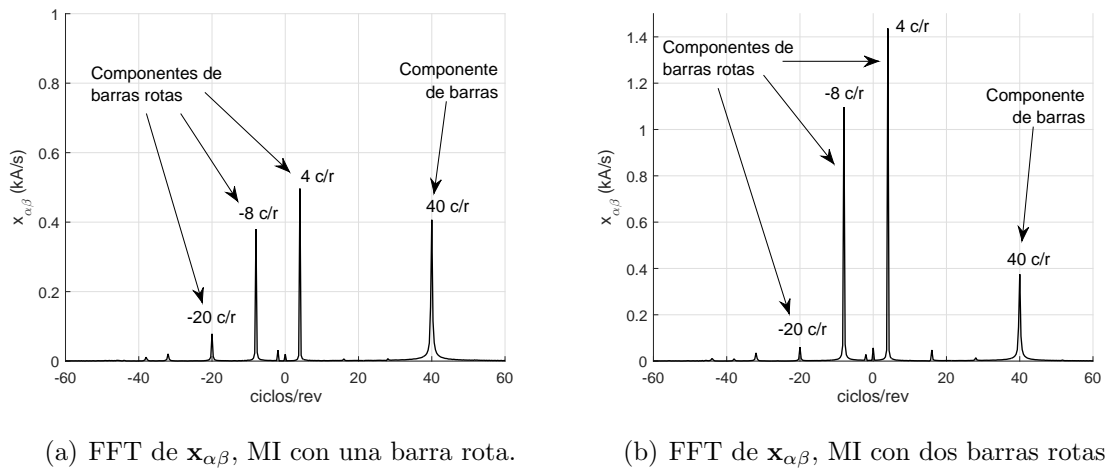


Figura 3.36: FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para el MI con fallas en barras de distinta severidad.

lla, por lo cual se considera que el análisis de la misma puede ser empleado para la detección de la falla, pero no así para el diagnóstico de la severidad de la misma.

3.4.3. Resultados de simulación - detección de CCEE

El procedimiento para modelar una falla de CCEE del estator se corresponde con lo que se describió en la sección 3.3.2. Al modelo del MI sano se le incorpora el circuito de falla, que puede representarse a partir de (3.7) y (3.10). Para el caso de simulación, además de recalcular todas las matrices de inductancias como se describió en la sección 3.3.2, es necesario realizar modificaciones sobre los diagramas de bloques que describen a las ecuaciones del modelo como variables de estado.

Por un lado es necesario modificar el bloque denominado “Interpolación”, que se puede observar en el diagrama de la Fig. 3.21, donde se presenta un detalle del subsistema eléctrico del modelo de la máquina. Se incorporó una nueva variable de entrada, \mathbf{L}_{fr} de (3.10), para interpolar el valor de esta inductancia para cada posición del rotor. De manera análoga se incorpora la interpolación de la derivada parcial de esta inductancia con respecto a la posición, para tener en cuenta el efecto de la falla en el par electromagnético generado por la máquina, sumando este efecto en el modelo del subsistema mecánico que se presenta en la Fig. 3.22.

Por otro lado, se debe introducir en los diagramas de bloques las demás inductancias que describen al modelo bajo falla (\mathbf{L}_{sf} y L_{ff}). Esto se realiza modificando la matriz \mathbf{L}_{ss} que se describió en (2.7), e incorporando una nueva fila y una nueva columna a dicha matriz, quedando entonces como se describe a continuación

$$\mathbf{L}_{ssf} = \begin{bmatrix} L_{sAA} & L_{sAB} & L_{sAC} & L_{sAf} \\ L_{sBA} & L_{sBB} & L_{sBC} & L_{sBf} \\ L_{sCA} & L_{sCB} & L_{sCC} & L_{sCf} \\ L_{sfA} & L_{sfB} & L_{sfC} & L_{ff} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Además, se debe modificar la matriz de resistencias (\mathbf{R}_s) incorporando ahora al circuito de falla, quedando definida como

$$\mathbf{R}_{sf} = \begin{bmatrix} R_a(1 - \mu) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Este procedimiento posibilita que no sea necesario una representación en variables de estado adicional para el circuito de falla, dado que se incorpora a la representación que se hace de los circuitos de estator. Pero, resulta de importancia tener en cuenta que al cambiar las dimensiones de las matrices \mathbf{L}_{ss} y \mathbf{R}_s , siendo ahora de 4x4, cambiarán las dimensiones de las corrientes, de los flujos, y de las tensiones aplicadas. Así, por ejemplo, las corrientes de estator quedarán definidas como $\mathbf{I}_{sf} = [I_A \ I_B \ I_C \ I_f]^T$ y los flujos enlazados como $\boldsymbol{\lambda}_{sf} = [\lambda_A \ \lambda_B \ \lambda_C \ \lambda_f]^T$.

Por último, también se debió modificar el bloque que se detalla en la Fig. 3.23, donde se considera el efecto del filtro de neutro sobre el modelo. Al momento de considerar al filtro, debe descartarse su efecto sobre las espiras cortocircuitadas, ya que este sólo afecta a la corriente de modo común que surge de la sumatoria de las corrientes de fase. Esto último implica que la inductancia asociada al filtro sólo se suma a la matriz de inductancias de las fases, es decir, a las primeras 3 filas y columnas de \mathbf{L}_{ssf} . Además, implica que la caída de tensión capacitiva sólo se considera para las corrientes de modo común, lo cual puede observarse en la Fig. 3.37. También,

se observa en la figura que se define a la tensión aplicada al circuito de falla como idéntica a cero, dado que se trata de un cortocircuito.

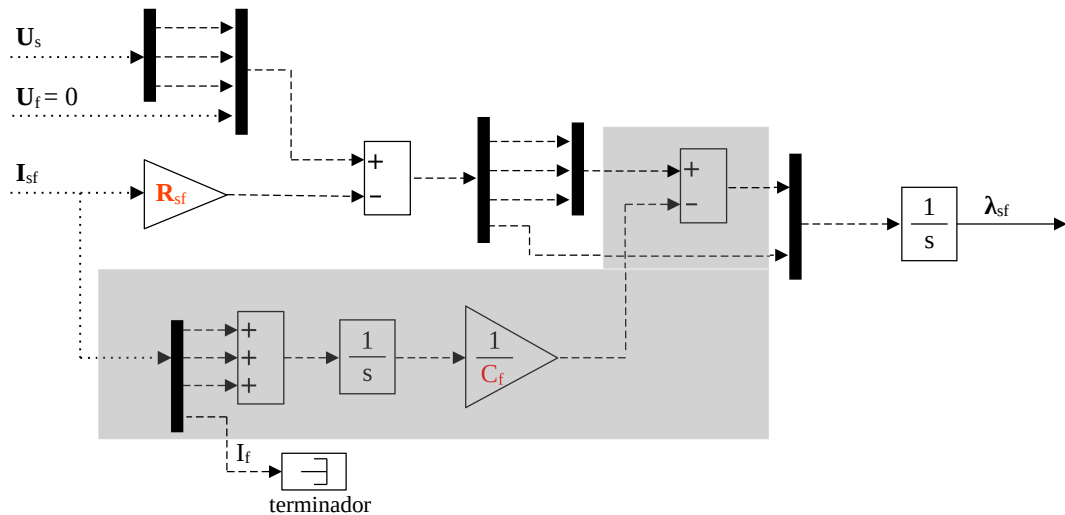


Figura 3.37: Modificaciones al subsistema eléctrico para considerar el caso de una falla de cortocircuito entre espiras del estator.

Otra consideración que vale mencionar es que, al haber incorporado un nuevo circuito al esquema, deben modificarse las dimensiones de las variables de entrada y/o salida de todos los bloques que tengan definido este parámetro en sus características y estén asociados a la corriente y flujo enlazado del circuito de falla, así como también lo asociado a la matriz de inductancias y sus derivadas. Es decir, se modifican las dimensiones de los multiplexores y de-multiplexores, de los bloques que realizan transposición de matrices o interpolación, y también los parámetros de las condiciones iniciales de los bloques integradores.

Luego de incorporar todas las modificaciones al sistema modelado que se mencionaron anteriormente, fue posible obtener resultados de simulación donde se analiza la posibilidad de la detección de fallas de CCEE mediante la estrategia de diagnóstico. En la Fig. 3.38 se observan las señales de diagnóstico y su espectro para el MI modelado, cuando este presenta una falla de una espira en cortocircuito en la fase “a”.

Analizando las señales de la Fig. 3.38(a) y comparando éstos resultados con lo presentado en la Fig. 3.30(a), se puede observar que, como consecuencia de un CCEE

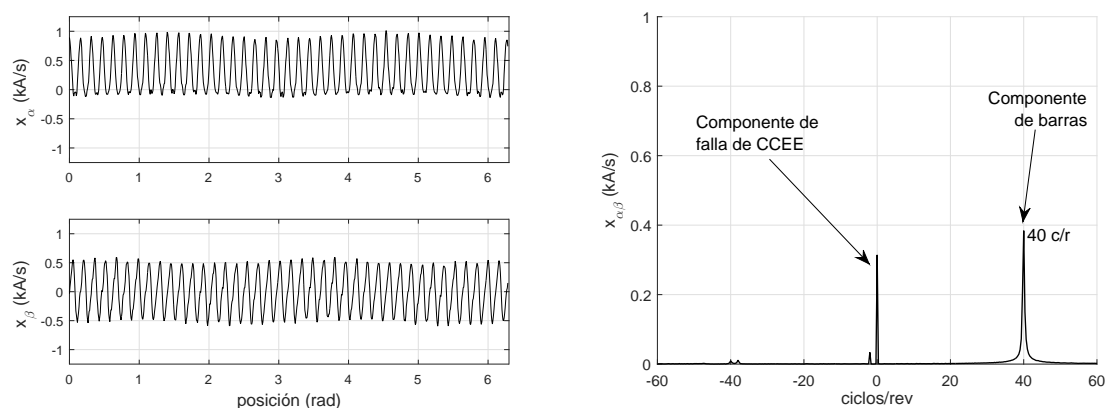
(a) Comportamiento de las señales x_α y x_β .(b) FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$.

Figura 3.38: Resultados de simulación para un MI con una espira en cortocircuito, operando a 360 rpm.

en la fase “a”, aparece una componente de continua en la señal de diagnóstico x_α . Esto también resulta coincidente con el análisis que se hizo de las señales de diagnóstico de la Fig. 3.14(a), en la sección 3.3.2. Para un análisis más detallado de la característica de estas señales de diagnóstico, se observa la FFT vectorial de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$, donde se aprecia la aparición de una componente de continua, que se asocia a la falla modelada.

Con el objetivo de analizar el comportamiento de las señales de diagnóstico para fallas de mayor severidad, se obtuvieron resultados con el MI operando a 360 rpm y presentando fallas de 2 y 4 espiras en cortocircuito. La FFT vectorial de las señales de diagnóstico para estos casos pueden compararse en la Fig. 3.39, donde también se superponen los casos para el MI sano y con una espira en cortocircuito.

Puede observarse en la figura que el modelo en simulación permite obtener resultados similares a los que fueran presentados mediante cálculos analíticos en la Fig. 3.15. Como se mencionó en la subsección 3.4.1, el modelo en simulación considera los efectos del filtro de neutro, por lo que las amplitudes de las señales de diagnóstico serán menores en los resultados de simulación si se comparan con los resultados analíticos.

Por último, se incorporaron simultáneamente al modelo las dos fallas presentadas anteriormente, para evaluar si la estrategia permite identificar los patrones que definen estas fallas y diferenciarlas entre sí. En la Fig. 3.40 se presenta el espectro de las

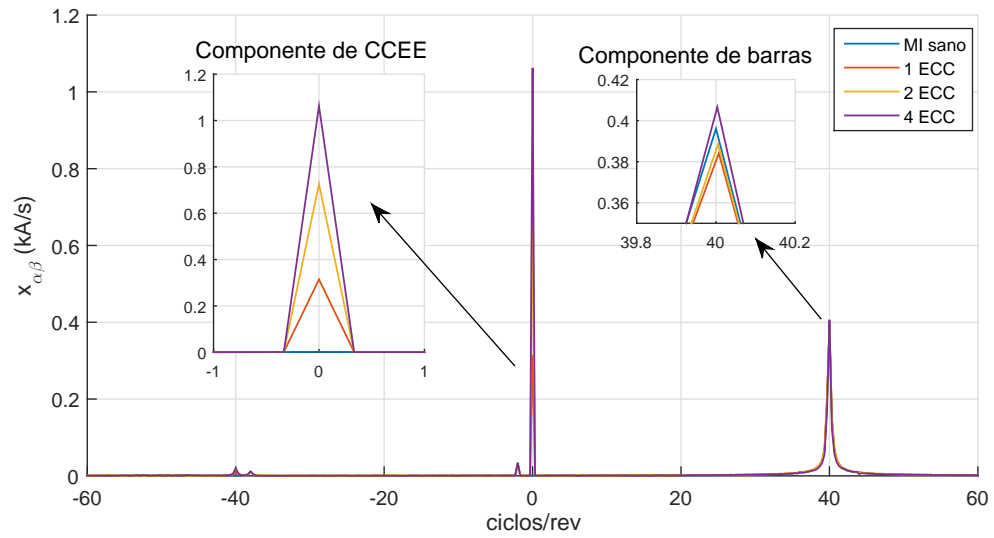


Figura 3.39: FFT vectorial de $x_{\alpha\beta}$ para un MI con CCEE de distinta severidad. Resultados obtenidos mediante simulación.

señales de diagnóstico para el caso en que el motor tiene una barra rota y una espira en cortocircuito en una de sus fases.

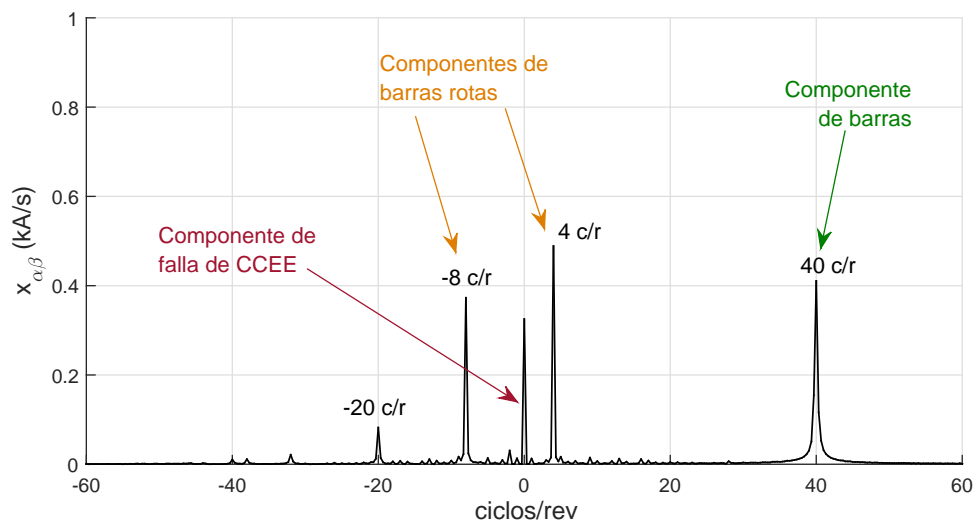


Figura 3.40: FFT vectorial de $x_{\alpha\beta}$ para un MI con una barra rota y una espira en CC. Resultados obtenidos mediante simulación.

Puede observarse que todas las componentes relativas a las fallas, y observadas con

anterioridad para cada caso particular, aparecen en el espectro y pueden diferenciarse fácilmente una de otra.

3.5. Conclusiones

Se implementó la estrategia de inyección de señales presentada en el capítulo 2 mediante cálculos numéricos. Se modelaron dos motores de inducción de 5.5 kW usando el modelo MCMA y calculando sus inductancias mediante la teoría de funciones de bobinados. Se pudieron observar las señales de diagnóstico destacando que, para un MI sano, cuando se analizan las señales en un referencial $\alpha\beta$ se observan frecuencias asociadas al paso de las barras del rotor, algo que no sucede cuando se analiza L_0 , basada en la componente de secuencia cero de las señales. Esto se presenta como una ventaja para el primer tipo de análisis, dado que la identificación del paso de las barras del rotor podría ser utilizado como estrategia para estimación de posición del rotor en alguna técnica de control. Se describió el modelo del motor bajo dos escenarios de falla, barras rotas del rotor y cortocircuitos entre espiras del estator, demostrando mediante el cálculo analítico de las señales de diagnóstico que éstas fallas pueden ser detectadas empleando la estrategia de inyección de señales propuesta.

La estrategia de diagnóstico propuesta indica que al inyectarse señales de secuencia cero de alta frecuencia, las señales de diagnóstico que se obtienen no dependen de las caídas resistivas ni de la fuerza electromotriz generada por la máquina, dado que estos efectos se cancelan mediante el procesamiento de las señales. Con el objetivo de validar la estrategia propuesta y evaluar el impacto de la inyección de señales sobre el desempeño de la máquina, se presentó un modelo de simulación del accionamiento eléctrico completo, es decir: la máquina y la conexión del neutro mediante el filtro, el inversor y el sistema de control. Se modeló la máquina usando el modelo MCMA, representándola mediante diagramas de bloques en un entorno de Matlab-Simulink, en conjunto con el resto del accionamiento, pudiéndose obtener resultados numéricos de la implementación de la estrategia de inyección de señales.

Las señales de diagnóstico, obtenidas a partir del cálculo de las derivadas de corriente, resultaron coincidentes con las presentadas mediante los cálculos analíticos.

Se lograron detectar los dos tipos de falla anteriormente mencionados y cuantificar la severidad de cada falla. Además, se pudo evaluar el impacto de la inyección de señales tanto en el par desarrollado como en las corrientes, comparando dos variantes del filtro LC que se incluye en la conexión del neutro. Se observó que el impacto de la inyección de señales sobre el par desarrollado no resulta significativo. Se señaló también la conveniencia de emplear un filtro LC que atenúa las componentes de baja frecuencia de secuencia cero, y también las componentes a frecuencia de conmutación, esto con el objetivo de evitar una distorsión armónica significativa de las corrientes.

Los resultados obtenidos, primero mediante cálculos analíticos y luego mediante simulación, permiten validar que con el modelo propuesto la estrategia de inyección de señales de secuencia cero de alta frecuencia resulta efectiva para la detección y diagnóstico de fallas en máquinas eléctricas rotativas. Se demostró que la propuesta es capaz de detectar fallas de baja severidad, pudiendo también discriminar la severidad de la falla, generando un impacto mínimo sobre el desempeño de la máquina.

Finalmente, se señala que el modelo de simulación propuesto también puede utilizarse para el análisis de otras estrategias activas de diagnóstico de fallas. Si bien aquí se analizó la estrategia que se propone en la presente tesis, otras propuestas podrían evaluarse con el fin de conocer su impacto en el par y en la distorsión de las corrientes. Otra potencialidad del modelo de simulación es la posibilidad de evaluar escenarios de fallas en otros componentes del accionamiento, como fallas en los sensores de corriente o en las llaves del inversor. Esto último permitiría analizar opciones de estrategias de control tolerantes a fallas, trabajando con un modelo detallado del máquina.

Capítulo 4

Resultados experimentales

4.1. Introducción

En este capítulo se presentan los resultados experimentales obtenidos para la detección y diagnóstico de cortocircuitos entre espiras del estator (CCEE) y de barras rotas en el rotor de un MI operando con un sistema de control a lazo cerrado. La estrategia de diagnóstico empleada consiste en la inyección de señales de secuencia cero de alta frecuencia, que fue descrita en el capítulo 2. Se aprovecha la generación de los vectores nulos de la modulación vectorial estándar, ofreciendo un camino para la circulación de corriente de secuencia cero mediante la conexión del neutro del MI con el centro de la barra de CC que alimenta al inversor. Se presenta entonces la validación experimental de la estrategia que se propone en esta tesis, pudiendo contrastar los resultados experimentales con los resultados numéricos obtenidos previamente, y que fueron presentados en el capítulo 3.

El presente capítulo se organiza de la siguiente manera, en primer lugar se describe el banco de ensayos experimentales empleado para la implementación de la estrategia de diagnóstico y la obtención de los resultados experimentales. En segundo lugar se presentan los resultados obtenidos al aplicar la estrategia de diagnóstico de cortocircuitos entre espiras del estator del MI. Se presentan resultados con la máquina operando a velocidad y carga constante, así como también a velocidad variable y carga variable, y luego se presenta un algoritmo de diagnóstico e identificación de la

falla. En tercer lugar se aplica la estrategia de inyección de señales para la detección y diagnóstico de barras rotas en MI, variando la estrategia para la obtención de las señales de diagnóstico. Por último se presentan algunas conclusiones respecto a los resultados experimentales obtenidos, comentando sus ventajas y limitaciones.

4.2. Banco de ensayos experimentales

La estrategia propuesta para el diagnóstico de fallas en MI se llevó a la práctica en un prototipo experimental basado en el diagrama de bloques de la Fig. 4.1, con una tensión del enlace de CC (U_d) de 580 V. Tanto la estrategia de control orientado por el campo como la técnica de inyección de señales se implementaron con una $\times 86$ -PC, ejecutando un sistema operativo en tiempo real Linux-RTAI. Una placa interfaz de conexión de componentes periféricos (PCI, por sus siglas en inglés) de desarrollo propio implementa la modulación estándar PWM y las conversiones A/D. El algoritmo de control tiene una frecuencia de muestreo de 10 kHz y el inversor una frecuencia de conmutación de 5 kHz.

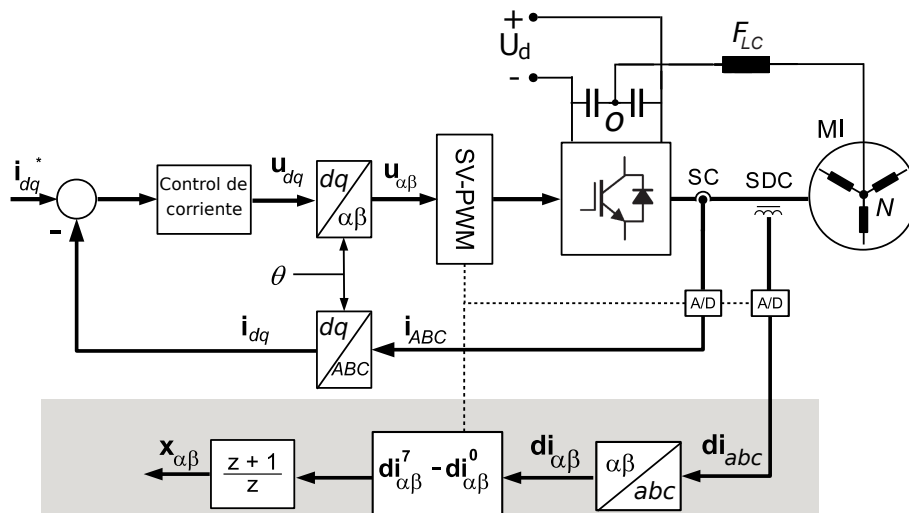


Figura 4.1: Diagrama de bloques del accionamiento con el MI y la estrategia de inyección y procesamiento de las señales.

Aunque la estrategia fue programada en una PC, tiene un bajo requerimiento computacional. Por esta razón, pensando en posibles aplicaciones prácticas en la in-

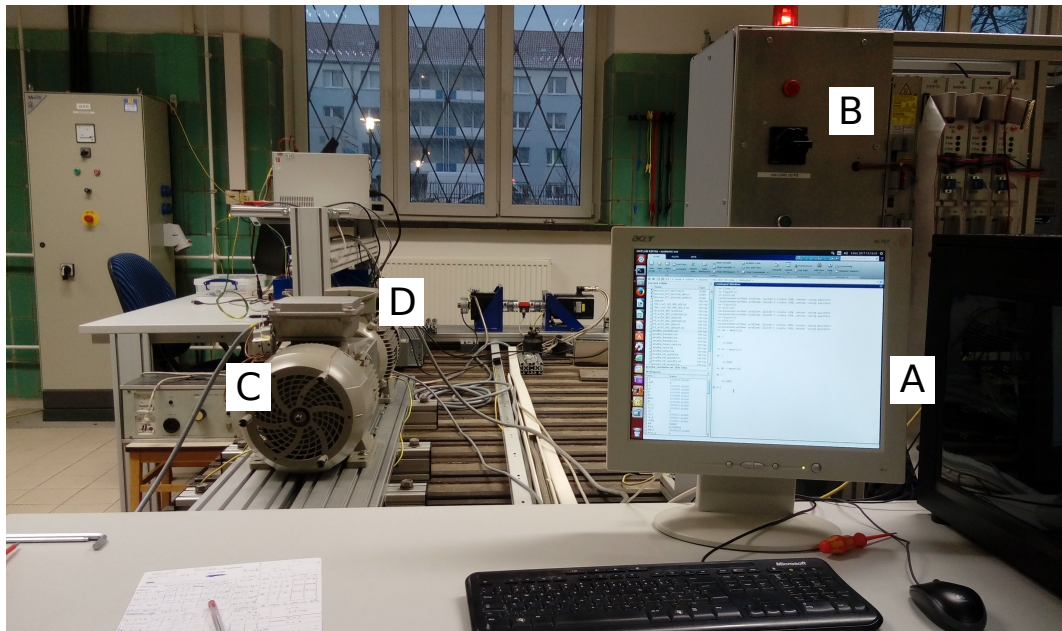


Figura 4.2: Banco de ensayos experimental. La descripción de la figura se encuentra en la Tabla 4.1

industria, se considera que la estrategia podría ser implementada en el microcontrolador de un variador de velocidad estándar. Una imagen del banco experimental completo se presenta en la Fig. 4.2. Los componentes señalados con letras en la figura se describen en la Tabla 4.1.

La estrategia propuesta se implementó en un MI estándar IE2 de 5.5 kW, cuyas variables nominales y principales características constructivas se detallan en la Tabla A.1, del apéndice A. Vale resaltar que el MI bajo análisis se encuentra acoplado a un segundo motor, sobre el cual se opera un control de velocidad como se indica en la Tabla 4.1. Es por ello que, si se contrastan los diagramas de las Fig. 4.1 y 3.18, se diferencian entre sí. Para la implementación experimental se aplica un control de corriente sobre el motor bajo falla, lo cual permite emular distintos estados de carga, pero el control de velocidad se realiza sobre un segundo motor, acoplado al primero.

Con el objetivo de evaluar la estrategia para el diagnóstico de fallas se realizaron algunas modificaciones al motor bajo ensayo. Por un lado, se dispuso de dos rotores de jaula de ardilla con ranuras abiertas idénticos. Uno de ellos sano y al restante

Tabla 4.1: Descripción del banco de ensayos.

Notación	Componente	Descripción/propósito
A	PC de escritorio	Control y adquisición de señales
B	Gabinete de potencia e inversores	Un inversor para cada motor
C	Motor de inducción IE2 5.5 kW	Modificado para producir fallas
D	Motor de inducción IE3 5.5 kW	Control de velocidad

se le perforó una de las barras para reproducir una rotura de barras. Los ensayos referidos al diagnóstico de fallas en barras se llevaron a cabo utilizando un único estator, e intercambiando los rotores para analizar las condiciones sanas y defectuosas. Por otro lado, el estator del motor bajo ensayo se modificó para tener acceso a diferentes espiras de uno de los bobinados, donde fuera posible realizar cortocircuitos entre espiras de distinta severidad. El detalle de la distribución de los devanados del estator modificado, así como también del rotor con rotura de barra, se presentan en el apéndice A.1.

Para obtener las señales de diagnóstico se deben medir o calcular las derivadas de corriente. La medición directa puede implementarse mediante sensores de derivada de corriente (SDC), los cuales se emplearon durante los ensayos experimentales, y cuyas características principales y aspectos constructivos y de diseño se detallan en el apéndice A.2.

Al momento de proponer estrategias para el diagnóstico de fallas, el uso de sensores adicionales generalmente no resulta deseable, porque requieren de conexiones extras a las habituales y también representan costos adicionales. Una alternativa al uso de los mismos es calcular la derivada haciendo uso de los sensores de corriente, que ya son empleados por el sistema de control, implementando el cálculo de las derivadas como se realizó en la sección 3.4. Esto implica adquirir al menos la diferencia de dos muestras actuales (Δi) dentro de un intervalo de tiempo (Δt), en el instante en que se aplican los vectores nulos, lo que daría lugar a $di/dt \simeq \Delta i/\Delta t$ para esos momentos. Según [150], este método necesita una resolución mucho mayor de la conversión de analógico a digital, ya que se deben transmitir pequeñas diferencias de valores de

alta amplitud. Por otro lado, cabe mencionar que los SDC propuestos no precisan de ningún componente electrónico activo, y que la sencillez y el bajo costo de los mismos hace que sean una propuesta viable. Además, en la bibliografía consultada se señala que el uso de sensores adicionales para medir específicamente las señales de alta frecuencia puede proporcionar una muy buena sensibilidad [47] y una mayor relación señal/ruido [151].

Para la estrategia de inyección de señales propuesta, la frecuencia de conmutación del inversor determina la frecuencia de la señal de secuencia cero inyectada, que está formada por los vectores nulos de la modulación SVPWM. Se seleccionó una frecuencia de 5 kHz, que es una de las frecuencias más recomendadas para accionamientos de velocidad variables comerciales [152]. Es sabido que se pueden utilizar frecuencias más altas, y para la estrategia propuesta, emplear una frecuencia de conmutación más alta proporcionaría una mejor resolución a las señales de diagnóstico, pero con algunos posibles inconvenientes. En primer lugar, el aumento de la frecuencia de conmutación puede comprometer el aislamiento del devanado del estator, debido al aumento de los picos de tensión provocados por las conmutaciones [153] [154]. En segundo lugar, si se aumenta la frecuencia de conmutación, el tiempo disponible para una correcta adquisición de las señales se reduce. Esto sucede debido a que la derivada de cada corriente se adquiere entre los eventos de conmutación del inversor, cuando la pendiente de la corriente es casi constante. Durante la propia conmutación, la derivada de corriente puede presentar picos elevados que no deben medirse. Por lo tanto, el aumento de la frecuencia de conmutación podría hacer que la aplicación de la estrategia sea más compleja y también demandaría una adquisición de señales más rápida.

Empleando el banco de ensayo mencionado, se procedió a evaluar experimentalmente la estrategia de inyección de señales propuesta para diagnóstico de cortocircuitos entre espiras del estator y de barras rotas del rotor.

4.3. Diagnóstico de cortocircuitos entre espiras del estator

Los cortocircuitos entre espiras (CCEE) del estator son una de las fallas más comunes en las máquinas eléctricas rotativas y representa el 21 % de las fallas en MI [155]. Los CCEE aparecen como consecuencia de una falla en el aislamiento del devanado del estator [156], que puede ser causado por solicitaciones térmicas, eléctricas, mecánicas o por condiciones ambientales adversas.

Como consecuencia de un CCEE, la densidad de corriente en las espiras bajo falla aumenta por encima del valor nominal, lo que produce un incremento de temperatura alrededor de la falla [157]. Por lo tanto, un CCEE incipiente podría acelerar la degradación del aislamiento de los devanados, lo que podría provocar fallas más severas, como fallas de fase a fase y de fase a tierra [158]. La severidad de un CCEE aumenta con el aumento de espiras involucradas en el cortocircuito, así como también con la disminución de la resistencia del cortocircuito [40], a la que denominamos como R_f , como se observa en el diagrama de la Fig. 3.11 del capítulo 3. En la Fig. 4.3 se muestra un MI de 55 kW que presenta una falla de CCEE severa, este motor impulsaba una bomba de agua en una central térmica y debió ser retirado de servicio. Las fallas de CCEE son irreversibles y se consideran las fallas más destructivas en las máquinas eléctricas rotativas [159]. Por ello, se han desarrollado diferentes estrategias para la detección incipiente y el diagnóstico de CCEE [160].

Un desafío importante ha sido el diagnóstico de CCEE en máquinas alimentadas por inversores operando con un control a lazo cerrado, donde el control tiende a ocultar el efecto de las fallas [161]. Las técnicas basadas en la inyección de señales pueden superar este efecto de encubrimiento que produce la operación del control a lazo cerrado sobre las señales de falla, porque las estrategias DFA no se basan en las componentes fundamentales de las variables eléctricas, sino en la respuesta a las señales inyectadas.

Diversas metodologías de inyección de señales se han empleado para la detección y diagnóstico de CCEE, algunos de estos métodos se basan en la inyección de señales de

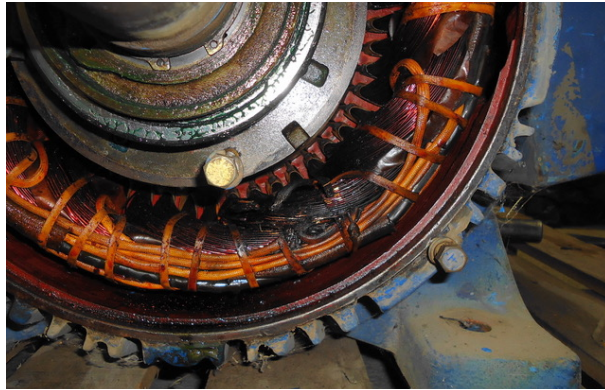


Figura 4.3: Motor de inducción de 55 kW con falla de cortocircuito entre espiras del estator.

alta frecuencia del tipo rotantes o pulsantes, superpuestas a la tensión de referencia del controlador [62] [81] [88] [162] [163], otros aplican componentes de alta frecuencia inherentes de la modulación PWM del accionamiento, modificando brevemente la modulación para inyectar vectores de conmutación predefinidos [93] [163] [164]. Otras propuestas han utilizado armónicos inherentes de la conmutación PWM para reemplazar la señal inyectada, evitando así la modificación de la modulación [165] [166].

Para detectar e identificar un CCEE mediante las técnicas de inyección de señales usualmente suelen analizarse las saliencias de la máquina. Los principales inconvenientes de las técnicas que superponen una inyección de señal de alta frecuencia son la limitación en frecuencia de la inyección (normalmente no más de $1/5$ de la frecuencia de conmutación) y la generación de emisiones acústicas relacionadas a la inyección. Además, en la mayoría de los casos, una parte de la tensión total de CC de la fuente se utiliza para inyectar la señal adicional, lo que limita el rango de velocidad de aplicación de la estrategia de diagnóstico. Las técnicas basadas en la modificación del PWM tienen la debilidad de que requieren conmutaciones extra del inversor, aumentando así las pérdidas de conmutación y pudiendo comprometer el aislamiento, debido a posibles descargas parciales provocadas por las conmutaciones. Otro aspecto a tener en cuenta es que estas propuestas aumentan la complejidad de la estrategia de control. Por otro lado, las técnicas basadas en el análisis de los armónicos de la

conmutación requieren un procesamiento adicional de señales. Deben identificar y eliminar las variaciones en la corriente que genera el rizado de la modulación cuando la máquina se encuentra sana, operando a velocidades y cargas variables, para luego poder efectuar un diagnóstico de CCEE preciso.

La detección de CCEE en MI operando en condiciones de carga y velocidad variables en el tiempo, sin modificar la modulación PWM, ha sido difícil de lograr, y es un tema sobre el que se han encontrado pocas contribuciones en la bibliografía consultada. A continuación se presentan los resultados obtenidos al implementar la técnica de inyección de señales de secuencia cero y la obtención de señales de diagnóstico descrita en el capítulo 2, particularmente para el diagnóstico de CCEE. Se obtienen resultados que permiten el diagnóstico de CCEE del estator en un MI alimentado por un inversor operando a lazo cerrado, y se demuestra la sensibilidad de la técnica para condiciones de carga y velocidad variables en el tiempo.

Es sabido que un CCEE modifica las inductancias del MI [66] [81], y la técnica propuesta detecta estas variaciones sin modificar la modulación vectorial estándar (SVPWM), empleando un procesamiento de señales sencillo. La estrategia aquí empleada debe distinguirse de la que emplea la medición de la tensión de secuencia cero, que fue utilizada en [166] y [167]. En [166], se procesa y analiza la respuesta de banda lateral de los armónicos de conmutación PWM en la tensión de modo común para el diagnóstico de CCEE. En [167] se inyecta una señal portadora en componentes no homopolares ($\alpha\beta$ o dq), que interactúan con el controlador de corriente, mientras que la respuesta se analiza en la tensión de secuencia cero. En cambio, en la propuesta que se emplea en la presente tesis, la señal se inyecta en la secuencia cero y la respuesta se analiza en las componentes no homopolares de la corriente ($\alpha\beta$). La inyección de secuencia cero tiene la ventaja de que no interactúa con el controlador de corriente, y por ende no afecta a la estrategia de control.

4.3.1. Resultados a velocidad y carga constante

En esta sección se presentan los resultados experimentales obtenidos al aplicar la estrategia de diagnóstico de fallas propuesta para un MI operando a velocidad angular

constante y carga constantes.

En la Fig. 4.4 se muestran las señales auxiliares de diagnóstico, x_α y x_β , para un MI sano, operando a una velocidad constante de $\omega_r=240$ r/min. Se definió una referencia de corriente $i_d=6.5$ A, lo que impone el flujo nominal en la máquina, y una corriente $i_q=0$ A, lo que implica que el motor opera sin carga. La figura presenta las señales para un intervalo de tiempo correspondiente a una revolución del rotor. Es visible que estas señales tienen una forma sinusoidal con 28 ciclos por revolución del rotor, lo que coincide con el número de barras del rotor. Esto concuerda con los resultados analíticos presentados en la Fig. 3.4(a), del capítulo 3, donde se modeló este motor.

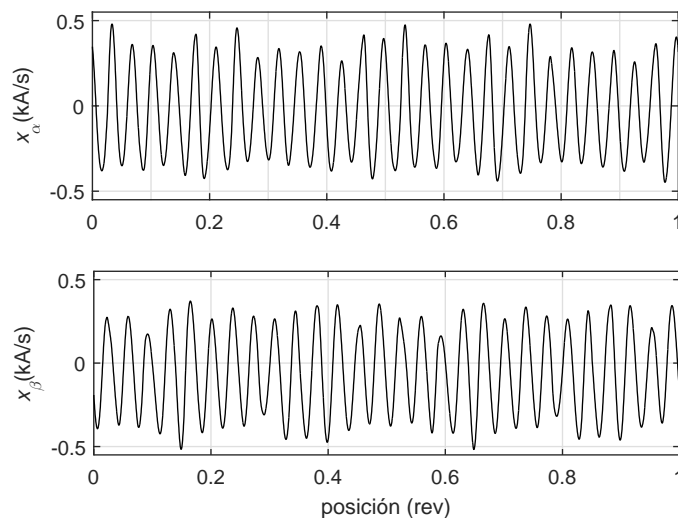


Figura 4.4: Señales x_α y x_β con el MI funcionando a $\omega_r=240$ r/min, $i_d=6.5$ A e $i_q=0$ A.

Las diferencias que pueden observarse entre las señales de las Fig. 3.4(a) y 4.4 al contrastar estos resultados, se corresponden con una modulación en amplitud para el resultado experimental. Esto se debe a que el modelo presentado anteriormente no contempla las asimetrías inherentes de la máquina, que sólo se observan en los resultados experimentales. Vale rescatar también que el modelo del motor tampoco contempla la saturación del núcleo.

En la Fig. 4.5 se puede observar el comportamiento de las señales de diagnóstico cuando se aplica un CCEE de una severidad mínima, una única espira en cortocircuito

en la fase C del MI. El efecto de la falla es claramente visible en las señales de diagnóstico. El resultado que se presenta corresponde a un ensayo de 5 segundos de duración, con el motor operando a 240 r/min con corriente i_d nominal y sin carga.

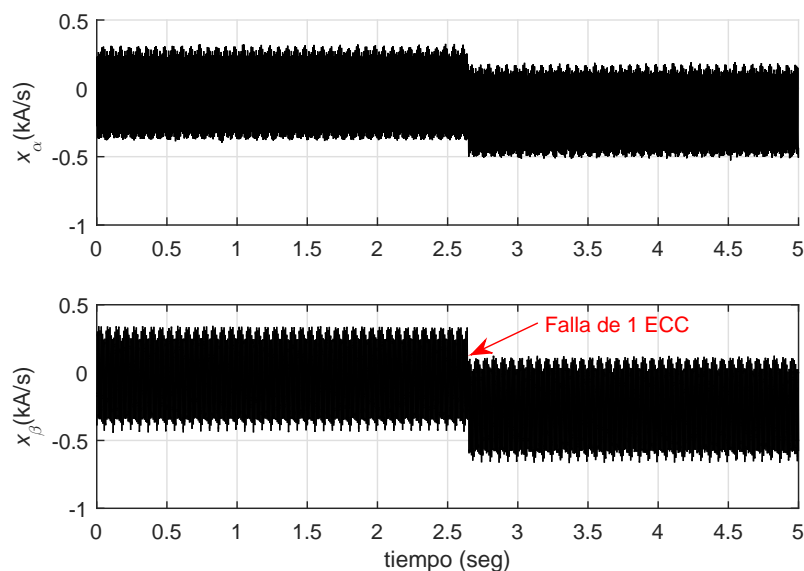


Figura 4.5: Señales x_α y x_β . Detección de cortocircuito entre espiras del estator.

Dado que la falla produce un desplazamiento de las señales de diagnóstico, se puede concluir que aplicar un filtro pasabajos a las señales x_α y x_β permite la detección de CCEE. Con el objetivo de observar la detectabilidad para distintas severidades de falla, se realizaron ensayos con fallas de 1, 2, 4 y 6 espiras en cortocircuito. Los resultados obtenidos para estos casos se presentan en la Fig. 4.6. Esta figura muestra las señales de diagnóstico en función del tiempo durante dos revoluciones del rotor. En el primer segmento de tiempo del ensayo el MI está sano, luego se aplica la falla de CCEE en una de las fases del MI. Además de la componente debida al paso de las barras, se puede observar una componente de cuatro ciclos por revolución del motor, la cual está relacionada al flujo del rotor y la cantidad de polos de la máquina.

El valor medio que genera la falla de CCEE sobre las señales de diagnóstico se presenta en las figuras mediante una línea azul, la amplitud del desplazamiento se detalla en la figura. En rojo se muestra el resultado de aplicar un filtro pasabajo a las

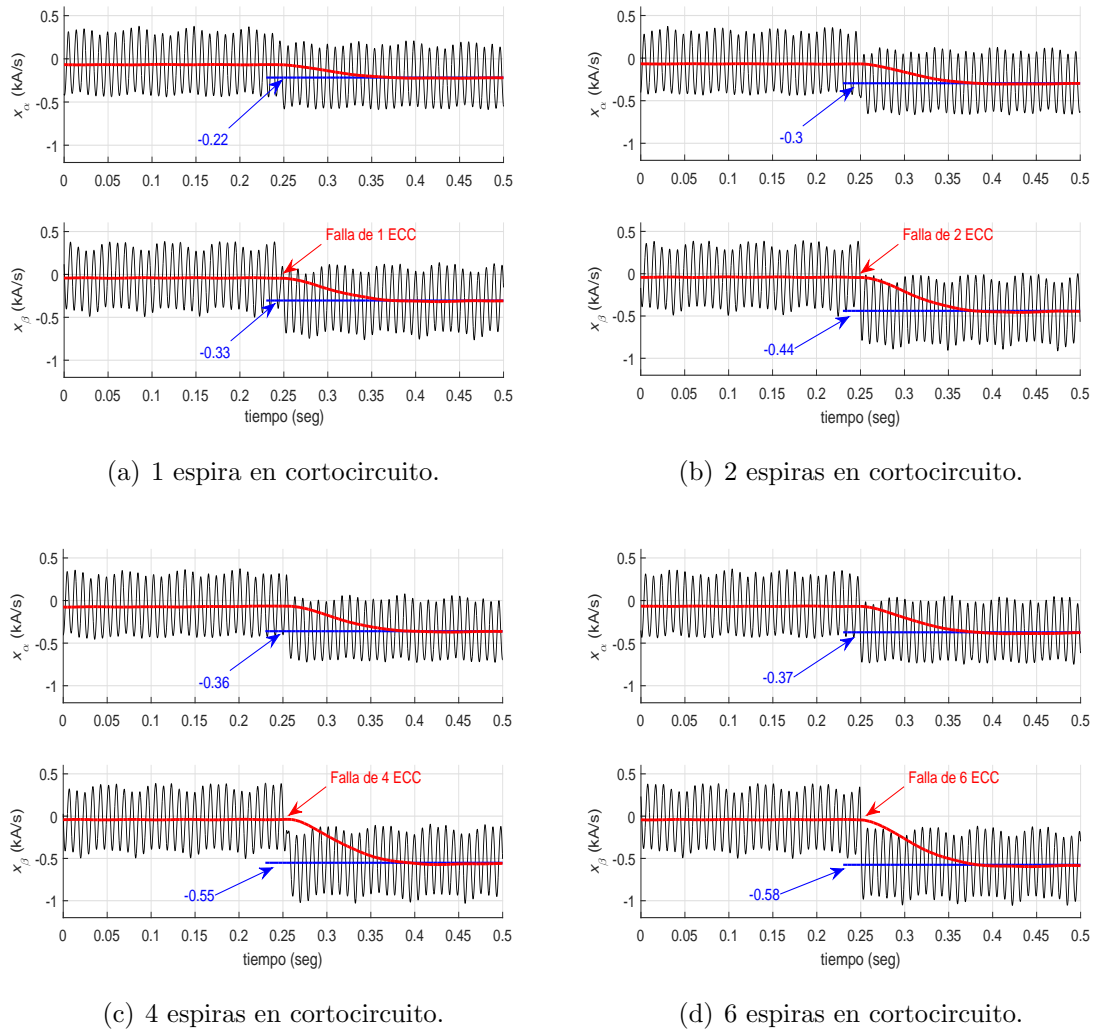


Figura 4.6: Señales de diagnóstico para distintas severidades $\omega_r=240$ r/min.

señales de diagnóstico, con el objetivo de detectar la falla. Se observa también que cuando el motor se encuentra sano el valor medio de las señales no es exactamente cero. Esto se debe a pequeñas asimetrías entre las inductancias de los 3 bobinados del estator, y se encuentra relacionado a aspectos constructivos de la máquina.

La sensibilidad de la estrategia se puede cuantificar utilizando la norma euclidiana del valor medio de la señal de diagnóstico ($\|\bar{x}_{\alpha\beta}\|$). Para la condición sana $\|\bar{x}_{\alpha\beta}\| = 0.08$ kA/s y cuando se introduce la falla de una espira en cortocircuito, $\|\bar{x}_{\alpha\beta}\| = 0.37$ kA/s. Se observa el mismo comportamiento para otros resultados en las Fig. 4.6(b)-

4.6(d), y es notable cómo aumenta el valor medio con la severidad de la falla. La Tabla 4.2 muestra la variación de la norma euclidiana para diferentes número de espiras cortocircuitadas.

Tabla 4.2: Norma euclidiana de $\bar{x}_{\alpha\beta}$ para fallas de distinta severidad

Indice	MI sano	CCEE - nro. de espiras			
		1 (0.6%)	2	4	6
$\ \bar{x}_{\alpha\beta}\ $ (kA/s)	0.08	0.37	0.53	0.66	0.69

La severidad de la falla se identifica fácilmente cuando el cortocircuito implica un pequeño número de espiras. Sin embargo, si la cantidad de espiras involucradas en la falla aumenta, es más difícil diferenciar la gravedad de la misma. Cuando ocurre un CCEE, existe una relación no lineal entre la severidad de la falla y la variación de las inductancias propias y mutuas de las fases. Este efecto es visible en la Fig. 4.7, donde se presenta la tendencia de la componente de falla ($\|\bar{x}_{\alpha\beta}\|$) cuando la severidad del CCEE es cada vez mayor. Estos resultados fueron reportados en [110] y [112], y es un comportamiento que también se muestra en otras propuestas de diagnóstico de CCEE basadas en la inyección de señales [93][101].

Con el objetivo de observar la robustez de la estrategia de diagnóstico, se realizaron también ensayos con la máquina operando bajo distintos niveles de carga. En la Fig. 4.8 se presentan los resultados de 4 ensayos, incluyendo fallas de una y dos espiras en cortocircuito y con el motor operando al 50% y 100% de la carga nominal. En las figuras es posible observar cómo el incremento de la carga genera un aumento en la amplitud de las componentes de baja frecuencia de las señales de diagnóstico. También se observa que el aumento de la carga no afecta el valor medio de las señales cuando el motor se encuentra sano, lo cual favorece a la detección de fallas. Sin embargo, también se observa que cuando se introduce la falla a mitad del ensayo el desplazamiento de las señales resulta un poco menor al observado con el motor operando en vacío. La comparación de los resultados obtenidos se sintetizan en la Tabla 4.3.

Si bien al aumentar la carga disminuye el desplazamiento con respecto a cuando la

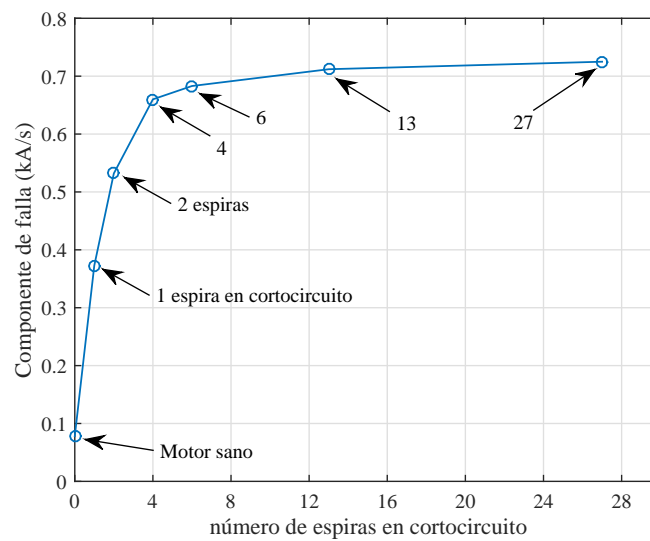


Figura 4.7: Tendencia de la componente de falla ($\|\bar{x}_{\alpha\beta}\|$) cuando incrementa la severidad.

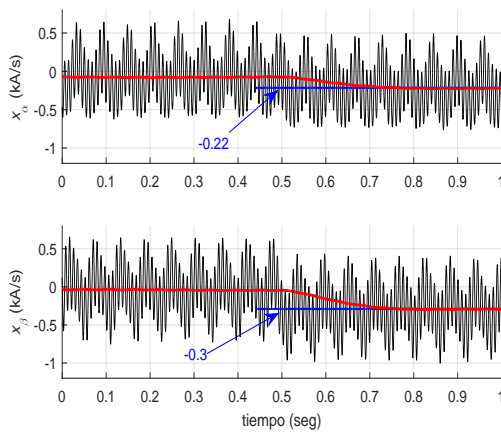
Tabla 4.3: Norma euclidiana de $\bar{x}_{\alpha\beta}$. Detección de fallas para distintos estados de carga.

Carga	Falla de 1 ECC			Falla de 2 ECC		
	0 %	50 %	100 %	0 %	50 %	100 %
$\ \bar{x}_{\alpha\beta}\ $ (kA/s)	0.37	0.36	0.33	0.53	0.51	0.46

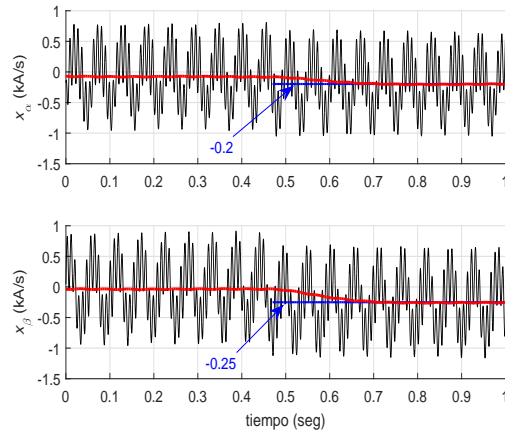
máquina opera en vacío, si se compara el valor de $\|\bar{x}_{\alpha\beta}\|$ para el motor con una única espira en cortocircuito y en vacío con el motor con dos espiras en cortocircuito pero a carga nominal, aún es posible diferenciar la severidad de la falla. Vale mencionar que al aumentar el estado de carga, la componente de 4 ciclos/rev asociada al flujo disminuye su frecuencia, esto como consecuencia de un aumento en el deslizamiento.

Dado que las señales de diagnóstico poseen componentes cuya frecuencia se encuentra estrictamente relacionada con la velocidad de giro del rotor, se decidió también evaluar la estrategia para distintas velocidades. En la Fig. 4.9 se presentan los resultados obtenidos para la máquina operando a 60 r/min y a 720 r/min, ambos con el motor operando bajo una carga del 50% del valor nominal.

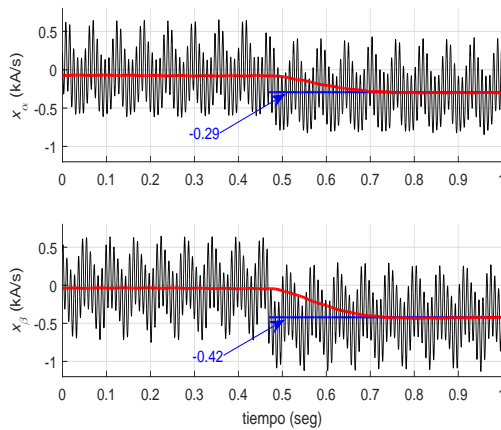
En ambos resultados se puede observar que las señales de diagnóstico se desplazan



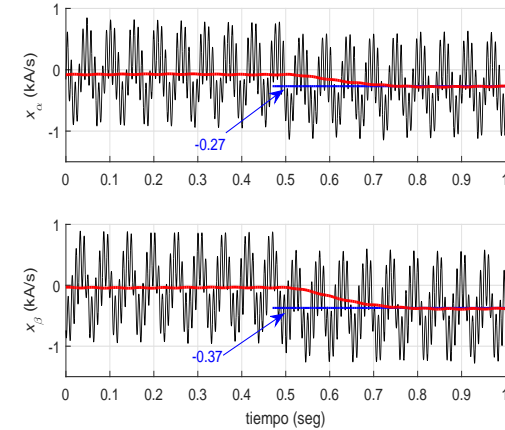
(a) 1 espira en cortocircuito y 50 % de carga.



(b) 1 espira en cortocircuito y 100 % de carga.



(c) 2 espiras en cortocircuito y 50 % de carga.



(d) 2 espiras en cortocircuito y 100 % de carga.

Figura 4.8: Señales de diagnóstico para distintos niveles de carga, $\omega_r=240$ r/min.

cuando se introduce el CCEE. Debido a que las señales tienen una frecuencia que depende del paso de las barras del rotor por sobre los bobinados del estator y también del flujo rotante, es visible que al aumentar la velocidad aumenta la frecuencia de la señal de diagnóstico. Como consecuencia de esto último, el tiempo de detección de la falla también varía con la velocidad del rotor. Se puede afirmar que se detecta la falla cuando el valor medio de las señales, presentado en rojo por la señal filtrada, alcanza un valor estable. Cuando la velocidad del motor es de 60 r/min, el tiempo de detección es de casi 0.8 segundos, y es menor a 0.2 segundos cuando la velocidad es

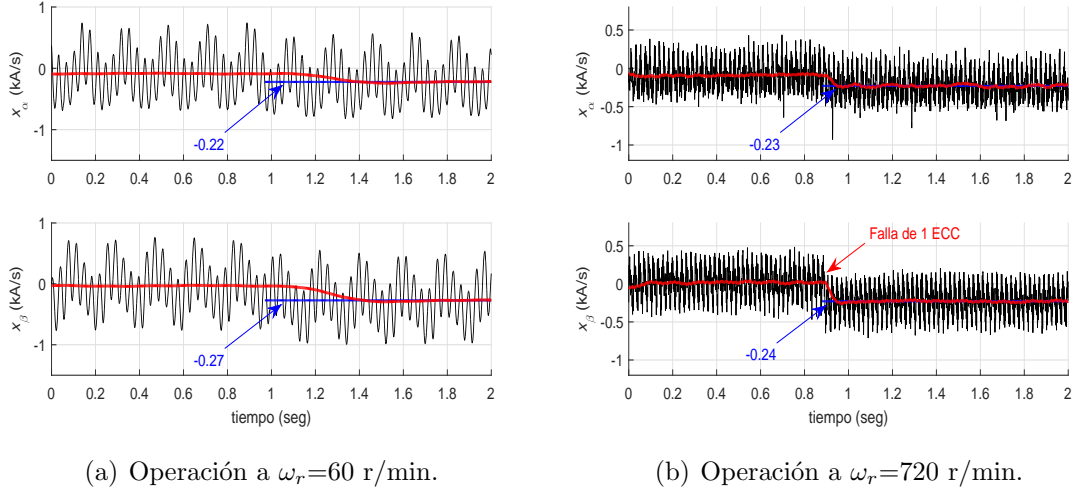


Figura 4.9: Diagnóstico de una espira en cortocircuito a distintas velocidades.

de 720 r/min. A pesar de que la estrategia toma más tiempo para detectar la falla del MI que opera a velocidades más bajas, es posible afirmar que esta demora no pondría en peligro la integridad de la máquina. Se sabe que para un MI alimentado mediante un inversor, la corriente en las espiras en cortocircuito disminuye considerablemente a velocidades más bajas. Es posible comprobar esto empleando el modelo transitorio del MI propuesto en [168], el cual permite calcular la corriente de falla para diferentes velocidades aplicando la siguiente ecuación

$$i_f = \frac{\mu \frac{U_n}{f_n} f}{\mu(1 - 2\frac{\mu}{3})(R_s + 2\pi f L_{ls}) + R_f} \quad (4.1)$$

donde i_f es la corriente por las espiras en cortocircuito, μ es el porcentaje del bobinado que presenta CCEE expresado en p.u., U_n y f_n son la tensión y frecuencia nominales de la máquina, f es la frecuencia de la tensión aplicada y que tiene relación directa con la velocidad del motor, R_s es la resistencia de cada fase, L_{ls} es la inductancia de dispersión de cada fase y R_f es la resistencia del circuito de falla. Es importante mencionar que al emplear este modelo i_f se calcula únicamente considerando la tensión de secuencia positiva.

Considerando las características del motor empleado para la obtención de los resultados experimentales, los cuales se detallan en la Tabla A.1, se obtuvieron diferentes

valores de corriente de falla utilizando (4.1). La resistencia que se considera en el circuito de falla es $R_f = 6 \text{ m}\Omega$, la cual se corresponde con la resistencia de un cable comercial de 2.5 mm^2 de 0.8 m de longitud. Los valores de la corriente de falla se presentan en la Fig. 4.10. La figura muestra los resultados para tres severidades de falla diferentes y también la corriente nominal del MI, en un rango de velocidades de 50 a 750 r/min.

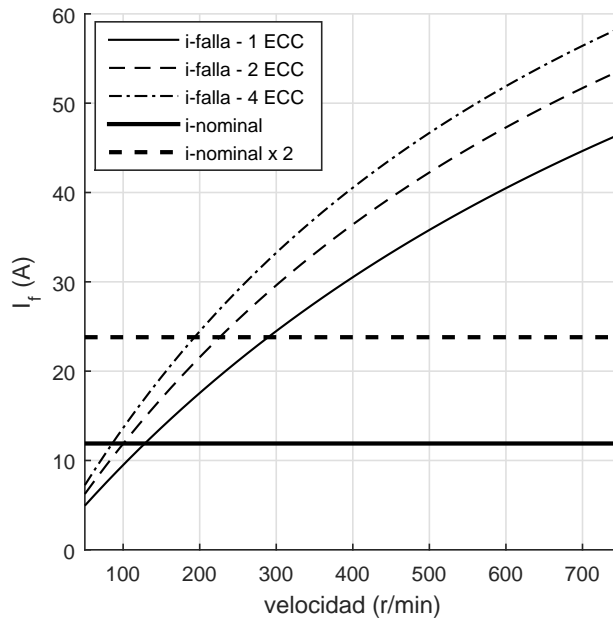


Figura 4.10: Corriente de falla para distintas velocidades.

Es posible observar en la figura cómo la corriente de falla alcanza valores muy por encima del nominal cuando el motor opera a altas velocidades. Sin embargo, también se observa que la corriente de falla no representa un gran riesgo para la integridad de los devanados cuando la velocidad del motor es inferior a 100 r/min. Por lo tanto, se puede concluir que la falla no será degenerativa por debajo de esa velocidad, lo cual ofrece más tiempo para detectar CCEE incipientes. Algunos resultados experimentales de la corriente de falla se presentan en la Tabla 4.4, para el caso de una única espira en cortocircuito y a distintas velocidades.

Se logró comprobar que la estrategia de detección de fallas de CCEE resulta robusta para distintos niveles de carga y también para distintas velocidades. Se propone

Tabla 4.4: Corrientes de falla a distintas velocidades para un MI con una ECC

Corriente	$\omega=240$ r/min	$\omega=360$ r/min	$\omega=720$ r/min
Corriente de fase (A)	7.5	7.5	7.6
Corriente en el cortocircuito (A)	18.2	25.6	48.8

entonces observar la sensibilidad de las señales de diagnóstico cuando el motor presenta variaciones transitorias de carga o velocidad.

4.3.2. Resultados obtenidos a velocidad y carga variable

Uno de los principales objetivos de la presente tesis es el de detectar y diagnosticar fallas en máquinas eléctricas rotativas que operan a velocidad y carga variables en el tiempo. Estos modos de operación resultan muy comunes en ciertas aplicaciones, y de momento no se han reportado en la literatura estrategias que resulten robustas para la detección de fallas en estas condiciones de operación. A continuación se presentan los resultados experimentales obtenidos al aplicar la estrategia propuesta en la presente tesis para la detección de CCEE de una máquina operando a velocidad y carga variables en el tiempo. La máquina empleada en estos ensayos es la misma que la utilizada en los resultados presentados anteriormente.

En la Fig. 4.11 se muestra el resultado de un ensayo realizado en una máquina operando a una velocidad constante de 240 r/min y presentando variaciones de carga. Las variaciones de carga pueden observarse como variaciones en la corriente i_q , que se presenta en la tercer gráfica de la figura. La máquina comienza operando en vacío y un segundo después se le aplica un escalón de carga del 25 % de la nominal. Luego, a los 2 segundos de comenzado el ensayo, se aplica una variación de carga en forma de rampa y la máquina pasa de operar como motor a operar como generador. La máquina bajo ensayo opera como generador con una carga del 50 % durante 1,5 segundos. La duración total del ensayo es de 5 segundos, y como puede observarse en la figura durante los últimos 0.5 segundos del ensayo la máquina vuelve a operar en vacío. Las primeras dos gráficas de la figura presentan las señales de diagnóstico, donde es posible observar que las variaciones de carga sólo generan variaciones en la amplitud

de las señales de diagnóstico, pero no afectan al valor medio de las mismas, señalado en rojo en las figuras. La única variación observable en el valor medio de las señales se produce a los 2.6 segundos de ensayo, y se corresponde con el momento en el que se introduce una falla de una espira en cortocircuito en una de las fases del estator.

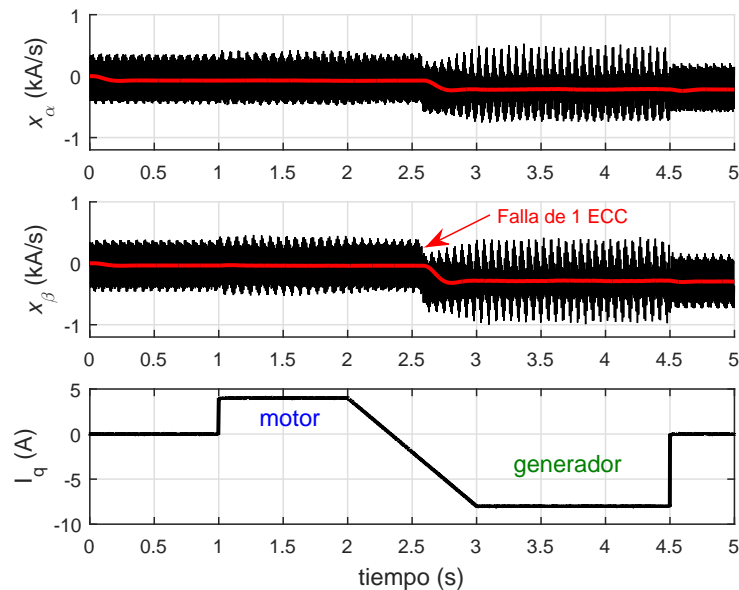


Figura 4.11: Señales de diagnóstico para el MI operando con carga variable en el tiempo.

Los resultados presentados en las Fig. 4.5 a 4.11 demostraron que la estrategia es capaz de detectar fallas de CCEE para el motor operando a velocidad constante, a distintas velocidades, distintos estados de carga e incluso se pudo evaluar la efectividad de la estrategia para el motor operando a carga variable. En la Fig. 4.12 se presenta la validación de la estrategia cuando el motor opera a velocidad variable en el tiempo. Durante los 5 segundos de ensayo la velocidad del motor varía de 240 r/min a 360 r/min, luego disminuye a 300 r/min, y por último retorna a una velocidad de 240 r/min. El motor comienza operando en vacío, y a los 0.7 segundos se aplica un escalón de carga del 50% de la carga nominal. Luego, cuando la velocidad está variando, se introduce una falla de una espira en cortocircuito. Observando el comportamiento de las señales de diagnóstico se puede apreciar que su valor medio cambia como

consecuencia de la falla, y que la detección no se ve afectada por las variaciones de velocidad, ni tampoco por el escalón de carga.

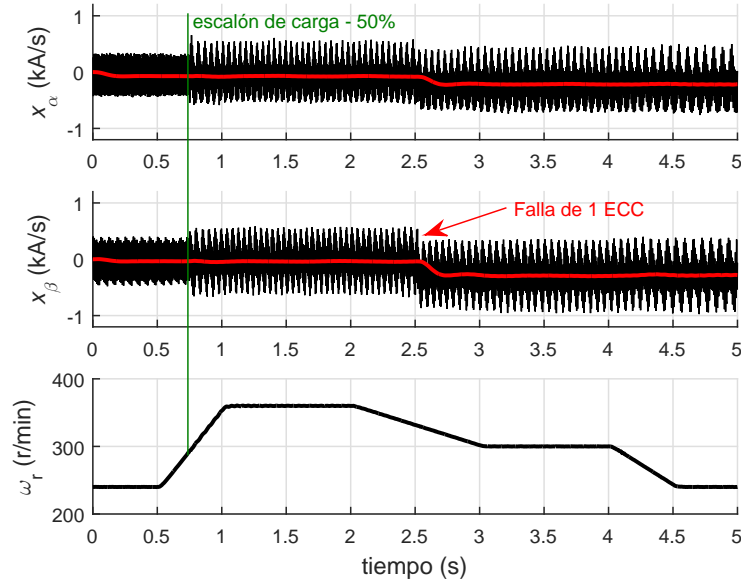


Figura 4.12: Comportamiento de las señales de diagnóstico para el MI operando a velocidad y carga variables en el tiempo.

4.3.3. Algoritmo para el diagnóstico e identificación de la falla

Esta sección presenta un algoritmo para el diagnóstico e identificación de cortocircuitos entre espiras, basado en la estrategia presentada anteriormente. Para ejemplificar la formulación de este algoritmo se obtuvieron una serie de resultados experimentales que se sintetizan en la Fig. 4.13, donde los resultados se presentan como puntos en el plano $\alpha\beta$. La distancia de cada punto hasta (0,0) se calcula mediante la norma euclidiana \bar{x}_α vs \bar{x}_β y su ángulo empleando la siguiente ecuación

$$\theta_{\bar{x}_{\alpha\beta}} = \text{atan2}(\bar{x}_\beta, \bar{x}_\alpha). \quad (4.2)$$

Se presentan resultados de CCEE de distintas severidades y se diferencian también fallas en distintas fases del motor, así como también resultados para el motor sano

operando en diferentes condiciones de carga. En la Fig. 4.13 se muestran un total de 14 resultados, de los cuales cinco corresponden a casos sanos y nueve a ensayos donde el motor presenta un CCEE. Todos los resultados indicados con círculos se realizaron a una velocidad constante de 240 r/min, con el MI funcionando sin carga y con la corriente i_d fija en el valor nominal de 6,5 A. Todos los casos con fallas corresponden al MI utilizado en los resultados experimentales presentados anteriormente.

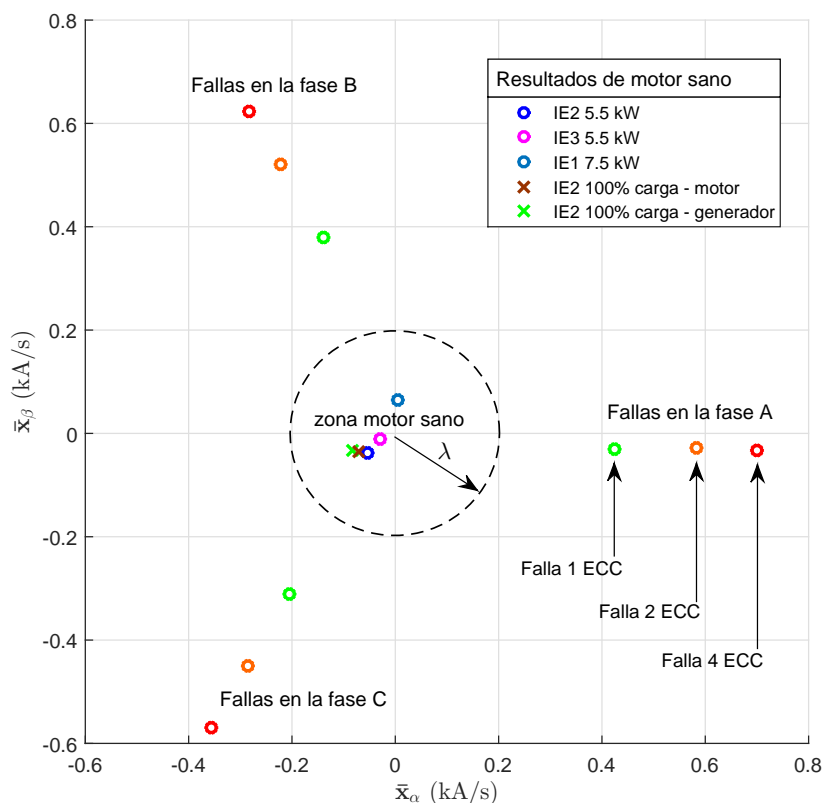


Figura 4.13: \bar{x}_α vs \bar{x}_β en el plano $\alpha\beta$ para distintas condiciones de operación, severidades y ubicación de las fallas. También resultados para máquinas sanas.

Al observar los desplazamientos correspondientes a los casos en que el motor presenta una o más espiras en cortocircuito, se observa en la figura cómo el valor de \bar{x}_α vs \bar{x}_β aumenta con la severidad de la falla, lo cual concuerda con los resultados presentados en la sección anterior. También es posible observar que la dirección del desplazamiento de los puntos está relacionada con la fase defectuosa, lo cual permite

identificar la localización de la falla.

En la figura se dibuja una “zona de motor sano”, que resulta de utilidad para definir la diferencia entre un motor sano y uno con falla, incluso cuando no existe una referencia previa del estado de la máquina. El valor ideal esperado para un motor sano debería estar ubicado en $(0,0)$, pero esto no ocurre debido a leves asimetrías del motor que pueden estar relacionadas con el proceso de construcción del mismo. Estas leves asimetrías serán distintas para distintos motores. Los ensayos del motor bajo falla corresponden con fallas de 1, 2 y 4 espiras en cortocircuito, para cada fase del MI. La diferencia en la posición en el plano de los resultados bajo falla con respecto a los resultados del motor sano resultan notorios, lo cual permite visibilizar la sensibilidad de la estrategia propuesta para el diagnóstico de CCEE del estator.

Dentro de la “zona de motor sano” se comparan cinco resultados, un detalle de la misma se presenta en la Fig. 4.14. Se evaluó la estrategia para tres motores diferentes bajo esta condición. Tres de los casos sanos corresponden a un MI de 5,5 kW, de eficiencia IE2, descrito en la Tabla A.1 y empleado en todos los resultados experimentales presentados anteriormente, en funcionamiento sin carga y a plena carga como motor y generador. Los otros dos motores en buen estado se probaron sin carga, uno de ellos un MI IE3 de 5,5 kW y el otro un MI IE1 de 7,5 kW.

Es importante señalar que para diferentes potencias y también para diferentes niveles de eficiencia las señales de diagnóstico muestran valores medios pequeños para los casos sanos y consistentes entre sí. Para el MI IE2 de 5,5 kW, las diferentes condiciones de carga están marcadas con una “x” en la figura. Incluso funcionando a plena carga, como motor o generador, la norma euclidiana es pequeña en comparación con los casos que presentan CCEE de la Fig. 4.13. La “zona de motor sano” fue definida considerando la máxima asimetría encontrada en estos resultados experimentales de motor sano, la cual fue \bar{x}_α vs $\bar{x}_\beta = 0,09kA/s$. Como criterio, se decidió redondear hacia arriba este máximo valor encontrado, y proponer un límite igual al doble del mismo, quedando como

$$\lambda = 2\|\bar{x}_{\alpha\beta}\|_{max} = 0,2 \text{ kA/s.} \quad (4.3)$$

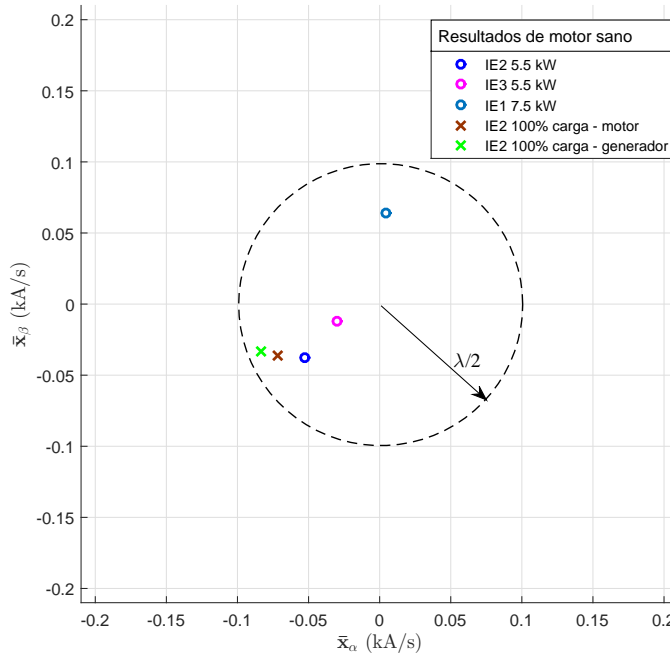


Figura 4.14: Detalle de la zona definida como “de motor sano”, \bar{x}_α vs \bar{x}_β en el plano $\alpha\beta$ para distintas máquinas.

La ubicación de la falla en la Fig. 4.13 se puede determinar mediante la evaluación del ángulo en el que se produce el desplazamiento $\theta_{\bar{x}_{\alpha\beta}}$. Idealmente, el desplazamiento se espera que aparezca en los ángulos 0° , 120° y 240° para las fases A, B y C, respectivamente. El máximo error angular computado se obtuvo para la falla de una única espira en cortocircuito en la fase B, donde el punto que determina la falla de CCEE se ubica en $\theta_{\bar{x}_{\alpha\beta}} = 110^\circ$. Por lo tanto, un límite de $\pm 30^\circ$ se definió como criterio para el diagnóstico.

En base a los resultados presentados, la implementación del método de diagnóstico e identificación de fallas consiste en los siguientes pasos: 1) Se obtienen las derivadas de corriente de cada fase del motor, y en base a ellas se calculan las señales de diagnóstico x_α y x_β . 2) Se supervisa el valor medio de las señales de diagnóstico, detectando CCEE del estator si $\|\bar{x}_{\alpha\beta}\|$ supera el límite estipulado en (4.3). 3) Se calcula el ángulo $\theta_{\bar{x}_{\alpha\beta}}$ como se indica en (4.2) y se analiza la Tabla 4.5 para identificar qué fase del estator es la que presenta el CCEE.

Tabla 4.5: Identificación de la fase bajo falla.

	Rango angular	Fase bajo falla
$\theta_{\bar{x}_{\alpha\beta}}$	$0 \pm 30^\circ$	A
$\theta_{\bar{x}_{\alpha\beta}}$	$120 \pm 30^\circ$	B
$\theta_{\bar{x}_{\alpha\beta}}$	$240 \pm 30^\circ$	C

4.4. Detección y diagnóstico de barras rotas

En la sección anterior se implementó la estrategia de inyección de señales para la detección y diagnóstico de una de las fallas más comunes que ocurren en el estator de cualquier máquina eléctrica rotativa. En esta sección se evalúa la estrategia para la detección de barras rotas en el rotor de un motor de inducción, la cual es la falla de origen eléctrico más común en la parte rotante de este tipo de máquina. Dejando de lado las fallas en rodamientos, que es el componente que más fallas registra en motores con potencias menores a 400 kW, la rotura de barras del rotor resulta una falla muy común en este tipo de máquinas, y por ello su detección ha sido un tema muy investigado durante muchos años [11][40].

La rotura de barras del rotor (RBR) puede ser causada por condiciones de estrés térmico, magnético, ambiental y mecánico, como consecuencia de sobrecargas, desequilibrios de corriente, ruidos electromagnéticos, vibraciones, contaminación y problemas de fabricación. Cuando una barra se rompe, las barras adyacentes a la dañada toman corrientes superiores a su valor de diseño, como se ejemplifica en la Fig. 4.15. Este fenómeno produce un aumento de la temperatura local y una degradación en el rendimiento del MI, lo que puede llevar a la falla total de la máquina [169][170]. El uso de variadores de velocidad para alimentar al MI puede reducir el estrés térmico que se genera durante el arranque de la máquina, sin embargo aumenta las condiciones de estrés en otras situaciones, como la operación a carga variable, el seguimiento de escalones de carga y la operación a muy baja frecuencia. Estas situaciones generan un estrés térmico y mecánico en el rotor, comprometiendo la integridad física de las barras [171][172][173]. Por lo tanto, el diagnóstico incipiente de RBR resulta de gran importancia para evitar fallas catastróficas del motor y paradas no programadas de

los procesos productivos.

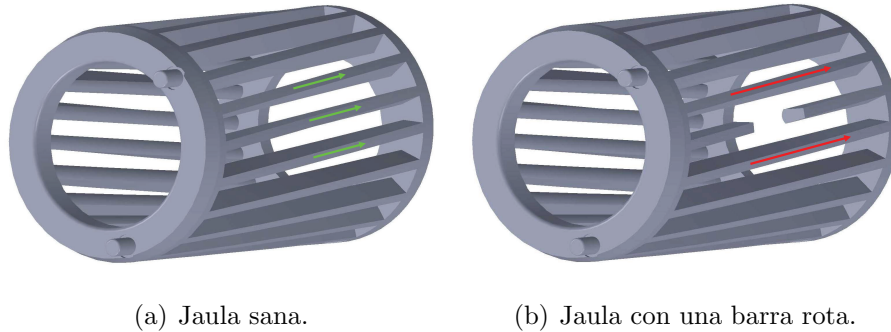


Figura 4.15: Corriente en barras de un rotor sano y un rotor con barra rota.

El principal desafío del diagnóstico de RBR en aplicaciones que emplean variadores de velocidad, es que algunas técnicas pasivas como el análisis de la firma de corriente (MCSA, por sus siglas en inglés) requieren de períodos estables de operación para el diagnóstico de la falla [174], y esto no ocurre con frecuencia. Otro inconveniente se presenta cuando el accionamiento opera con esquemas de control a lazo cerrado, donde los controles de corriente y velocidad pueden enmascarar los típicos indicadores de RBR [175]. Se han propuesto estrategias pasivas para variadores operando a lazo cerrado, como el remuestreo a tiempo no uniforme [176] y el análisis del espectro en frecuencia (FFT) tanto de corriente como de tensión [177], pero ambas técnicas presentan el limitante de no ser efectivas para diagnosticar RBR cuando el par de carga es muy bajo o próximo a cero. Las dificultades que presentan las técnicas pasivas han sido el motivo por el cual se han desarrollado técnicas activas, las cuales evalúan la respuesta de la máquina a la inyección de señales auxiliares que no están destinadas a la producción de par. Algunas estrategias activas empleadas para el diagnóstico de RBR se basan en la inyección de pulsos preestablecidos [95], en la inyección de una tensión pulsante de alta frecuencia [68] o en la inyección de una secuencia de estados activos del inversor [96]. Estas estrategias requieren la modificación temporal de la modulación del inversor, e incluso algunas de ellas requieren cancelar la señal de control mientras se inyecta la señal de alta frecuencia. Esto último puede producir una interacción con el funcionamiento normal de los controladores de corriente,

umentando así la oscilación del par de la máquina. La estrategia que se propone en la presente tesis no requiere de modificar la modulación del inversor y por ende no interactúa con el control de corriente.

Como se demostrara en el capítulo 3, la rotura de barras del rotor genera variaciones en las inductancias del estator que pueden ser detectadas e identificadas mediante la estrategia de inyección de señales propuesta. En el presente capítulo se presentan resultados experimentales de la detección de RBR mediante la estrategia propuesta con dos métodos de implementación distintos, por un lado mediante la medición de las derivadas de corriente en la conexión de neutro [109] y por otro lado mediante la medición en un referencial $\alpha\beta$ [113].

4.4.1. Medición de las derivadas de corriente en la conexión de neutro

La medición de la derivada de corriente en la conexión de neutro implica el análisis de la componente de modo común de las señales \mathbf{x}_{ABC} presentadas en (2.33), lo cual deriva a (2.36) que por cuestiones de facilidad en la lectura también se presenta a continuación

$$L_0 = \frac{U_d}{x_0} = \frac{3}{\mathbf{A}^T (\mathbf{L}_{ss} - \mathbf{L}_{sr} \mathbf{L}_{rr}^{-1} \mathbf{L}_{rs})^{-1} \mathbf{A}} \quad (4.4)$$

Se recuerda que U_d es la tensión de la barra de CC del inversor, y acorde con el modelo presentado en el capítulo 2, \mathbf{L}_{ss} representa las inductancias propias y mutuas del estator, \mathbf{L}_{rr} las inductancias propias y mutuas del rotor, y \mathbf{L}_{sr} las inductancias mutuas entre las fases del estator y los circuitos del rotor, también $\mathbf{L}_{sr} = \mathbf{L}_{rs}^T$.

Medir en la conexión de neutro hace que el esquema de la implementación sea un poco diferente al presentado en la Fig. 4.1. La modificación del mismo lleva al diagrama que puede observarse en la Fig. 4.16.

Para la obtención de los resultados experimentales se emplearon dos rotores de 28 barras y ranuras abiertas, uno de ellos sano y el otro con una barra rota (ver Fig. A.4 del apéndice A.1). Se operó la máquina a una velocidad constante de 240 r/min, sin flujo y sin carga, es decir con las referencias de corriente definidas como $i_d = 0$ A e

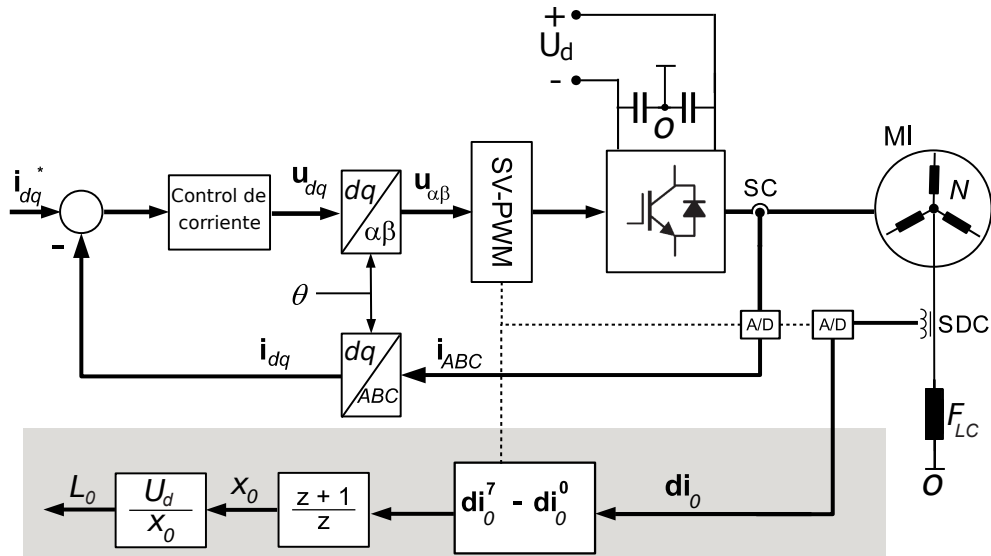


Figura 4.16: Diagrama de bloques de la estrategia de inyección y adquisición de la derivada de corriente en la conexión del neutro.

$i_q = 0$ A, con el objetivo de evaluar sólo el efecto de la señal inyectada. Los resultados obtenidos para el motor sano se presentan en la Fig. 4.17.

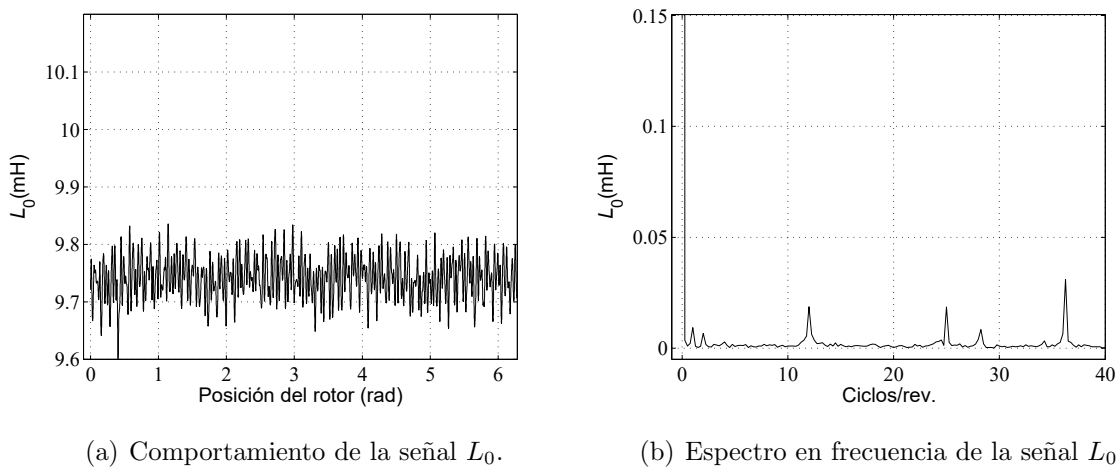


Figura 4.17: Resultados experimentales analizando la derivada de la corriente de neutro de un MI sano.

Si se contrastan estos resultados con los obtenidos mediante el modelo analítico presentados en la Fig. 3.6, se observa que la señal de la Fig. 4.17(a) tiene oscilaciones que no estaban presentes en la señal obtenida mediante el modelo. Esto se debe a

asimetrías propias de la máquina y también al hecho de que el modelo no considera los efectos de la saturación del núcleo ni del flujo rotante. Estas oscilaciones pueden cuantificarse mediante el espectro en frecuencia que se muestra en la Fig. 4.17(b), donde se observan componentes de muy bajo valor respecto a la de continua o valor medio de la señal, se destacan tres componentes a 12, 25 y 36 ciclos/rev. Para observar la posibilidad de detectar barras rotas en el motor, se reemplazó el rotor sano por el rotor con una barra rota y se repitió el ensayo experimental, obteniendo el resultado que se presenta en la Fig. 4.18.

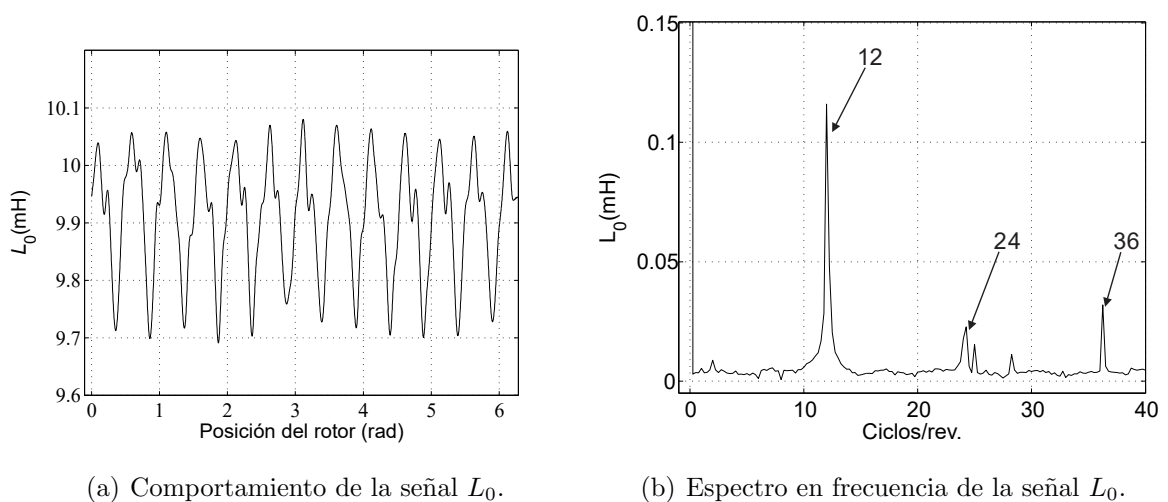


Figura 4.18: Resultados experimentales analizando la derivada de la corriente de neutro de un MI con una barra rota.

Se observa en la Fig. 4.18(a) una componente a 12 ciclos/rev. que resulta bastante notoria y puede cuantificarse a simple vista. Este hecho concuerda con los resultados analíticos de la Fig. 3.9(a), y también resulta acorde el incremento en el valor medio de la señal con respecto al MI sano. En la Fig. 4.18(b) se presenta el espectro en frecuencias de la señal L_0 donde se observa el incremento en las componentes de 12 y 24 ciclos/rev., pero no se observa un aumento notorio de la componente a 36 ciclos/rev. Al comparar los resultados de las Fig. 3.9(b) y 4.18(b) se observa que los valores de las componentes de frecuencia disminuyen en los resultados experimentales, esto se debe a que el modelo analítico no considera las caídas de tensión resistivas presentes en el sistema experimental ni el efecto del filtro en el neutro. Sin embargo,

los resultados experimentales presentados en esta sección nos permiten afirmar que la supervisión de las componentes de 12 y 24 ciclos/rev. en la señal de diagnóstico L_0 permite detectar fallas en barras cuando estas son de carácter incipiente.

Una de las principales ventajas de la medición de derivadas de corriente en la conexión de neutro es la simpleza del dispositivo para la medición, puesto que sólo se necesita uno de los sensores del arreglo de tres sensores que se describe en el apéndice A.2. Una de las desventajas es que la señal medida es de menor amplitud, y por ende puede ser más susceptible al efecto de ruidos y a errores en la medición. Por otro lado, como se mencionó en el capítulo 3, la medición de derivadas en la conexión de neutro no resulta del todo efectiva para la detección de CCEE. Por lo tanto, si se busca una propuesta que permita un diagnóstico de fallas más integral, el análisis de las componentes α y β ofrece mayor flexibilidad pudiendo detectar distintos tipos de fallas. Por este motivo, en la siguiente sección se presentan resultados experimentales de la detección de RBR mediante la medición de las derivadas de corriente en un referencial $\alpha\beta$.

4.4.2. Medición de derivadas de corriente en referencial $\alpha\beta$

La obtención de las derivadas de corriente en un referencial $\alpha\beta$ puede realizarse mediante la conversión de Clarke, a partir de las señales en un referencial ABC , empleando el arreglo de sensores de derivada de corriente que se describe en el apéndice A.2, o sino pueden obtenerse las señales directamente en un referencial $\alpha\beta$ empleando un arreglo de sensores un poco distinto, como se describió en [94] y que se sintetiza en la Fig. 4.19.

Exceptuando por la adquisición de las señales, a priori, el resto del diagrama presentado en la Fig. 4.1 posee las mismas características. Bajo este esquema se obtuvieron resultados experimentales en condiciones similares a los resultados presentados anteriormente, es decir sin excitación fundamental, configurando las referencias de corriente i_d e i_q como idénticas a cero. A diferencia de los ensayos anteriores, se obtuvieron resultados a una velocidad constante de 120 r/min. En la Fig. 4.20 se presentan los resultados experimentales obtenidos para la máquina sana, al haber

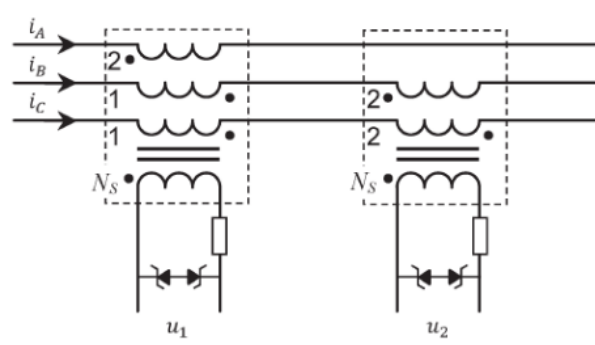
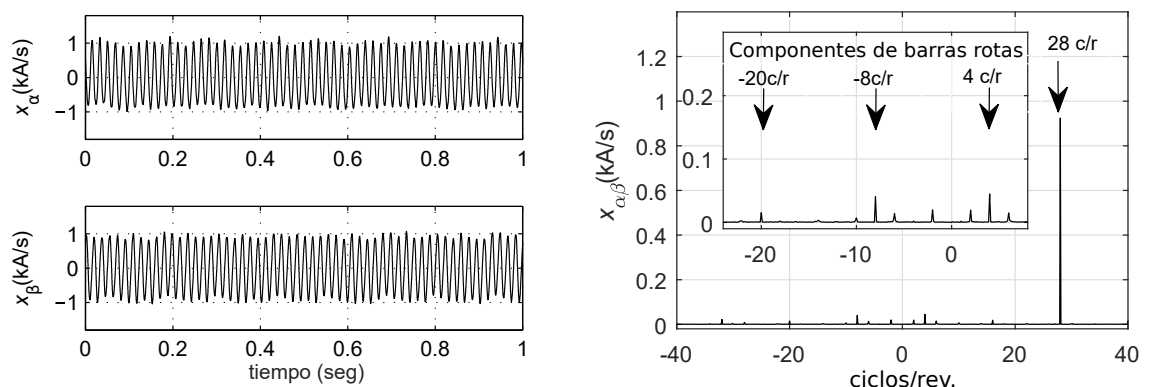


Figura 4.19: Esquema de sensores SDC en un referencial $\alpha\beta$.

adquirido las derivadas de corriente directamente en un referencial $\alpha\beta$. Por otro lado, en la Fig. 4.21 se presentan los resultados de las mismas señales para cuando el motor presenta una barra rota. Si se contrastan estos resultados con los obtenidos mediante el modelo numérico, y que se presentó en la Fig. 3.7 del capítulo 3, se observan claras similitudes.

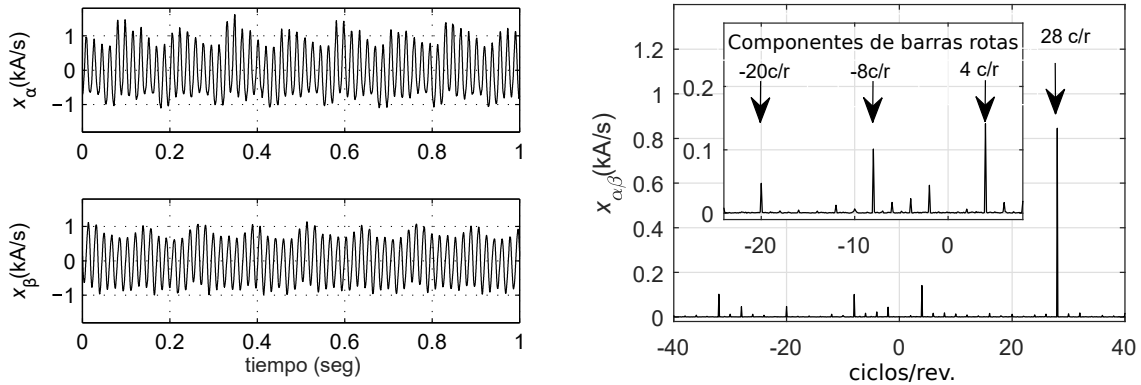


(a) Comportamiento de las señales x_α y x_β .

(b) Espectro en frecuencia de la señal $x_{\alpha\beta}$.

Figura 4.20: Señales de diagnóstico obtenidas al medir las derivadas de corriente directamente en un referencial $\alpha\beta$.

Como es de esperarse, se observa en las señales de diagnóstico una componente fundamental a 28 ciclos/rev. del rotor, correspondiente a la cantidad de barras del rotor, y se observan también variaciones en las componentes de 4, -8 y 20 ciclos/rev., las cuales se asocian a la rotura de barras. Como se mencionó en el capítulo 3, la



(a) Comportamiento de las señales x_α y x_β . (b) Espectro en frecuencia de la señal $x_{\alpha\beta}$.

Figura 4.21: Resultados experimentales para la detección de una barra rota, analizando señales de diagnóstico en un referencial $\alpha\beta$.

frecuencia de estas componentes se corresponden con $2P$, $-4P$ y $-10P$ ciclos/rev. del rotor, al relacionarse con la frecuencia del rotor mediante el número de pares de polos. También pueden expresarse como x_{brk} , donde el subíndice br hace referencia a que se trata de una componente de barras rotas y k puede ser igual 2, -4 y -10 . Además, se observan algunas otras componentes en el espectro de muy baja amplitud, y estas existen como consecuencia de las saliencias inherentes del motor, como la excentricidad del entrehierro.

Si agregamos excitación fundamental a la máquina, obtenemos los resultados que se presentan en la Fig. 4.22,

Estos resultados se obtuvieron con el objetivo de evaluar los efectos de la saturación producida por la componente fundamental de flujo. En la Fig. 4.22, se muestran las señales de diagnóstico para el motor sano con $i_d = 4$ A e $i_q = 10,5$ A. En la figura también se puede observar una nueva componente de magnitud significativa al doble de la frecuencia de flujo ($2f_e$), indicada como CF1. Además, otras nuevas componentes de menor amplitud, también relacionadas con el flujo, en $(-n_r - f_e)$ y $-4f_e$ ciclos/rev se indican como CF2 y CF3, respectivamente, en la misma figura, y donde n_r es el número de ranuras del rotor. Un análisis detallado de la componente principal de flujo se presenta en [123].

Como se observara, las señales de diagnóstico para el motor sano ($x_{\alpha\beta s}$) tienen

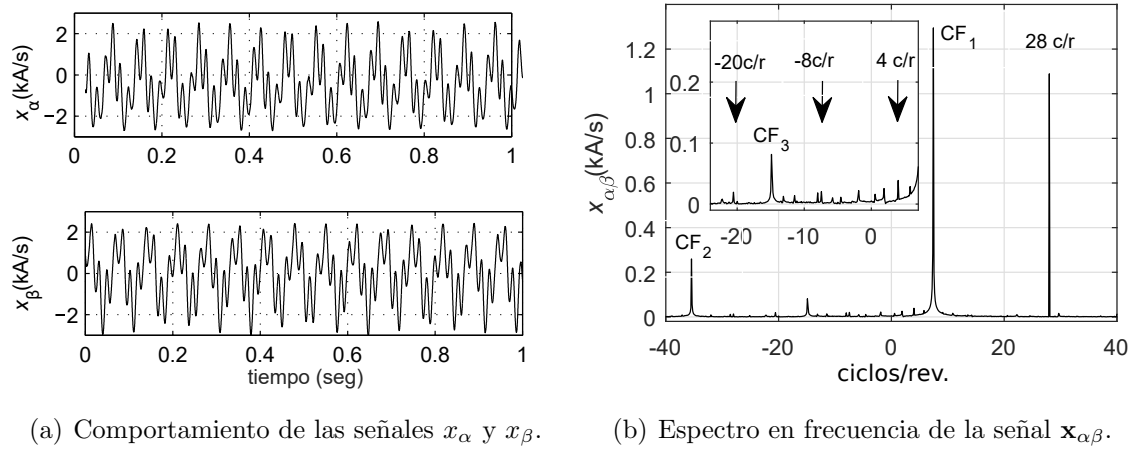


Figura 4.22: Señales de diagnóstico para la máquina sana con excitación fundamental.

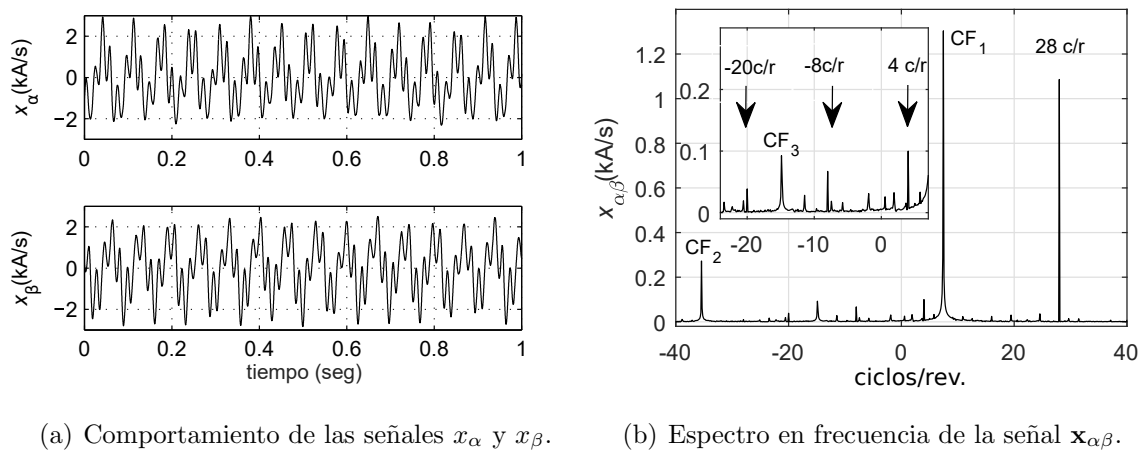


Figura 4.23: Resultados experimentales para la detección de una barra rota, aplicando excitación fundamental al motor.

dos componentes principales. Una de ellas es función de la posición del rotor y tiene n_r ciclos por revolución. La segunda es función de la posición del flujo y se produce por la saturación del núcleo magnético. Estas componentes se pueden escribir como,

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta s} = X_b \begin{bmatrix} \cos(n_r\theta_r - \theta_0) \\ -\text{sen}(n_r\theta_r - \theta_0) \end{bmatrix} + X_f \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \theta_1) \\ -\text{sen}(2\theta - \theta_1) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

donde $\mathbf{x}_{\alpha\beta s} = [x_{\alpha s} \ x_{\beta s}]^T$. X_b y X_f representan la amplitud de las componentes de barra y de flujo. Por otro lado, las señales de diagnóstico que toman en cuenta las

componentes debido a la rotura de barras se describen en la siguiente ecuación

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta f} = \mathbf{x}_{\alpha\beta s} + \sum_{k=2,-4,-10} X_{brk} \begin{bmatrix} \cos(kP\theta_r - \theta_{k0}) \\ -\text{sen}(kP\theta_r - \theta_{k0}) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

donde $\mathbf{x}_{\alpha\beta f} = [x_{\alpha f} \ x_{\beta f}]^T$; y X_{brk} representa la amplitud de las componentes asociadas a la rotura de barras.

Para extraer los componentes para el diagnóstico de RBR (x_{brk}), es posible realizar una proyección de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ sobre marcos de referencia que giran a kP veces la frecuencia del rotor ($k = 2; -4; -10$). Esta proyección se realiza mediante la siguiente transformación:

$$\mathbf{y}_{qdk} = \begin{bmatrix} y_{qk} \\ y_{dk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(kP\theta'_r) & -\text{sen}(kP\theta'_r) \\ \text{sen}(kP\theta'_r) & \cos(kP\theta'_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x'_{\alpha} \\ x'_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

donde el superíndice ' indica que θ y x se vuelven a muestrear a intervalos regulares de posición del rotor. Esto último resulta necesario cuando durante el período observado la velocidad del rotor no es constante, como se detallará en la sección 4.4.3.

Las señales proyectadas se integran con respecto a la posición del rotor:

$$\bar{\mathbf{y}}_{qdk} = \frac{1}{\theta_p} \int_0^{\theta_p} \mathbf{y}_{qdk} d\theta'_r . \quad (4.8)$$

Si el período de integración (θ_p) es lo suficientemente largo y se observan un número entero de revoluciones del rotor, los componentes restantes de la señal de diagnóstico se cancelan y el componente k para el diagnóstico de RBR se puede obtener como,

$$x_{brk} = \sqrt{\bar{y}_{qk}^2 + \bar{y}_{dk}^2} \quad (4.9)$$

Este algoritmo para la extracción de las componentes de diagnóstico también se puede aplicar a las señales muestreadas a intervalos de tiempo constantes, teniendo en cuenta que en cada paso de integración el incremento de la posición es variable.

En la Fig. 4.24 se presenta un análisis de la amplitud de las componentes de barras rotas para distintos estado de carga del motor. Al comparar los valores de

las componentes que permiten la detección de RBR frente a la mismas componentes cuando la máquina se encuentra sana, y frente a distintos estados de carga, se observa que una estrategia basada en el análisis de estas 3 componentes resulta efectiva para detectar RBR para cualquier estado de carga del motor.

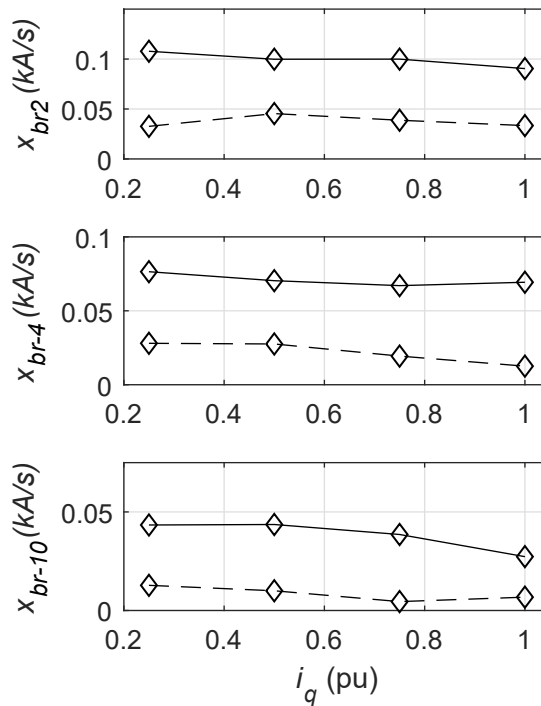


Figura 4.24: Amplitud de las componentes de barras rotas frente a i_q para una condición sana (línea discontinua) y 1 barra rota (línea continua).

Resulta importante señalar que no todas las condiciones de operación de MI permiten desacoplar la componente principal de RBR (a 4 ciclos/rev) de la componente producida por el flujo, CF1 en la Fig. 4.23. Por ejemplo, la componente principal de flujo, a $2f_e$ ciclos/rev, coincide exactamente con la componente RBR a 4 ciclos/rev para la condición sin carga del MI. Además, niveles de carga muy bajos o cambios en el signo de la carga también pueden producir un acoplamiento entre estas componentes en el espectro. En estas condiciones, la componente x_{br2} que se describe en (4.9) no podría ser evaluada adecuadamente, produciéndose así posibles falsos positivos al momento de realizar el diagnóstico. Por el motivo mencionado, se propone evaluar la

diferencia entre ambas componentes de frecuencia (Δf), en ciclos/rev, como indicador de las condiciones de operación del MI, para deshabilitar el proceso de diagnóstico en caso de que sea necesario. Δf se calcula como

$$\Delta f = 2f_e - 2P. \quad (4.10)$$

Donde f_e se puede calcular como $f_e = d\theta/d\theta_r$. Entonces, si el valor absoluto de Δf ($|\Delta f|$) es menor que un cierto límite o si sucede un cruce por cero durante la adquisición de las señales, el proceso de diagnóstico se desactiva. De esta forma, evitamos posibles falsos positivos como consecuencia de condiciones de bajo par de carga o durante cambios repentinos en el signo del par de carga. Esto se empleará como información relevante al momento de evaluar la efectividad de la estrategia bajo distintos estados de carga variable, y también para definir un algoritmo para el diagnóstico efectivo de barras rotas del rotor.

4.4.3. Estrategia de remuestreo para operación a velocidad variable

El análisis de las señales de diagnóstico $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para la detección de barras rotas resulta complejo en condiciones transitorias del MI, debido a su dependencia de la velocidad y el par de carga. Por lo tanto, cuando el motor opera a velocidad variable resulta necesario realizar un remuestreo de las señales de diagnóstico, que inicialmente se muestrean a intervalos de tiempo constantes, tomando en cuenta la variación de la posición del rotor. Después del remuestreo, es posible analizar las señales de diagnóstico empleando herramientas estándar para el procesamiento de señales digitales como la transformada rápida de Fourier.

La implementación del método de remuestreo requiere de incorporar al procesamiento la información relativa a la posición del rotor. Por ello, en el diagrama de la Fig. 4.25, donde se describe la estrategia de inyección de señales, de adquisición de señales y de procesamiento para el diagnóstico, se incluye como entrada de este último bloque la posición del rotor.

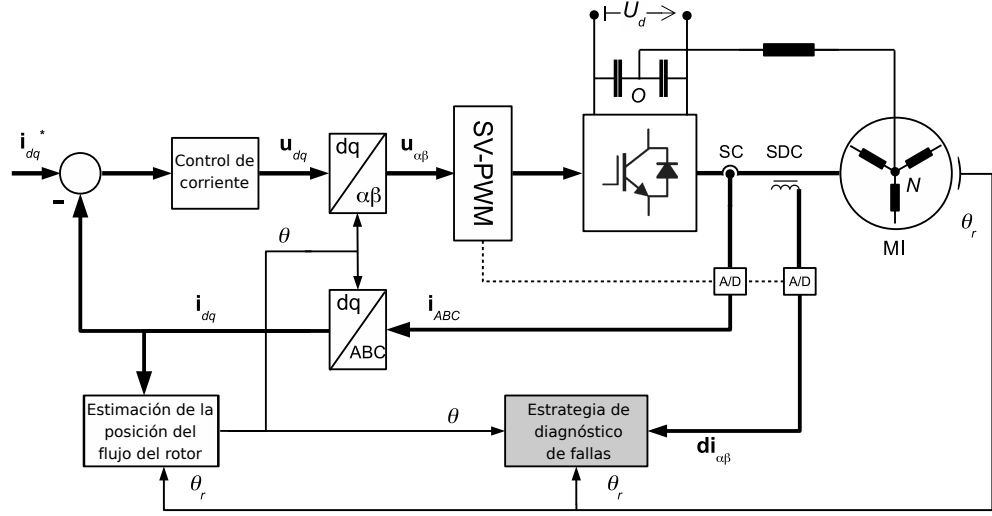


Figura 4.25: Diagrama de bloques de la estrategia de inyección y el procesamiento de las señales para la detección de barras rotas a velocidad variable.

Las señales de diagnóstico ($\mathbf{x}_{\alpha\beta}$) y el vector de posición del rotor ($\boldsymbol{\theta}_r$) muestreados a intervalos de tiempo constantes se puede expresar como

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_{\alpha}(1) & x_{\alpha}(2) & \dots & x_{\alpha}(n) \\ x_{\beta}(1) & x_{\beta}(2) & \dots & x_{\beta}(n) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\boldsymbol{\theta}_r = [\theta_r(1) \quad \theta_r(2) \quad \dots \quad \theta_r(n)]. \quad (4.12)$$

y en base a estas señales es posible obtener un nuevo vector de posición del rotor

$$\boldsymbol{\theta}'_r = [\theta_r(1) \quad \theta_r(1) + \Delta\theta \quad \theta_r(1) + 2\Delta\theta \quad \dots \quad \theta_r(1) + (m-1)\Delta\theta]. \quad (4.13)$$

donde $\Delta\theta$ es el intervalo de posición constante y m es un número entero. Al mismo tiempo, se elige $(m-1)\Delta\theta$ para obtener un número entero de revoluciones del rotor, esto con el fin de mejorar los resultados de la FFT.

Por último, la siguiente señal de diagnóstico remuestreada a intervalos regulares de posición se obtiene mediante una interpolación de las señales originales (4.11) con

respecto al nuevo vector de posición (4.13):

$$\mathbf{x}'_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x'_{\alpha}(1) & x'_{\alpha}(2) & \dots & x'_{\alpha}(n) \\ x'_{\beta}(1) & x'_{\beta}(2) & \dots & x'_{\beta}(n) \end{bmatrix}. \quad (4.14)$$

Para validar la efectividad de la estrategia de remuestreo propuesta, se analiza el caso que se presenta en la Fig. 4.26, donde se observa una variación en las señales de diagnóstico (x_{α} y x_{β}) a la mitad del ensayo experimental, esto como consecuencia de un aumento de la velocidad del rotor. Las señales aquí presentadas fueron muestreadas a intervalos de tiempo constante. El objetivo es entonces emplear la información de la posición del rotor para remuestrear las señales $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$. En la Fig. 4.27 se observan la velocidad y posición del rotor, donde es claro que a 1 segundo de comenzado el ensayo la velocidad aumenta de 60 a 120 r/min y como consecuencia la señal que describe la variación de la posición del rotor duplica su frecuencia.

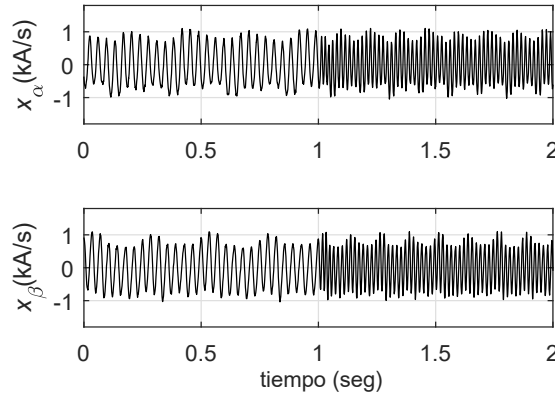


Figura 4.26: Señales $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ con muestras tomadas a intervalos de tiempo constante. Motor operando a velocidad variable.

Analizando la Fig. 4.26 se observa que la variación de la velocidad del rotor sólo impacta en la frecuencia de la señal de diagnóstico, como se observa también en las Fig. 4.9 y 4.12 de la sección 4.3. Bajo estas condiciones la FFT no nos permitirá obtener un buen espectro en frecuencia para realizar un correcto diagnóstico. Empleando la estrategia de remuestreo presentada anteriormente, que permite obtener las señales que se describen en (4.14), se obtienen las señales de diagnóstico como función de la

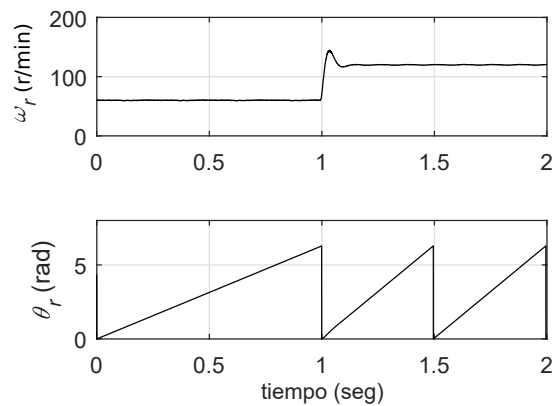


Figura 4.27: Velocidad y posición del rotor del MI.

posición del rotor que se observan en la Fig. 4.28.

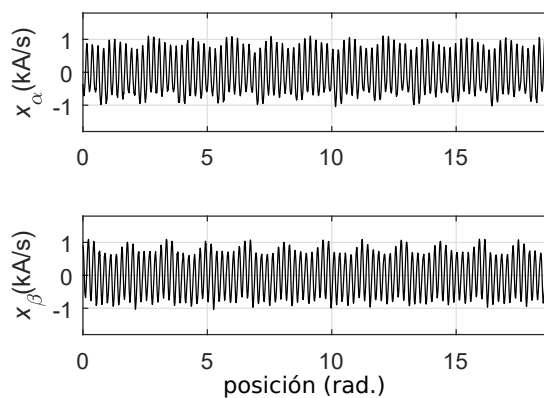


Figura 4.28: Señales $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ remuestreadas a intervalos de posición constantes para un cambio en la velocidad.

A diferencia de lo observado en la Fig. 4.26, las señales de diagnóstico presentadas en la Fig. 4.28 no se ven afectadas por la variación de velocidad, debido a que son señales estacionarias. Esto permite entonces el uso de la FFT para la obtención del espectro, que permitirá realizar el diagnóstico del MI. Empleando esta estrategia de remuestreo se puede tener mayor confianza en la fidelidad del espectro en frecuencia que se obtiene para escenarios a carga variable, por el impacto que esto puede tener en la velocidad, y resulta indispensable para escenarios de velocidad variable.

A continuación se analizan distintos escenarios donde la estrategia de remuestreo es empleada, y se analizan a posteriori el espectro en frecuencia de las señales de diagnóstico. Esto con el objetivo de conocer las limitaciones de la estrategia de diagnóstico de barras rotas propuesta en la presente tesis, y de validar también el potencial de la estrategia de remuestreo presentada anteriormente.

En la Fig. 4.29(a) se presentan resultados experimentales con variaciones de carga a velocidad constante para evaluar el desempeño de la estrategia en condiciones transitorias. Se muestran en la figura la velocidad del rotor (ω_r), la corriente i_q y la variable Δf para un escalón de carga, donde i_q varía de 7 A a 14 A. Se puede observar claramente que al aumentar la carga también aumenta la separación de frecuencia entre la componente de falla a 4 ciclos/rev y la componente de flujo CF1. En la Fig. 4.29(b) se muestra el espectro de la señal remuestreada en función de la posición del rotor. Se puede observar que la componente de 4 ciclos/rev no cambia mientras que la componente de flujo varía produciendo una dispersión en el espectro.

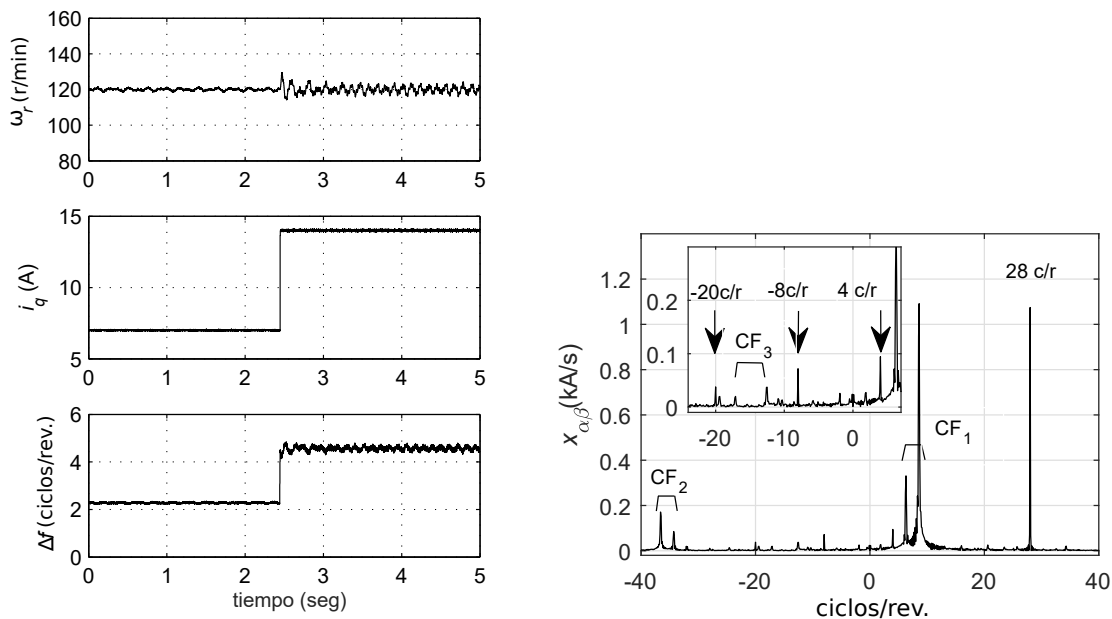
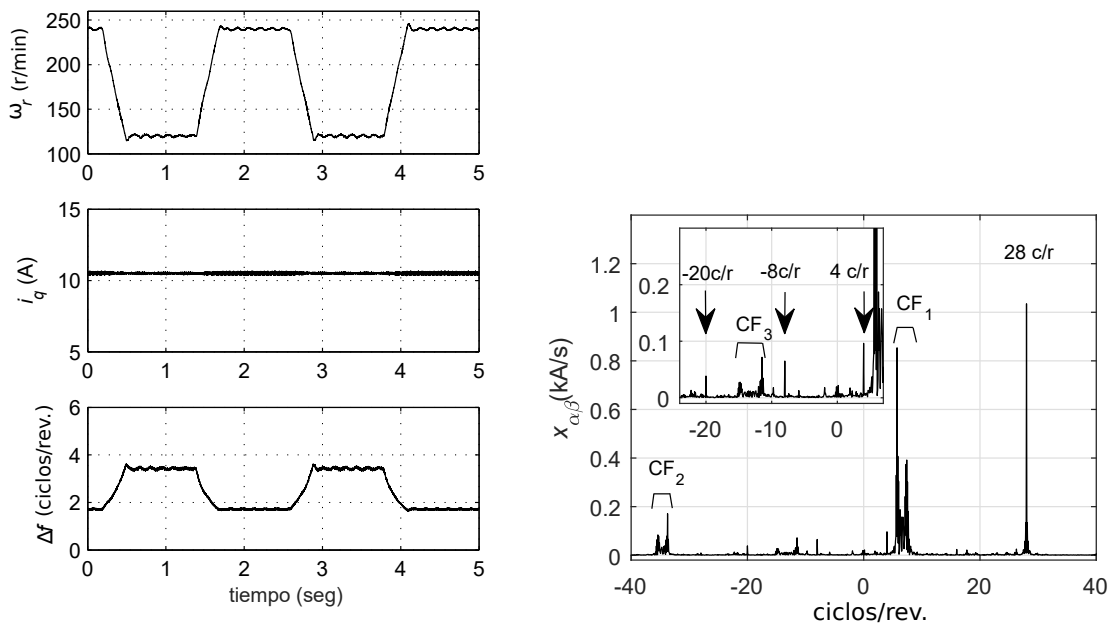
(a) Velocidad (ω_r), corriente i_q y Δf .(b) FFT de $x_{\alpha\beta}$ para un MI con una barra rota.

Figura 4.29: Resultados experimentales para la detección de una barra rota, motor operando con carga variable.

En la Fig. 4.30(a) se presentan resultados experimentales con variaciones de velocidad a carga constante para evaluar el desempeño de la estrategia en otra condición transitoria. Como puede observarse en la figura, el perfil de velocidad que se empleó para el ensayo tiene forma trapezoidal, variando entre 120 y 240 r/min. En la figura también se presenta el comportamiento de la separación de frecuencias Δf , donde puede observarse que aumenta cuando la velocidad disminuye. La Fig. 4.30(b) muestra el espectro en frecuencias de las señales de diagnóstico, obtenido para el ensayo mencionado. Debido a que las señales son remuestreadas con respecto a la posición del rotor, las componentes de barras rotas no cambian de posición en el espectro, mientras que las componentes del flujo sí lo hacen.



(a) Velocidad (ω_r), corriente i_q y Δf .

(b) FFT de $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ para un MI con una barra rota.

Figura 4.30: Resultados experimentales para la detección de una barra rota, motor operando a velocidad variable.

También se obtuvieron resultados experimentales con el motor operando a velocidad y carga variables. Para este ensayo se mantuvo el perfil de velocidad presentado anteriormente, pero además se aplicó en un tiempo $t = 2,4$ s un escalón en la corriente en i_q . La Fig. 4.31(a) muestra la velocidad del rotor, la corriente i_q y Δf . El espectro

de frecuencia de la señal de diagnóstico se muestra en la Fig. 4.31(b). Se puede observar nuevamente que la componente de 4 ciclos/rev permanece invariable durante estos transitorios.

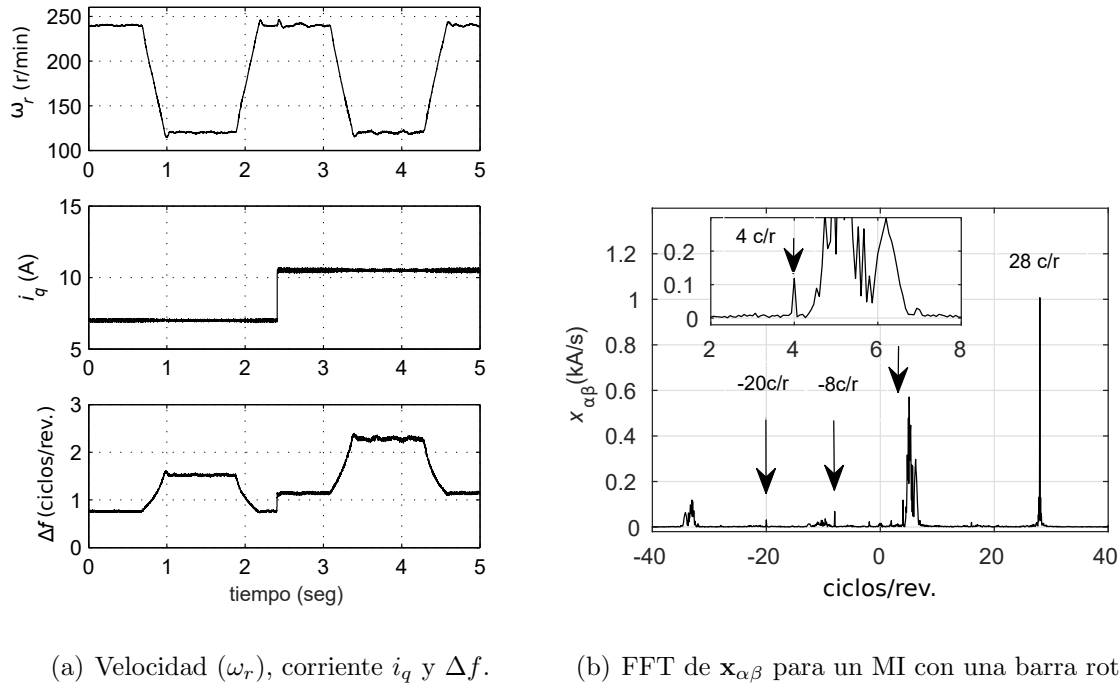


Figura 4.31: Resultados experimentales para la detección de una barra rota, motor operando a velocidad y carga variable.

Con el objetivo de analizar una situación en la cual la componente principal de barra rota (a 4 ciclos/rev) no se pueda distinguir respecto a la componente de flujo, se realizó un ensayo aplicando un cambio en el signo de la corriente i_q . Esto implica que la máquina durante el ensayo cambia su modo de operación, pasando de trabajar como motor a generador. En la Fig. 4.32(a) se muestran la velocidad del rotor, la corriente i_q y Δf . Se observa en la figura que un cambio de signo de i_q también produce un cambio de signo de Δf . Este cambio en el signo indica un acoplamiento entre la componente de barra rota a 4 ciclos/rev y la componente principal de flujo. Como consecuencia, la estrategia de diagnóstico debe inhabilitarse en un escenario como este, con el fin de prevenir falsos positivos. La Fig. 4.32(b) muestra el espectro de la señal de diagnóstico, donde se puede observar el acoplamiento entre las componentes

mencionadas.

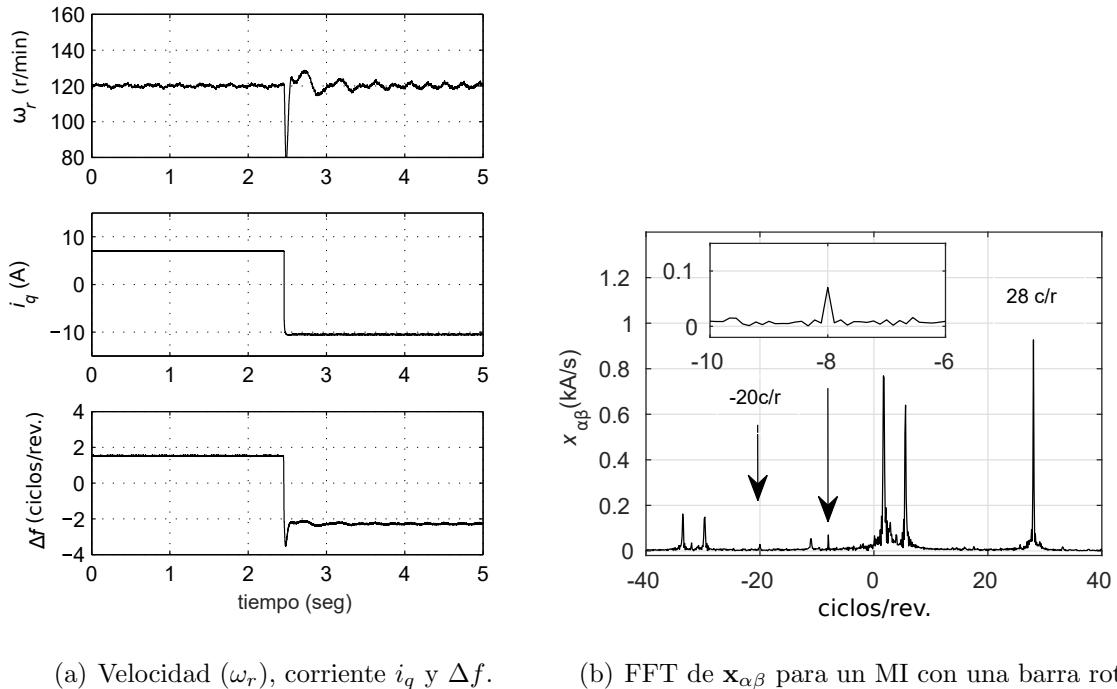


Figura 4.32: Resultados experimentales para la detección de una barra rota. Efectos del cambio de signo en la carga del motor.

4.4.4. Algoritmo para el diagnóstico e identificación de la falla

En esta sección se propone un algoritmo para el diagnóstico e identificación de roturas de barras del rotor en motores de inducción, basado en los análisis de las señales de diagnóstico que fueran descriptos en las secciones previas. La Fig. 4.33 muestra el diagrama de flujo que esquematiza el algoritmo propuesto. El primer paso para la detección de RBR consiste en la medición de las derivadas de la corriente del estator ($\mathbf{di}_{\alpha\beta}$) y la posición del rotor (θ_r), y también el cálculo de la posición del flujo del rotor (θ), como se mencionara en las secciones anteriores. El segundo paso consiste en el procesamiento de las derivadas de corriente realizando la diferencia entre las muestras en los estados u_7 y u_0 para obtener las señales de diagnóstico $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$.

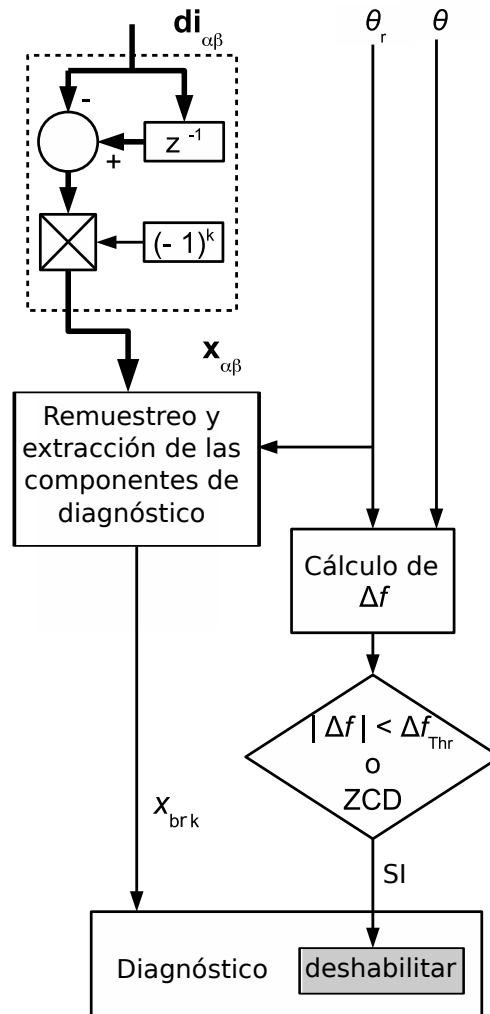


Figura 4.33: Diagrama de flujo que describe el algoritmo para el diagnóstico e identificación de barras rotas en MI.

Una vez que se calcula $x_{\alpha\beta}$, se remuestrean las señales en función de la posición del rotor, como se explicó en la Sección 4.4.3. La extracción de las componentes asociadas a la rotura de barras (x_{brk}) podría realizarse observando directamente el espectro FFT. Sin embargo, se propone el uso del algoritmo para la extracción de estas componentes, que se describió en (4.5)-(4.9) de la sección 4.4.2.

Además, como se mencionó en la sección anterior, para ciertas condiciones de operación se debe deshabilitar la estrategia de diagnóstico, esto con el objetivo de evitar falsos positivos. Para ello, se realiza el cálculo de Δf (4.10) y se compara con

un umbral (Δf_{Thr}). Como criterio, el valor umbral se definió en base a la resolución de la FFT (0.1 ciclos/rev.), tomando el doble de la misma, como $\Delta f_{\text{Thr}} = 0,2$ ciclos/rev. También se incluye en el mismo bloque un detector de cruce por cero para Δf (ZCD, por sus siglas en inglés). La implementación del algoritmo detallado, en base a la estrategia de inyección de señales que se propone en la presente tesis, ofrece la posibilidad de realizar un diagnóstico automático de rotura de barras del rotor en MI.

4.5. Conclusiones

En este capítulo se describió el banco de ensayos empleado para la obtención de resultados experimentales de la estrategia de diagnóstico de fallas en MI que se describe en la presente tesis. Se detallaron los ensayos experimentales realizados para la detección y diagnóstico de fallas de cortocircuito entre espiras del estator, así como también para la detección de rotura de barras del rotor. Se observó la posibilidad de diagnosticar ambos tipos de fallas con la máquina operando con un sistema de control a lazo cerrado, y bajo distintos modos de operación. También, se pudieron contrastar muchos de los resultados experimentales obtenidos con los resultados analíticos y de simulación que se presentaron en las secciones anteriores.

Se analizaron los resultados de un total de 29 ensayos experimentales para la detección de CCEE del estator. Se pudo observar la efectividad de la estrategia propuesta frente a distintos escenarios de carga y velocidad, así como también para la detección y diagnóstico de fallas de distinta severidad. Se demostró, como resultado de los ensayos realizados, que la estrategia es inmune a las variaciones de carga y velocidad, y que incluso resulta efectiva cuando estas variaciones suceden durante el período de tiempo en que se adquieren las señales de diagnóstico. Para estos escenarios de alta complejidad, donde muchas estrategias de diagnóstico convencionales no son capaces de detectar la presencia CCEE del estator o arrojan falsos positivos, la estrategia que se propone en la presente tesis es capaz de detectar fallas de tan sólo una espira en cortocircuito, que para el motor empleado en los ensayos experimentales representa un 0.6 % del total del bobinado de la fase bajo falla. Se presentó también

un algoritmo para la detección y diagnóstico de este tipo de fallas, donde se demostró que la técnica no requiere del conocimiento previo del estado de la máquina para realizar un correcto diagnóstico, pudiendo detectarse no sólo la severidad de la falla, sino también identificar la fase afectada.

Para la detección de rotura de barras del rotor se presentaron dos estrategias distintas, una basada en la medición de las derivadas de corriente en la conexión del neutro del motor, y otra basada en la medición de las derivadas de corriente en las fases del estator, adquiriendo estas últimas señales directamente en un referencial $\alpha\beta$. Para ambos casos se describió mediante un diagrama de bloques tanto la estrategia de inyección como la adquisición y procesamiento de señales. Para la primera propuesta se analizaron sólo dos ensayos experimentales, que demuestran la posibilidad de diagnosticar este tipo de fallas con la máquina operando a velocidad constante y sin carga. Para la segunda propuesta se analizaron un total de 13 ensayos experimentales, demostrando la efectividad de esta propuesta para detectar fallas de rotura de barras de rotor frente a distintos escenarios de carga y velocidad, y también para escenarios de carga y velocidad variables en el tiempo. Como la detección de rotura de barras del rotor requiere del análisis de ciertas componentes de frecuencia en las señales de diagnóstico que se ven afectadas por la velocidad, se presentó también una estrategia de remuestreo de las señales en base a la posición del rotor, haciendo más robusta la estrategia para estos estados de operación transitorios. En todos estos ensayos la falla detectada fue del tipo incipiente, implicando la rotura de una única barra del rotor. Se demostró que la estrategia puede arrojar falsos positivos si se encuentra operando con muy poca carga, o si la carga cambia de sentido durante la adquisición de las señales empleadas para el diagnóstico. Se presentó también un algoritmo para la detección de barras rotas, el cual tiene el potencial de ser aplicado como método automático para la detección de este tipo de fallas. Este incluye un análisis de las señales, que permite evitar falsos positivos, deshabilitando el diagnóstico cuando suceden los escenarios de operación previamente mencionados.

A modo general, los resultados experimentales demuestran la efectividad y robustez de la estrategia de inyección de señales de secuencia cero, y la adquisición y análisis de las derivadas de corrientes, como propuesta para la detección y diagnóstico

de CCEE del estator y de rotura de barras del rotor en MI. Se detectaron experimentalmente estas fallas en la máquina cuando está trabajando bajo un sistema de control a lazo cerrado y bajo diversos modos de operación, inclusive en períodos transitorios de carga y velocidad.

Capítulo 5

Conclusiones y trabajos futuros

5.1. Conclusiones

En esta tesis se presentó una estrategia para el diagnóstico e identificación de fallas en MER alimentadas por inversores, mediante la inyección de señales de secuencia cero de alta frecuencia. La propuesta se basa en el análisis de las derivadas de las corrientes de la MER cuando se realiza la inyección de señales. Se demostró que esta estrategia permite el diagnóstico de CCEE del estator y de barras rotas del rotor en MI, sin la necesidad de modificar la modulación vectorial estándar del inversor. La estrategia presentada posee la desventaja de que la máquina debe estar conectada en estrella y debe tenerse acceso al neutro, el cual debe conectarse mediante un filtro pasivo al centro de la barra de CC del inversor.

En el capítulo 2 se presentó un modelo de circuitos múltiplemente acoplados del MI y cómo, empleando este modelo, es posible describir la estrategia de diagnóstico. Además, se modeló al MI sano y también considerando las fallas mencionadas, obteniendo resultados analíticos de implementar la estrategia de diagnóstico propuesta. Así, fue posible demostrar la factibilidad teórica de aplicar una estrategia que no requiera de modificar la modulación vectorial del inversor para realizar la inyección de señales deseada. Se demostró que evaluar las derivadas de las corrientes durante los instantes en que se realiza la inyección permite obtener señales que pueden ser empleadas para el diagnóstico de fallas.

Se presentó también, en el capítulo 3, un modelo de simulación del accionamiento eléctrico completo. Es decir, de la MER, el inversor que alimenta la MER, la implementación de la inyección de señales y el sistema de control a lazo cerrado. Se describió al modelo mediante una representación del sistema en variables de estado. A partir de este modelo de simulación se obtuvieron resultados numéricos de aplicar la estrategia de diagnóstico, se pudieron detectar las fallas modeladas, y se pudo evaluar el impacto de la inyección de señales en el par de la máquina. Se analizaron también variantes de la misma técnica, evaluando el impacto en el par y en las señales de diagnóstico de emplear distintas configuraciones del filtro pasa-banda colocado en la conexión del neutro. Los resultados obtenidos demuestran que la estrategia propuesta no genera un impacto significativo en el ripple de par, lo cual es una ventaja frente a otras estrategias de diagnóstico basadas en la inyección de señales.

En el capítulo 4 se presentaron resultados experimentales, demostrando que la estrategia propuesta permite el diagnóstico efectivo de barras rotas en el rotor y de cortocircuitos entre espiras del estator, cuando la máquina opera con un sistema de control a lazo cerrado. Se realizó el diagnóstico de fallas con la máquina operando a distintos niveles de carga y velocidad, y también a velocidad y carga variable en el tiempo. Para todas estas condiciones de operación las fallas detectadas fueron del tipo incipientes, es decir fallas de baja severidad, pudiendo detectar experimentalmente la rotura de una única barra del rotor en un MI con 28 barras y también el cortocircuito de una única espira del estator, lo que representa un 0,6 % del total del bobinado para el MI utilizado en los ensayos. Dado que la mayoría de las estrategias de diagnóstico precisan de una operación estable de la MER para realizar un correcto diagnóstico de fallas incipientes, lograr un diagnóstico efectivo incluso en las condiciones que fueron mencionadas se presenta como una ventaja de la estrategia propuesta.

5.2. Propuestas de trabajos futuros

Durante el desarrollo de esta tesis se identificaron diversos temas de interés que pueden ser parte de futuras propuestas de trabajo o líneas de investigación. Por un lado, temas relacionados al modelado del accionamiento completo del MI y las

posibles aplicaciones de dicho modelo implementado en simulación. Por otro lado, temas relacionados a la inyección de señales de secuencia cero como estrategia para la detección de fallas en MER.

5.2.1. Modelado y simulación del accionamiento completo

El modelo de simulación propuesto resulta de gran flexibilidad para el análisis de sistemas de control, la implementación de distintas estrategias de inyección de señales, el diagnóstico de distintos tipos de fallas en la máquina modelada y también en otros componentes del accionamiento, pudiendo evaluarse también estrategias tolerantes a fallas.

En cuanto al análisis de sistemas de control, contar con un modelo del MI más detallado que el modelo dinámico en referencial dq empleado convencionalmente en el diseño de sistemas de control permite, por ejemplo, evaluar la sensibilidad de la estrategia de control frente a variaciones en el par producidas por las saliencias de la máquina. Por otro lado, si bien en la presente tesis se analizó un MI y una estrategia de inyección de señales en particular, otras propuestas de inyección de señales pueden evaluarse empleando el mismo modelo. Esto con el fin de conocer la efectividad de otras estrategias para el diagnóstico de las fallas modeladas, y también evaluar el impacto de la inyección de señales en el par y en la distorsión de las corrientes. Otra potencialidad del modelo de simulación es la posibilidad de evaluar escenarios de fallas en otros componentes del accionamiento, como fallas en los sensores de corriente o en las llaves del inversor. Esto último permitirá analizar opciones de estrategias de control tolerantes a fallas, trabajando con un modelo detallado de la máquina.

5.2.2. Diagnóstico de fallas mediante inyección de señales

Se demostró que la estrategia de inyección de señales de secuencia cero permite el diagnóstico de fallas en MI, al evaluar las variaciones que estas fallas generan en el acoplamiento entre los circuitos de rotor y estator. Debido a esto, se considera que la estrategia propuesta puede ser empleada para la detección de fallas en otro tipo de máquinas, como por ejemplo las MSIP o los MR. Además, se considera que es posible

evaluar la detección de otros tipos de fallas, como problemas de excentricidad en el entrehierro.

En cuanto a la aplicación de la estrategia para la detección de fallas en otro tipo de MER, se considera que la estrategia de detección de CCEE podría ser extrapolable a MSIP y a MR, dado que las características constructivas de los bobinados del estator resultan similares para las distintas tecnologías. Por otro lado, si bien la detección de rotura de barras es una falla particular de los MI, otro tipo de asimetrías en el rotor, como puede ser la desmagnetización de imanes en MSIP, también generan variaciones en las inductancias de acoplamiento, y por ende la estrategia de inyección de señales propuesta podría ser estudiada para la detección de este tipo de fallas.

Por último, la estrategia aquí propuesta requiere de la medición de derivada de corriente con sensores específicos para tal tarea. Pero, sin embargo, se podría emplear una estrategia similar con un equipamiento portátil que mida las tensiones y corrientes con alta frecuencia en máquinas alimentadas por variadores de velocidad comerciales. Se podrían emplear las mediciones de tensión tan sólo para la identificación de los instantes en que se aplican los estados nulos de la modulación vectorial, y las mediciones de corriente para el cálculo de sus derivadas en esos instantes. Para concretar la inyección de señales se debe tener acceso tanto al neutro del motor como al centro de la barra de CC del inversor, y deben conectarse ambos mediante un filtro durante el tiempo que se realice la evaluación del estado de la máquina. Un trabajo preliminar basado en esta última propuesta fue presentado en un congreso nacional en el año 2020.

Bibliografía

- [1] H. Toliyat, S. Nandi, S. Choi, y H. Meshgin-Kelk, *Electric machines: modeling, condition monitoring, and fault diagnosis*. CRC Press, Ago. 2013.
- [2] S. de Ahorro y Eficiencia Energética, “Guía de eficiencia energética para motores eléctricos,” Ministerio de Energía y Minería de la Nación, Tech. Rep., 2017.
- [3] W. Qiao y D. Lu, “A survey on wind turbine condition monitoring and fault diagnosis?part i: Components and subsystems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 10, pp. 6536–6545, 2015.
- [4] Walford, Christopher A., “Wind turbine reliability: Understanding and minimizing wind turbine operation and maintenance costs,” Sandia National Laboratories, Tech. Rep., 2006.
- [5] Du Bochao, Cui Shumei, Han shouliang, Wu Guoliang, y Xu Bingliang, “A simple diagnosis of winding short-circuited fault of pmsm for electric vehicle,” en *2012 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2012, pp. 88–91.
- [6] W. Lang, Y. Hu, C. Gong, X. Zhang, H. Xu, y J. Deng, “Artificial intelligence-based technique for fault detection and diagnosis of ev motors: A review,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 8, no. 1, pp. 384–406, 2022.
- [7] C. Desai, H. R. Mehta, y P. Pillay, “Fabrication and assembly method for synchronous reluctance machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 4227–4235, 2018.

-
- [8] V. Yaramasu, B. Wu, P. C. Sen, S. Kouro, y M. Narimani, “High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 5, pp. 740–788, 2015.
- [9] S. Bindu y V. V. Thomas, “Diagnoses of internal faults of three phase squirrel cage induction motor ? a review,” en *2014 International Conference on Advances in Energy Conversion Technologies (ICAECT)*, 2014, pp. 48–54.
- [10] H. Henao, G. Capolino, M. Fernandez-Cabanas, F. Filippetti, C. Bruzzese, E. Strangas, R. Pusca, J. Estima, M. Riera-Guasp, y S. Hedayati-Kia, “Trends in fault diagnosis for electrical machines: A review of diagnostic techniques,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 2, pp. 31–42, 2014.
- [11] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, y G.-A. Capolino, “Advances in Electrical Machine, Power Electronic, and Drive Condition Monitoring and Fault Detection: State of the Art,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1746–1759, Mar. 2015.
- [12] P. J. Tavner, “Review of condition monitoring of rotating electrical machines,” *IET Electric Power Applications*, vol. 2, no. 4, pp. 215–247, 2008.
- [13] S. Choi, M. S. Haque, M. T. B. Tarek, V. Mulpuri, Y. Duan, S. Das, V. Garg, D. M. Ionel, M. A. Masrur, B. Mirafzal, y H. A. Toliyat, “Fault diagnosis techniques for permanent magnet ac machine and drives? a review of current state of the art,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 444–463, 2018.
- [14] E. Lau y H. Ngan, “Detection of motor bearing outer raceway defect by wavelet packet transformed motor current signature analysis,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 59, no. 10, pp. 2683–2690, 2010.
- [15] P. Bangalore y L. B. Tjernberg, “An artificial neural network approach for early fault detection of gearbox bearings,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 6, no. 2, pp. 980–987, 2015.

- [16] C. Pezzani, J. Bossio, A. Castellino, G. Bossio, y C. De Angelo, “Bearing fault detection in wind turbines with permanent magnet synchronous machines,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 12, no. 7, pp. 1199–1205, 2014.
- [17] D. S. Fonseca y A. J. Marques Cardoso, “On-line stator fault diagnosis in switched reluctance motors,” en *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2017, pp. 360–365.
- [18] M. A. Mazzoletti, G. R. Bossio, C. H. De Angelo, y D. R. Espinoza-Trejo, “A Model-Based Strategy for Interturn Short-Circuit Fault Diagnosis in PMSM,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 9, pp. 7218–7228, Sep. 2017.
- [19] J. Faiz, H. Nejadi-Koti, y Z. Valipour, “Comprehensive review on inter-turn fault indexes in permanent magnet motors,” *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 1, pp. 142–156, Jan. 2017.
- [20] M. Drif y A. J. M. Cardoso, “Stator Fault Diagnostics in Squirrel Cage Three-Phase Induction Motor Drives Using the Instantaneous Active and Reactive Power Signature Analyses,” *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 1348–1360, May. 2014.
- [21] B. M. Ebrahimi y J. Faiz, “Magnetic field and vibration monitoring in permanent magnet synchronous motors under eccentricity fault,” *IET Electric Power Applications*, vol. 6, no. 1, pp. 35–45, 2012.
- [22] O. Vitek, M. Janda, V. Hajek, y P. Bauer, “Detection of eccentricity and bearings fault using stray flux monitoring,” en *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics Drives*, 2011, pp. 456–461.
- [23] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, y R. Leidhold, “Online Voltage Sensorless High-Resistance Connection Diagnosis in Induction Motor Drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4374–4384, Jul. 2015.

- [24] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, Y. Gritli, G. Serra, F. Filippetti, y D. Casadei, “Online detection of high-resistance connections in multiphase induction machines,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4505–4513, 2015.
- [25] J. Martinez, A. Belahcen, y A. Muetze, “Analysis of the vibration magnitude of an induction motor with different numbers of broken bars,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2711–2720, 2017.
- [26] R. Romary, R. Pusca, J. P. Lecointe, y J. F. Brudny, “Electrical machines fault diagnosis by stray flux analysis,” en *2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, 2013, pp. 247–256.
- [27] J. Riba Ruiz, J. A. Rosero, A. Garcia Espinosa, y L. Romeral, “Detection of demagnetization faults in permanent-magnet synchronous motors under nonstationary conditions,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 7, pp. 2961–2969, 2009.
- [28] J. Faiz y E. Mazaheri-Tehrani, “Demagnetization modeling and fault diagnosing techniques in permanent magnet machines under stationary and nonstationary conditions: An overview,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 3, pp. 2772–2785, 2017.
- [29] F. Cheng, C. Wei, L. Qu, y W. Qiao, “Fault diagnosis of wind turbine gearbox using dfig stator current analysis,” en *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2016, pp. 1–7.
- [30] S. Kumar, D. Mukherjee, P. K. Guchhait, R. Banerjee, A. K. Srivastava, D. N. Vishwakarma, y R. K. Saket, “A comprehensive review of condition based prognostic maintenance (cbpm) for induction motor,” *IEEE Access*, vol. 7, pp. 90 690–90 704, 2019.
- [31] I. Sadeghi, H. Ehya, J. Faiz, y H. Ostovar, “Online fault diagnosis of large electrical machines using vibration signal-a review,” en *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) 2017 Intl*

- Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*, 2017, pp. 470–475.
- [32] D. Wang, K. Tsui, y Q. Miao, “Prognostics and health management: A review of vibration based bearing and gear health indicators,” *IEEE Access*, vol. 6, pp. 665–676, 2018.
- [33] Yi Du, T. G. Habetler, y R. Gordon Harley, “Methods for thermal protection of medium voltage induction motors ? a review,” en *2008 International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*, 2008, pp. 229–233.
- [34] O. Wallscheid, T. Huber, W. Peters, y J. Bocker, “Real-time capable methods to determine the magnet temperature of permanent magnet synchronous motors ? a review,” en *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2014, pp. 811–818.
- [35] W. T. Thomson y I. Culbert, “Motor Current Signature Analysis for Induction Motors,” en *Current Signature Analysis for Condition Monitoring of Cage Induction Motors: Industrial Application and Case Histories*. IEEE, 2017, pp. 1–37, iISSN: null.
- [36] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, y A. Rezzoug, “Fault diagnosis in industrial induction machines through discrete wavelet transform,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 9, pp. 4385–4395, 2011.
- [37] J. Burriel-Valencia, A. Sapena-Bano, M. Pineda-Sanchez, y J. Martinez-Roman, “Multilayer Park’s vector approach, a method for fault detection on induction motors,” en *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. Seville: IEEE, Mar. 2015, pp. 775–780.
- [38] R. Isermann, “Model base fault detection and diagnosis methods,” en *Proceedings of 1995 American Control Conference - ACC’95*, vol. 3. Seattle, WA, USA: American Autom Control Council, 1995, pp. 1605–1609.

- [39] M. Rodríguez, M. Hernández, F. Méndez, P. Sibaja, y L. Hernández, “A simple fault detection of induction motor by using parity equations,” en *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*. Bologna, Italy: IEEE, Sep. 2011, pp. 573–579.
- [40] J. Faiz, V. Ghorbanian, y G. Joksimovic, *Fault Diagnosis of Induction Motors*. IET Digital Library, Ago. 2017.
- [41] J. Tolvanen, “Saving energy with variable speed drives,” *World Pumps*, vol. 2008, no. 501, pp. 32–33, 2008.
- [42] S. L. Campbell y R. Nikoukhah, *Auxiliary Signal Design for Failure Detection*. Princeton, N. J., USA: Princeton Univ. Press, feb 2004.
- [43] H. E. R. Scola y I. R. Scola, “Detection signal design for failure detection using QCQP optimization,” en *2017 XVII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*. Mar del Plata: IEEE, Sep. 2017, pp. 1–6.
- [44] M. Simandl y I. Puncochár, “Active fault detection and control: Unified formulation and optimal design,” *Automatica*, vol. 45, pp. 2052–2059, 2009.
- [45] G. Wang, L. Yang, G. Zhang, X. Zhang, y D. Xu, “Comparative Investigation of Pseudorandom High-Frequency Signal Injection Schemes for Sensorless IPMSM Drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2123–2132, Mar. 2017.
- [46] M. Linke, R. Kennel, y J. Holtz, “Sensorless speed and position control of synchronous machines using alternating carrier injection,” en *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.*, vol. 2. Madison, WI, USA: IEEE, 2003, pp. 1211–1217.
- [47] F. Briz y M. Degner, “Rotor Position Estimation,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 24–36, Jun. 2011.
- [48] R. Bojoi, M. Pastorelli, J. Bottomley, P. Giangrande, y C. Gerada, “Sensorless control of PM motor drives - A technology status review,” en *2013 IEEE*

- Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*. Paris: IEEE, Mar. 2013, pp. 168–182.
- [49] R. Raute, C. Caruana, C. Spiteri Staines, J. Cilia, N. Teske, M. Sumner, y G. M. Asher, “A review of sensorless control in induction machines using hf injection, test vectors and PWM harmonics,” en *2011 Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives*. Birmingham: IEEE, Sep. 2011, pp. 47–55.
- [50] S.-K. Sul, Y.-C. Kwon, y Y. Lee, “Sensorless Control of IPMSM for Last 10 Years and Next 5 Years,” vol. 1, no. 2, p. 9, 2017.
- [51] C. Yao, Z. Zhao, Y. Chen, X. Zhao, Z. Li, Y. Wang, Z. Zhou, y G. Wei, “Transformer winding deformation diagnostic system using online high frequency signal injection by capacitive coupling,” *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 21, no. 4, pp. 1486–1492, Ago. 2014.
- [52] T. De Rybel, A. Singh, P. Pak, y J. Marti, “Online Signal Injection Through a Bus-Referenced Current Transformer,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 1, pp. 27–34, Jan. 2010.
- [53] R. Rajamani, M. Rajappa, K. Arunachalam, y B. Madanmohan, “Interturn short diagnosis in small transformers through impulse injection: on-line on-load self-impedance transfer function approach,” *IET Science, Measurement & Technology*, vol. 11, no. 8, pp. 961–966, Nov. 2017.
- [54] X.-S. Pu, T. H. Nguyen, D.-C. Lee, K.-B. Lee, y J.-M. Kim, “Fault Diagnosis of DC-Link Capacitors in Three-Phase AC/DC PWM Converters by Online Estimation of Equivalent Series Resistance,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 4118–4127, Sep. 2013.
- [55] A. M. Pasdar, Y. Sozer, y I. Husain, “Detecting and Locating Faulty Nodes in Smart Grids Based on High Frequency Signal Injection,” *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 4, no. 2, pp. 1067–1075, Jun. 2013.

- [56] D. Reigosa, F. Briz, C. Blanco, P. Garcia, y J. Manuel Guerrero, “Active Islanding Detection for Multiple Parallel-Connected Inverter-Based Distributed Generators Using High-Frequency Signal Injection,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1192–1199, Mar. 2014.
- [57] D. D. Reigosa, F. Briz, C. B. Charro, y J. M. Guerrero, “Islanding Detection in Three-Phase and Single-Phase Systems Using Pulsating High-Frequency Signal Injection,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6672–6683, Dec. 2015.
- [58] F. J. Lin, Y. S. Huang, K. H. Tan, J. H. Chiu, y Y. R. Chang, “Active islanding detection method using d-axis disturbance signal injection with intelligent control,” *IET Generation, Transmission Distribution*, vol. 7, no. 5, pp. 537–550, May 2013.
- [59] R. Isermann y M. Münchhof, *Identification of Dynamic Systems: An Introduction with Applications*. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2011.
- [60] H. Niemann, J. Stoustrup, y N. K. Poulsen, “Controller modification applied for active fault detection,” en *2014 American Control Conference*. Portland, OR, USA: IEEE, Jun. 2014, pp. 1963–1968.
- [61] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, y J. A. Solsona, “High-Resistance Connection Detection in Induction Motor Drives Using Signal Injection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 7, pp. 3563–3573, Jul. 2014.
- [62] F. Briz, M. Degner, J. Guerrero, y P. Garcia, “Stator Windings Fault Diagnostics of Induction Machines Operated From Inverters and Soft-Starters Using High-Frequency Negative-Sequence Currents,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, pp. 1637–1646, 2009.
- [63] G. Bossio, C. D. Angelo, J. Solsona, G. O. García, y M. I. Valla, “Application of an Additional Excitation in Inverter-Fed Induction Motors for Air-Gap Eccentricity Diagnosis,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 4, pp. 839–847, Dec. 2006.

- [64] G. R. Bossio, P. M. de la Barrera, M. Otero, T. Schallschmidt, y R. Leidhold, “Broken rotor bars detection in induction motor by using zero-sequence signal injection,” en *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Florence, Italy: IEEE, Oct. 2016, pp. 1482–1487.
- [65] T. P. Tshimanga, Shen Zhang, E. Bezabih, L. He, V. Iyer, y R. G. Harley, “Stator temperature estimation of open-loop controlled induction machines via active DC voltage injection,” en *2015 North American Power Symposium (NAPS)*. Charlotte, NC, USA: IEEE, Oct. 2015, pp. 1–5.
- [66] S. Cheng, P. Zhang, y T. G. Habetler, “An Impedance Identification Approach to Sensitive Detection and Location of Stator Turn-to-Turn Faults in a Closed-Loop Multiple-Motor Drive,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1545–1554, May. 2011.
- [67] M. O. Sonnaillon, G. Bisheimer, C. D. Angelo, y G. O. García, “Online Sensorless Induction Motor Temperature Monitoring,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 25, no. 2, pp. 273–280, Jun. 2010.
- [68] S.-K. Kim y J.-K. Seok, “High-Frequency Signal Injection-Based Rotor Bar Fault Detection of Inverter-Fed Induction Motors With Closed Rotor Slots,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1624–1631, Jul. 2011.
- [69] D. Reigosa, D. Fernandez, A. B. Diez, J. M. Guerrero, y F. Briz, “Thermal and magnetization state monitoring of PMSM drives using HF signal injection,” en *2017 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*. Nottingham, United Kingdom: IEEE, Apr. 2017, pp. 298–306.
- [70] P. M. de la Barrera y G. R. Bossio, “Stator core faults detection on induction motor drives using signal injection,” en *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*. Bologna, Italy: IEEE, Sep. 2011, pp. 98–104.

- [71] A. Gaeta, G. Scelba, y A. Consoli, “Sensorless Vector Control of PM Synchronous Motors During Single-Phase Open-Circuit Faulted Conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1968–1979, Nov. 2012.
- [72] D. Fernandez, D. D. Reigosa, J. M. Guerrero, Z.-Q. Zhu, y F. Briz, “Permanent-Magnet Magnetization State Estimation Using High-Frequency Signal Injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 2930–2940, Jul. 2016.
- [73] Siwei Cheng, Yi Du, J. A. Restrepo, Pinjia Zhang, y T. G. Habetler, “A Nonintrusive Thermal Monitoring Method for Induction Motors Fed by Closed-Loop Inverter Drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 9, pp. 4122–4131, Sep. 2012.
- [74] P. Zhang, Y. Du, T. G. Habetler, y B. Lu, “Magnetic Effects of DC Signal Injection on Induction Motors for Thermal Evaluation of Stator Windings,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1479–1489, May. 2011.
- [75] J. Hang, H. Wu, S. Ding, W. Hua, y Q. Wang, “A DC-Flux-Injection Method for Fault Diagnosis of High-Resistance Connection in Direct-Torque-Controlled PMSM Drive System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 3, pp. 3029–3042, Mar. 2020.
- [76] S. Li, S. Zhang, C. Jiang, L. He, y R. G. Harley, “An enhanced active DC-flux injection based approach for thermal monitoring of induction machines with direct torque control schemes,” en *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. Cincinnati, OH: IEEE, Oct. 2017, pp. 3537–3544.
- [77] F. Baneira, L. Asiminoaei, J. Doval-Gandoy, H. A. M. Delpino, A. G. Yepes, y J. Godbersen, “Estimation Method of Stator Winding Resistance for Induction Motor Drives Based on DC-Signal Injection Suitable for Low Inertia,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 6, pp. 5646–5654, Jun. 2019.

- [78] J. Cusido, J. Rosero, E. Aldabas, J. A. Ortega, y L. Romeral, “New Fault Detection Techniques For Induction Motors,” no. 1, p. 8, 2006.
- [79] J. Cusidó, L. Romeral, J. A. Ortega, A. Garcia, y J. Riba, “Signal Injection as a Fault Detection Technique,” *Sensors*, vol. 11, no. 3, pp. 3356–3380, Mar. 2011.
- [80] F. Briz, M. Degner, A. Zamarron, y J. Guerrero, “Online stator winding fault diagnosis in inverter-fed ac machines using high-frequency signal injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1109–1117, Jul. 2003.
- [81] F. Briz, M. Degner, A. Diez, y J. Guerrero, “Online Diagnostics in Inverter-Fed Induction Machines Using High-Frequency Signal Injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, no. 4, pp. 1153–1161, Jul. 2004.
- [82] P. Werynski, D. Roger, R. Corton, y J. Brudny, “Proposition of a New Method for In-Service Monitoring of the Aging of Stator Winding Insulation in AC Motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 21, no. 3, pp. 673–681, Sep. 2006.
- [83] D. D. Reigosa, J. M. Guerrero, A. B. Diez, y F. Briz, “Rotor Temperature Estimation in Doubly-Fed Induction Machines Using Rotating High-Frequency Signal Injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, no. 4, pp. 3652–3662, Jul. 2017.
- [84] Ying Wu y Hongwei Gao, “Induction-motor stator and rotor winding temperature estimation using signal injection method,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 4, pp. 1038–1044, Jul. 2006.
- [85] D. D. Reigosa, D. Fernandez, T. Tanimoto, T. Kato, y F. Briz, “Sensitivity Analysis of High-Frequency Signal Injection-Based Temperature Estimation Methods to Machine Assembling Tolerances,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4798–4805, Nov. 2016.

- [86] D. Reigosa, D. Fernandez, M. Martinez, J. M. Guerrero, A. B. Diez, y F. Briz, “Magnet Temperature Estimation in Permanent Magnet Synchronous Machines Using the High Frequency Inductance,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 3, pp. 2750–2757, May. 2019.
- [87] D. Diaz Reigosa, D. Fernandez, Z.-Q. Zhu, y F. Briz, “PMSM Magnetization State Estimation Based on Stator-Reflected PM Resistance Using High-Frequency Signal Injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 51, no. 5, pp. 3800–3810, Sep. 2015.
- [88] S.-C. Yang, “Online Turn Fault Detection of Interior Permanent-Magnet Machines Using the Pulsating-Type Voltage Injection,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 3, pp. 2340–2349, May. 2016.
- [89] S. Ho y K. Cheng, “Condition monitoring of rotor faults in induction motors by injection of low frequency signals into the supply,” en *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*, vol. 1998. London, UK: IEE, 1998, pp. 200–205.
- [90] K. W. Lee, J. Hong, D. Hyun, S. B. Lee, E. J. Wiedenbrug, M. Teska, y C. Lim, “Detection of Stator-Slot Magnetic Wedge Failures for Induction Motors Without Disassembly,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 4, pp. 2410–2419, Jul. 2014.
- [91] Kwanghwan Lee, Jongman Hong, Kwang-Woon Lee, Sang Bin Lee, y E. Wiedenbrug, “A Stator-Core Quality-Assessment Technique for Inverter-Fed Induction Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 1, pp. 213–221, 2010.
- [92] P. Xu y Z. Zhu, “Analysis of parasitic effects in carrier signal injection methods for sensorless control of PM synchronous machines,” *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 2, pp. 203–212, Feb. 2018.
- [93] J. Arellano-Padilla, C. Gerada, y M. Sumner, “Condition monitoring approach

- for permanent magnet synchronous motor drives based on the INFORM method,” *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 1, pp. 54–62, Jan. 2016.
- [94] R. Leidhold, “Position Sensorless Control of PM Synchronous Motors Based on Zero-Sequence Carrier Injection,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 12, pp. 5371–5379, Dec. 2011.
- [95] G. Stojicic, M. Samonig, P. Nussbaumer, G. Joksimović, M. Vašak, N. Perić, y T. M. Wolbank, “Monitoring of rotor bar faults in induction generators with full-size inverter,” p. 8, 2011.
- [96] G. Bossio, C. DeAngelo, G. Garcia, J. Solsona, y M. Valla, “Effects of Rotor Bar and End-Ring Faults Over the Signals of a Position Estimation Strategy for Induction Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 4, pp. 1005–1012, Jul. 2005.
- [97] T. M. Wolbank y P. E. Macheiner, “Modulation of transient reactances of induction machines caused by different types of eccentricity,” en *2007 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*. Cracow, Poland: IEEE, Sep. 2007, pp. 89–94.
- [98] M. A. Samonig y T. M. Wolbank, “Exploiting rotor slotting harmonics to determine and separate static and dynamic air-gap eccentricity in induction machines,” en *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. Tinos, Greece: IEEE, Ago. 2017, pp. 52–57.
- [99] T. M. Wolbank y P. E. Macheiner, “Monitoring of Static and Dynamic Air Gap Eccentricity of Inverter Fed Induction Machine Drives,” en *IECON 2006 - 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. Paris, France: IEEE, Nov. 2006, pp. 1504–1509.
- [100] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, y C. H. De Angelo, “Stator winding fault detection using high frequency signal injection for induction motors with closed

- rotor slots,” en *8th IFAC Symposium on Fault Detection, Supervision and Safety of Technical Processes*, vol. 45, no. 20, Sept 2012, pp. 1388 – 1393.
- [101] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, P. M. de la Barrera, J. A. Solsona, G. O. Garcia, y M. I. Valla, “Stator winding fault detection in induction motor drives using signal injection,” en *8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics & Drives*. Bologna, Italy: IEEE, Sep. 2011, pp. 92–97.
- [102] P. Nussbaumer, M. A. Vogelsberger, y T. M. Wolbank, “Induction Machine Insulation Health State Monitoring Based on Online Switching Transient Exploitation,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1835–1845, Mar. 2015.
- [103] G. Stojcic, M. Vasak, N. Peric, G. Joksimovic, y T. M. Wolbank, “Detection of Partially Fallen-Out Magnetic Slot Wedges in Inverter-Fed AC Machines at Lower Load Conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1161–1167, Mar. 2014.
- [104] M. Ganchev, C. Kral, y T. M. Wolbank, “Compensation of Speed Dependence in Sensorless Rotor Temperature Estimation for Permanent-Magnet Synchronous Motor,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 49, no. 6, pp. 2487–2495, Nov. 2013.
- [105] Y. Hua, M. Sumner, G. Asher, Q. Gao, y K. Saleh, “Improved sensorless control of a permanent magnet machine using fundamental pulse width modulation excitation,” *IET Electric Power Applications*, vol. 5, no. 4, p. 359, 2011.
- [106] G. Bossio, P. de la Barrera, J. Bossio, C. Verucchi, y R. Leidhold, “Fault detection in magnetic wedges of induction motor,” en *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. Buzios, Rio de Janeiro, Brazil: IEEE, Jun. 2015, pp. 506–511.

- [107] M. Otero, M. Scolari, P. de la Barrera, y G. Bossio, “Detección de fallas en barras de un motor de inducción utilizando inyección de señales de secuencia cero,” en *2016 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, 2016, pp. 1–6.
- [108] M. Otero, G. Bossio, P. de la Barrera, y R. Leidhold, “Una revisión de las técnicas de inyección de señales para el diagnóstico de fallas en accionamientos eléctricos,” en *2019 XVIII Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*. Bahia Blanca: IEEE, Sep. 2019, pp. 1–6.
- [109] M. Otero, P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, y R. Leidhold, “A strategy for broken bars diagnosis in induction motors drives,” *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 2, pp. 322–328, Feb. 2018.
- [110] M. Otero, G. R. Bossio, P. M. de la Barrera, O. Tyshakin, y R. Leidhold, “Inter-turn faults detection in Induction Motor drives using zero-sequence signal injection,” en *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. Amalfi: IEEE, Jun. 2018, pp. 202–207.
- [111] M. Otero, P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, R. Leidhold, y O. Tyshakin, “Faults detection in stator windings of induction motors based on signal injection,” en *2018 IEEE Biennial Congress of Argentina (ARGENCON)*, 2018, pp. 1–6.
- [112] M. Otero, P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, y R. Leidhold, “Stator inter-turn faults diagnosis in induction motors using zero-sequence signal injection,” *IET Electric Power Applications*, vol. 14, no. 14, pp. 2731–2738, 2020.
- [113] P. M. de la Barrera, M. Otero, T. Schallschmidt, G. R. Bossio, y R. Leidhold, “Active broken rotor bar diagnosis in induction motor drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 8, pp. 7556–7566, 2021.
- [114] M. Otero, G. Bossio, y P. de la Barrera, “Modelo de simulación para la evaluación de una técnica activa de diagnóstico de fallas en motores de inducción,” en *2020 IEEE Congreso Bienal de Argentina (ARGENCON)*, 2020, pp. 1–8.

-
- [115] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, y S. Pekarek, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. New York, USA: IEEE Press, third edition, 2013.
- [116] A. T. Alexandridis, G. C. Konstantopoulos, y Q.-C. Zhong, “Advanced integrated modeling and analysis for adjustable speed drives of induction motors operating with minimum losses,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 3, pp. 1237–1246, 2015.
- [117] K. Zeb, W. U. Din, M. A. Khan, A. Khan, U. Younas, T. D. C. Busarello, y H. J. Kim, “Dynamic simulations of adaptive design approaches to control the speed of an induction machine considering parameter uncertainties and external perturbations,” *Energies*, vol. 11, no. 9, 2018.
- [118] S. D. Sudhoff, B. T. Kuhn, K. A. Corzine, y B. T. Branecky, “Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 259–270, 2007.
- [119] Xiaogang Luo, Yuefeng Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, y T. A. Lipo, “Multiple coupled circuit modeling of induction machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, no. 2, pp. 311–318, 1995.
- [120] M. Rosu, P. Zhou, D. Lin, D. M. Ionel, M. Popescu, F. Blaabjerg, V. Rallabandi, y D. Staton, *Fem?Based Analysis Techniques for Electrical Machine Design*, 2018, pp. 45–108.
- [121] A. Gandhi, T. Corrigan, y L. Parsa, “Recent advances in modeling and online detection of stator interturn faults in electrical motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1564–1575, 2011.
- [122] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. Garcia, y M. I. Valla, “A 2-d model of the induction machine: an extension of the modified winding function approach,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, no. 1, pp. 144–150, 2004.

- [123] P. M. de la Barrera, G. R. Bossio, y R. Leidhold, "Induction motor saliencies analysis using zero-sequence signal injection," en *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, 2015, pp. 518–523.
- [124] "IEEE guide for identifying and improving voltage quality in power systems," *IEEE Std 1250-2011 (Revision of IEEE Std 1250-1995)*, pp. 1–70, 31 March 2011.
- [125] M. R. Patel, *Introduction to electrical power and power electronics*. USA: CRC Press, 2012.
- [126] C. Terron-Santiago, J. Martinez-Roman, R. Puche-Panadero, y A. Sapena-Bano, "A review of techniques used for induction machine fault modelling," *Sensors*, vol. 21, no. 14, 2021.
- [127] S. Bindu y V. V. Thomas, "A modified direct-quadrature axis model for characterization of air-gap mixed eccentricity faults in three-phase induction motor," *International Review on Modelling and Simulations (IREMOS)*, vol. 11, no. 6, p. 359, 2018.
- [128] A. Guezmil, H. Berriri, R. Pusca, A. Sakly, R. Romary, y M. F. Mimouni, "Detecting Inter-Turn Short-Circuit Fault in Induction Machine Using High-Order Sliding Mode Observer: Simulation and Experimental Verification," *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 532–540, Ago. 2017.
- [129] M. Nemeč, K. Drobnič, R. Fišer, y V. Ambrožič, "Simplified model of induction machine with broken rotor bars," en *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, 2016, pp. 1085–1090.
- [130] J. Tang, J. Chen, K. Dong, Y. Yang, H. Lv, y Z. Liu, "Modeling and evaluation of stator and rotor faults for induction motors," *Energies*, vol. 13, no. 1, 2019.
- [131] G. Joksimovic y J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the

- stator windings of operating motors,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1078–1084, 2000.
- [132] M. Poncio, P. de la Barrera, L. Silva, y G. Bossio, “Calculation of electric machine inductances based on its magnetic equivalent circuit,” en *2015 XVI Workshop on Information Processing and Control (RPIC)*, 2015, pp. 1–6.
- [133] A. Singh, B. Grant, R. DeFour, C. Sharma, y S. Bahadoorsingh, “A review of induction motor fault modeling,” *Electric Power Systems Research*, vol. 133, pp. 191–197, 2016.
- [134] J. Faiz, M. Ghasemi-Bijan, y B. M. Ebrahimi, “Modeling and diagnosing eccentricity fault using three-dimensional magnetic equivalent circuit model of three-phase squirrel-cage induction motor,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 11, pp. 1246–1256, 2015.
- [135] P. Naderi y A. Shiri, “Rotor/stator inter-turn short circuit fault detection for saturable wound-rotor induction machine by modified magnetic equivalent circuit approach,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 53, no. 7, pp. 1–13, 2017.
- [136] G. Y. Sizov, C.-C. Yeh, y N. A. O. Demerdash, “Magnetic equivalent circuit modeling of induction machines under stator and rotor fault conditions,” en *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*, 2009, pp. 119–124.
- [137] P. Naderi y F. Fallahi, “Eccentricity fault diagnosis in three-phase-wound-rotor induction machine using numerical discrete modeling method,” *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, vol. 29, no. 5, pp. 982–997, 2016.
- [138] M. Aliahmadi, H. Tahanian, M. Moallem, y R. Nasiri-Zarandi, “On the use of boundary element method for the study of low frequency electromagnetic devices,” en *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2018, pp. 1113–1118.

- [139] A. Bouzida, R. Abdelli, O. Touhami, y A. Aibeche, “Dynamic eccentricity fault diagnosis in induction motors using finite element method and experimental tests,” *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, vol. 3, no. 4, pp. 199–209, 2017.
- [140] M. Malekpour, B. T. Phung, y E. Ambikairajah, “Stator current envelope extraction for analysis of broken rotor bar in induction motors,” en *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, 2017, pp. 240–246.
- [141] H. H. Eldeeb, A. Berzoy, y O. Mohammed, “Stator fault detection on dtc-driven im via magnetic signatures aided by 2-d fea co-simulation,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 6, pp. 1–5, 2019.
- [142] T. Lubin, T. Hamiti, H. Razik, y A. Rezzoug, “Comparison between finite-element analysis and winding function theory for inductances and torque calculation of a synchronous reluctance machine,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 8, pp. 3406–3410, 2007.
- [143] A. C. Babu y J. Seshadrinath, “Stator inter-turn fault modelling and analysis on induction motor based on mccm,” en *2021 International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation (SEFET)*, 2021, pp. 1–6.
- [144] Q. Fu, S. Yue, B. He, y N. Fu, “Multiple coupled circuit modelling approach for squirrel cage induction machine under single-broken-bar fault with stator winding functions decomposed in d-q rotor reference frame,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 7, pp. 889–900, 2019.
- [145] J. Faiz y M. Ojaghi, “Unified winding function approach for dynamic simulation of different kinds of eccentricity faults in cage induction machines,” *IET Electric Power Applications*, vol. 3, no. 5, pp. 461–470, 2009.
- [146] H. Toliyat y T. Lipo, “Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, no. 2, pp. 241–247, 1995.

- [147] M. Jannati, A. Monadi, N. R. Nik Idris, A. A. Mohd Faudzi, y F. Blaabjerg, “Modeling and rotor field-oriented control of a faulty three-phase induction motor based on gsa for tuning of pi controllers,” *Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer Sciences*, vol. 24, no. 4, pp. 2084–2105, 2016.
- [148] X. Yu, S. Quabeck, S. Schüller, y R. W. De Doncker, “Modelling of broken rotor bars and eccentricity faults in squirrel cage induction machines,” en *2021 IEEE 13th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*, vol. 1, 2021, pp. 133–139.
- [149] L. Ben-Brahim y A. Kawamura, “Digital current regulation of field-oriented controlled induction motor based on predictive flux observer,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 5, pp. 956–961, 1991.
- [150] J. Holtz y J. Juliet, “Sensorless acquisition of the rotor position angle of induction motors with arbitrary stator windings,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1675–1682, Nov 2005.
- [151] T. M. Wolbank, J. L. Machl, y H. Hauser, “Closed-loop compensating sensors versus new current derivative sensors for shaft-sensorless control of inverter fed induction machines,” *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 53, no. 4, pp. 1311–1315, 2004.
- [152] WEG-Group, *Induction motors fed by PWM frequency inverters, technical guide*, WEG, 2018.
- [153] T. G. Arora, M. V. Aware, y D. R. Tutakne, “Effect of pulse width modulated voltage on induction motor insulation,” en *2012 7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, 2012, pp. 2044–2048.
- [154] M. J. Melfi, “Low-voltage pwm inverter-fed motor insulation issues,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 1, pp. 128–133, 2006.
- [155] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, y G.-A. Capolino, “Advances in

- Diagnostic Techniques for Induction Machines,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, Dec. 2008.
- [156] N. Lahoud, J. Faucher, D. Malec, y P. Maussion, “Electrical aging of the insulation of low-voltage machines: Model definition and test with the design of experiments,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 9, pp. 4147–4155, Sept 2013.
- [157] A. C. P. Muxiri, F. Bento, D. S. B. Fonseca, y A. J. Marques Cardoso, “Thermal analysis of an induction motor subjected to inter-turn short-circuit failures in the stator windings,” en *2019 International Conference on Industrial Engineering, Applications and Manufacturing (ICIEAM)*, 2019, pp. 1–5.
- [158] R. M. Tallam, S. B. Lee, G. C. Stone, G. B. Kliman, J. Yoo, T. G. Habetler, y R. G. Harley, “A Survey of Methods for Detection of Stator-Related Faults in Induction Machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 4, pp. 920–933, 2007.
- [159] J. Faiz, H. Nejadi-Koti, y Z. Valipour, “Comprehensive review on inter-turn fault indexes in permanent magnet motors,” *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 1, pp. 142–156, 2017.
- [160] S. Grubic, J. M. Aller, B. Lu, y T. G. Habetler, “A survey on testing and monitoring methods for stator insulation systems of low-voltage induction machines focusing on turn insulation problems,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4127–4136, Dec 2008.
- [161] L. Frosini, “Monitoring and diagnostics of electrical machines and drives: a state of the art,” en *2019 IEEE Workshop on Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD)*, vol. 1, 2019, pp. 169–176.
- [162] B. Du, S. Wu, S. Han, y S. Cui, “Interturn fault diagnosis strategy for interior permanent-magnet synchronous motor of electric vehicles based on digital signal processor,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 3, pp. 1694–1706, 2016.

- [163] M. Sumner, J. Arellano-Padilla, y C. Gerada, “Evaluation of saliency tracking as an alternative for health monitoring in PMSM-drives under non-stationary conditions,” *IET Electric Power Applications*, vol. 10, no. 4, pp. 284–293, Apr. 2016.
- [164] G. Stojičić, J. Stanković, G. Joksimović, M. M. Vašak, N. Perić, y T. M. Wolbank, “Increasing sensitivity of stator winding short circuit fault indicator in inverter fed induction machines,” en *2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2012, pp. DS2a.10–1–DS2a.10–6.
- [165] B. Sen y J. Wang, “Stator interturn fault detection in permanent-magnet machines using pwm ripple current measurement,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 5, pp. 3148–3157, 2016.
- [166] H. Liu, J. Huang, Z. Hou, J. Yang, y M. Ye, “Stator inter-turn fault detection in closed-loop controlled drive based on switching sideband harmonics in cmv,” *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 2, pp. 178–186, 2017.
- [167] P. L. Xu y Z. Q. Zhu, “Novel carrier signal injection method using zero-sequence voltage for sensorless control of pmsm drives,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 4, pp. 2053–2061, April 2016.
- [168] R. M. Tallam, T. G. Habetler, y R. G. Harley, “Transient model for induction machines with stator winding turn faults,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 3, pp. 632–637, May 2002.
- [169] O. E. Hassan, M. Amer, A. K. Abdelsalam, y B. W. Williams, “Induction motor broken rotor bar fault detection techniques based on fault signature analysis – a review,” *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 7, pp. 895–907, 2018.
- [170] C. Pezzani, P. Donolo, G. Bossio, M. Donolo, A. Guzmán, y S. E. Zocholl, “Detecting broken rotor bars with zero-setting protection,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 2, pp. 1373–1384, March 2014.

- [171] P. Zhang, Y. Du, T. G. Habetler, y B. Lu, “A Survey of Condition Monitoring and Protection Methods for Medium-Voltage Induction Motors,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 1, pp. 34–46, Jan. 2011.
- [172] V. Ghorbanian y J. Faiz, “A survey on time and frequency characteristics of induction motors with broken rotor bars in line-start and inverter-fed modes,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 54, pp. 427–456, 2015.
- [173] A. M. Takbash, J. Faiz, y B. M. Ebrahimi, “Losses characterization in voltage-fed pwm inverter induction motor drives under rotor broken bars fault,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 4, pp. 1516–1525, 2013.
- [174] S. B. Lee, D. Hyun, T. j. Kang, C. Yang, S. Shin, H. Kim, S. Park, T. S. Kong, y H. D. Kim, “Identification of false rotor fault indications produced by online mcsa for medium-voltage induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 729–739, Jan 2016.
- [175] B. Asad, T. Vaimann, A. Belahcen, A. Kallaste, A. Rass?lkin, y M. N. Iqbal, “Broken rotor bar fault detection of the grid and inverter-fed induction motor by effective attenuation of the fundamental component,” *IET Electric Power Applications*, vol. 13, no. 12, pp. 2005–2014, 2019.
- [176] T. A. Garcia-Calva, D. Morinigo-Sotelo, y R. de Jesus Romero-Troncoso, “Non-uniform time resampling for diagnosing broken rotor bars in inverter-fed induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 3, pp. 2306–2315, 2017.
- [177] M. Wolkiewicz, G. Tarchala, y T. Orłowska-Kowalska, “Diagnosis of stator and rotor faults of an induction motor in closed-loop control structure,” en *2018 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, 2018, pp. 196–201.

Apéndice A

Detalles del banco de ensayos

En este apéndice se presentan algunas características y detalles del banco de ensayos que se utilizó para obtener los resultados experimentales. Primeramente, se lista en la Tabla A.1 las características principales y algunos aspectos constructivos del motor de inducción (MI) bajo ensayo.

Tabla A.1: Parámetros y características del MI

Variable/Parámetro	Valor	Unidad
Potencia (P_n)	5.5	kW
Voltaje de línea (V_n)	380	V rms
Corriente (I_n)	11.9	A rms
Frecuencia (f_n)	50	Hz
Factor de potencia	.80	-
Polos (P)	4	-
Número de ranuras del estator	36	-
Número de ranuras del rotor	28	-
Cantidad de espiras por fase del estator	168	-
Resistencia de fase del estator (R_s)	1.4	Ω
Inductancia de dispersión del estator (L_{ls})	10.4	mH

Luego, se describen algunas modificaciones realizadas al MI, con el objetivo de implementar sobre el mismo los escenarios de falla que se decidieron observar. Por

último, se describen algunos detalles de los sensores de derivadas de corriente, utilizados para obtener las señales de diagnóstico.

A.1. Modificaciones al MI

La figura A.1 muestra una imagen del banco de ensayos, donde se puede ver el acceso a los devanados del estator. Un interruptor de baja tensión está ubicado fuera de la carcasa del motor, para realizar manualmente las fallas entre espiras durante los ensayos. La única resistencia de falla (R_f) considerada es el cable que conecta el interruptor con el acceso al devanado del estator.

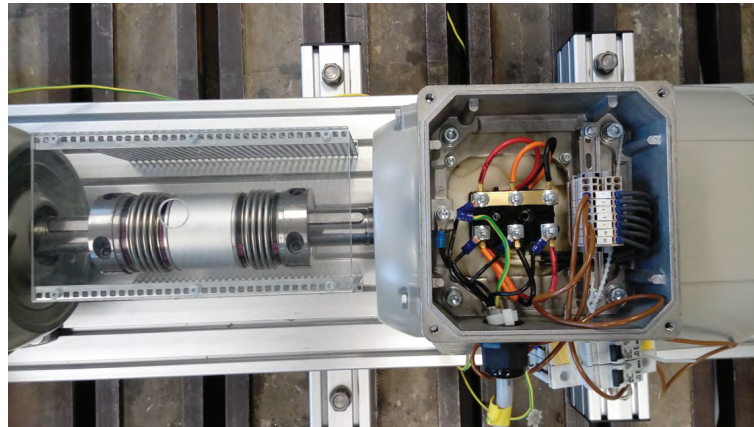


Figura A.1: Banco de ensayos. Motor de inducción con bobinado especial para realizar fallas de cortocircuito entre espiras, acoplado a un MI con control de velocidad.

En la figura A.2 se presenta la distribución de los bobinados de todas las fases del motor, donde puede observarse cómo se alojan los distintos bobinados sobre las 36 ranuras del estator. Dado que el motor posee un total de 6 conjuntos de bobinas, de 28 espiras cada uno, el total de espiras para cada una de las fases es de 168 espiras.

En este motor rebobinado, se tiene acceso a uno de los conjuntos de bobinas de la fase C, como se indica en la figura. Un detalle de este bobinado puede observarse en la figura A.3. Pueden realizarse fallas que involucren desde una espira hasta 27 espiras en cortocircuito, lo cual implica fallas desde un 0,6 % hasta un 16 % del total de la fase.

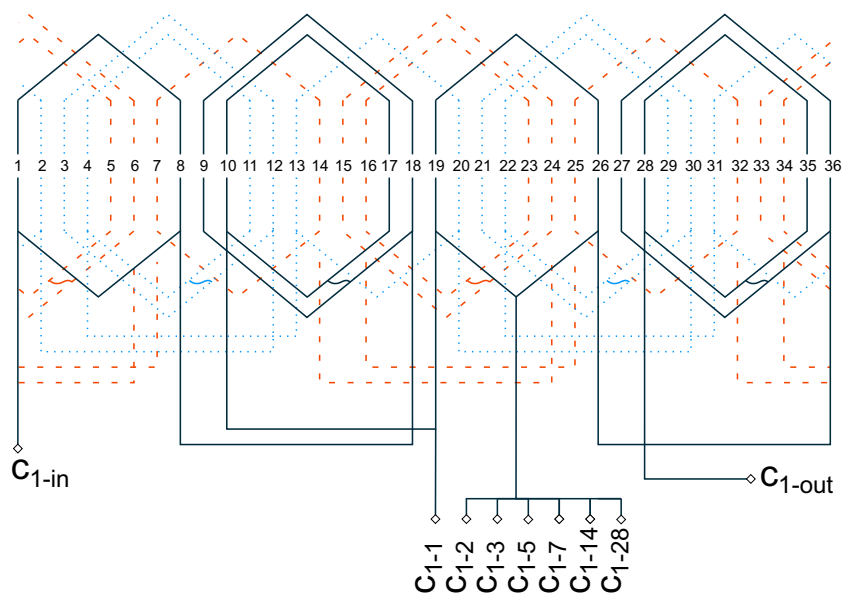


Figura A.2: Descripción de los bobinados del estator

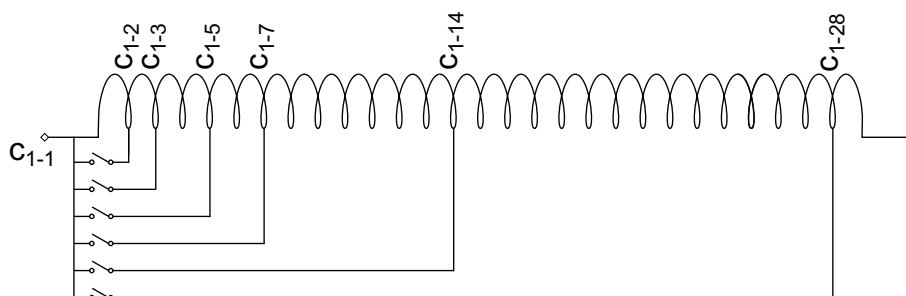


Figura A.3: Detalle del bobinado del estator con acceso a distintas espiras para realizar fallas de CCEE.

Por otra parte, la figura A.4 presenta una imagen del rotor de jaula de ardilla al cual se le realizó una rotura de barra, perforando la jaula de aluminio con un taladro. Como puede observarse, se trata de un rotor con ranuras abiertas y con cruzamiento de barras.

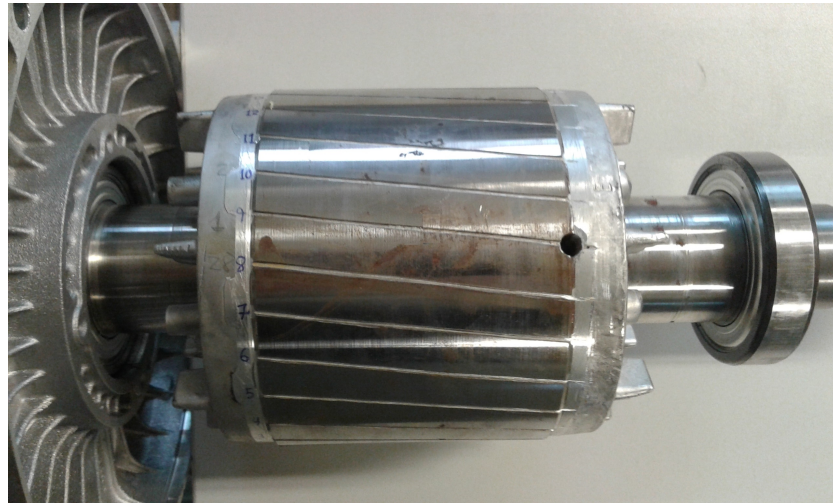


Figura A.4: Imagen del rotor con una barra rota.

A.2. Descripción de los sensores de derivadas de corriente

En la figura A.5 se presentan un conjunto de sensores que permiten medir la derivada de corriente de cada fase del estator. Los sensores de derivada de corriente (SDC) implementados están formados por un simple transformador de alta frecuencia para cada fase, con el objetivo de realizar una medición aislada.

El principio de funcionamiento de los SDC se basa en el transformador clásico, donde cada corriente de fase se mide por separado. Cada una de las corrientes produce un campo magnético que se concentra mediante un núcleo de ferrita y se transmite al lado secundario. Este campo magnético induce una tensión en los devanados secundarios y, por lo tanto, proporciona un flujo de corriente en el circuito subsiguiente. Vale resaltar que estos sensores no requieren de ningún componente activo. En cada salida coaxial existe entonces una tensión que será proporcional a la derivadas de las corrientes que circulan por el primario de cada sensor [151], siendo estas corrientes i_A , i_B e i_C , respectivamente. Las tensiones se transmiten a la PC a través de un convertidor A/D.

Para que la medición sea correcta, se debe garantizar que el núcleo de cada trans-

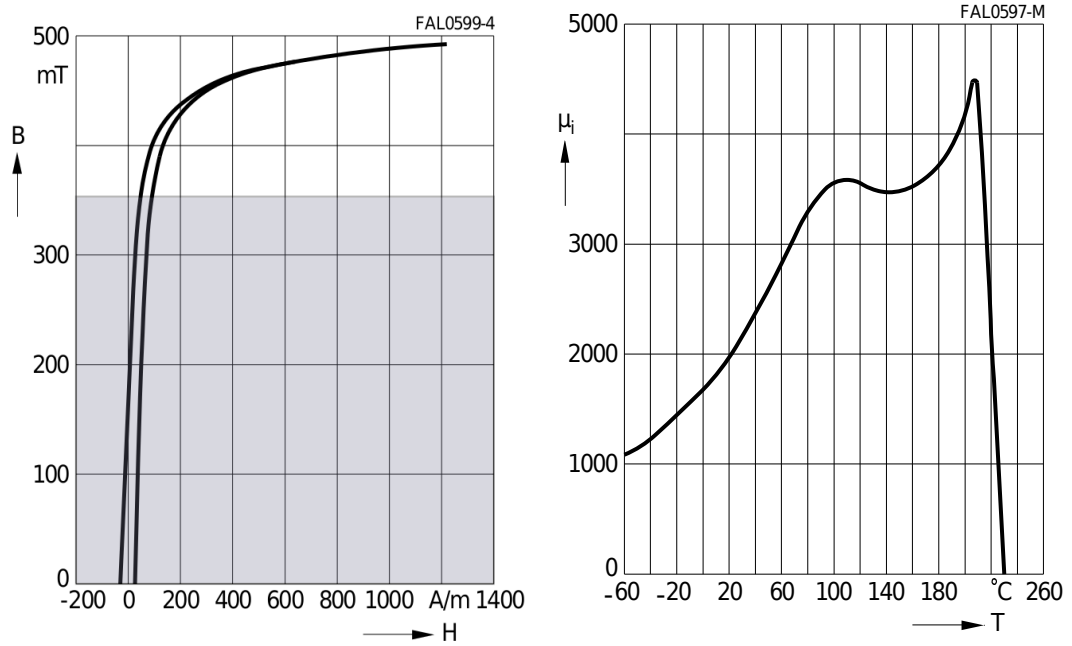


Figura A.5: Imagen de los sensores de derivada de corriente (SDC).

formador no caiga dentro del rango de saturación. El material del núcleo utilizado es la ferrita N87, que puede emplearse para frecuencias de 25 a 250 kHz. La permeabilidad relativa de este material a temperatura ambiente es de 2200, acorde a como se indica en la figura A.6(b), tomada de la hoja de datos del fabricante. Se buscará una operación en el rango lineal de la curva de magnetización, que se detalla en el área sombreada de la figura A.6(a). Para este propósito, se deberá calcular cuál es la densidad de flujo a corriente nominal, observando si supera o no el valor que garantiza la linealidad ($B = 350mT$). De superarse ese valor, deberá evaluarse incorporar entrehierro al núcleo del transformador, para reducir la permeabilidad del camino magnético y ampliar el rango de corrientes para el cual se cumple la linealidad.

Ambas gráficas de la figura A.6 pertenecen a la hoja de datos del material, que proporciona la marca EPCOS.

La figura A.7 muestra el esquema simplificado de un transformador y las dimensiones físicas necesarias para su comprensión. Esto es seguido por la derivación de las variables requeridas para el cálculo y su dimensionamiento. De la figura se describe que i será la corriente de entrada al transformador, L_p y L_s serán las inductancias del primario y secundario, A el área de sección transversal del núcleo, x la dimensión del entrehierro, ϕ_n el flujo magnético, y l_e la longitud efectiva del camino de magnético.



(a) Curva de magnetización.

(b) Curva de permeabilidad inicial.

Figura A.6: Datos del material ferrita N87.

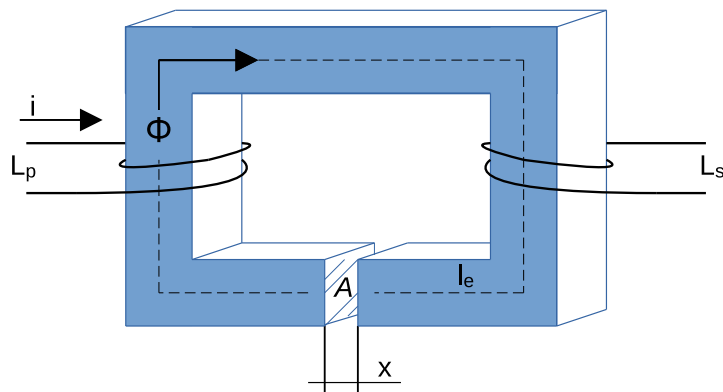


Figura A.7: Descripción básica de un transformador con entrehierro.

Podremos definir el valor de las inductancias como

$$L = \frac{N\phi_n}{i}, \quad (\text{A.1})$$

donde N es el número de vueltas. La corriente circulante por la inductancia L_p genera

entonces un flujo magnético que será proporcional al número de vueltas, y dependiente del material. Por otro lado, la densidad de flujo magnético (B) se define bajo la Ley de Ampere como

$$B = \frac{\phi_n}{A}, \quad (\text{A.2})$$

y también en función de la intensidad de campo como

$$B = \mu H = \frac{\mu Ni}{l_e}, \quad (\text{A.3})$$

donde μ será la permeabilidad del material.

Se decidió trabajar con los núcleos del tipo ETD-modelo-29/16/10, de material ferrita N87, de la empresa TDK. La permeabilidad del material viene expresada en la hoja de datos del fabricante en función permeabilidad relativa efectiva (μ_e), por lo que debe hacerse el producto de la misma por la permeabilidad del vacío (μ_0) para obtener la permeabilidad del material, esto es $\mu = \mu_e \mu_0$. Los datos de los núcleos seleccionados, relevantes para el cálculo a efectuar, se sintetizan en la tabla A.2.

Tabla A.2: Parámetros de los núcleos de ferrita.

Variable	Valor	Unidad
l_e	70.4	mm
A	76	mm ²
μ_e	1610	-
μ_e con ent. (μ_{e2})	457	-

El área de la sección transversal la precisaremos para calcular el flujo ϕ_n empleando la ecuación (A.2), y a partir del mismo obtener los valores de las inductancias, aplicando la ecuación (A.1). El valor indicado en la última línea de la tabla se corresponde con la permeabilidad relativa (μ_e) cuando una de las porciones del núcleo en forma de E posee un entrehierro de 0.1 mm.

Si calculamos entonces el valor de B para la corriente nominal del MI bajo ensayo, de 11.9 A, tomando un bobinado de 2 vueltas en el primario y considerando un núcleo

sin entrehierro, tendremos que

$$B = \frac{\mu Ni}{l_e} = \frac{1610 \times \mu_0 \times 2 \times 11,9 \text{ A}}{0,0704 \text{ m}} = 684 \text{ mT}, \quad (\text{A.4})$$

Este valor supera por más del doble al límite de 350 mT que garantiza la linealidad, por lo cual se repite el cálculo empleando un núcleo con entrehierro $x = 0,1\text{mm}$,

$$B = \frac{\mu ni}{l_e} = \frac{457 \times \mu_0 \times 2 \times 11,9 \text{ A}}{0,0704 \text{ m}} = 194 \text{ mT}, \quad (\text{A.5})$$

Se concluye que empleando este núcleo, y 2 vueltas en el bobinado primario, se podrán medir correctamente las derivadas de las corrientes de cada fase. Incluso podrían colocarse 3 vueltas en el primario sin lograr la saturación del núcleo para la corriente nominal, o dejar 2 vueltas y registrar escenarios donde las corrientes superen en más de un 50 % a la corriente nominal.

Además de medir las corrientes, un requisito adicional para la placa de circuito de los SDC es la posibilidad de filtrar la señal obtenida del lado secundario. El diseño del circuito realizado se muestra en la figura A.8. Con esta disposición, existe la opción de integrar un filtro pasa-bajo, pasa-banda o pasa-alto, en la figura se ejemplifica esta última. Además, para proteger los componentes electrónicos internos de la PC, se integra una protección contra descarga electrostática (ESD, por sus siglas en inglés) y una resistencia en serie con el circuito secundario (R1).

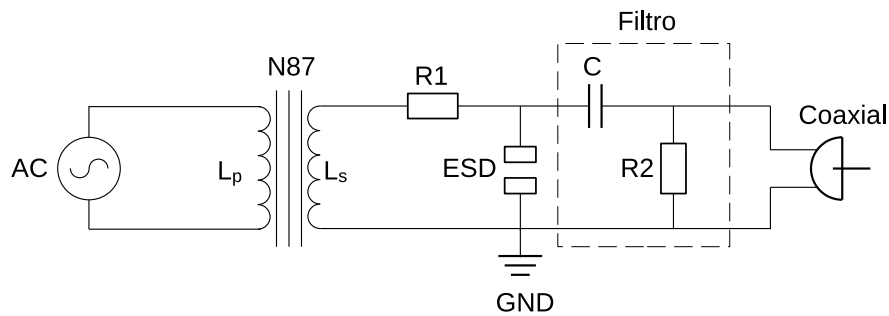


Figura A.8: Esquema de los sensores SDC.

En la implementación práctica de laboratorio se decidió no hacer uso del filtro que se detalla en el esquema, reemplazando al capacitor (C) por un cortocircuito y dejando

un circuito abierto en lugar de R2. Para la protección ESD, se colocó un diodo zener bidireccional de baja capacidad, de 5 V y 84 W. Por otro lado, el secundario consiste de un bobinado de 30 espiras, realizado con alambre de cobre, aislado con resina, de 0.5 mm.

El diseño del circuito presentado aplica para una de las tres corrientes de fase y, por lo tanto, deben integrarse tres de estos circuitos en la placa de medición. Con el fin de evitar el acoplamiento magnético entre los sensores, se separan entre ellos por una distancia de 2 cm. Además, para evitar interferencias de señales, se introdujeron dos masas separadas galvánicamente entre sí, una para el lado primario y otra para el secundario. En esta última, los circuitos de filtro de las fases individuales se pueden poner a tierra por separado o fusionarse en una línea de masa. Esto último fue implementado por medio de superficies de contacto puentesables.

Todos los componentes seleccionados son dispositivos de montaje superficial (SMD, por sus siglas en inglés). De esta manera, además de lograr un diseño compacto, también es posible el reemplazo simple de componentes individuales. Particularmente con respecto al circuito de filtro variable, se hace viable la posibilidad de un cambio de configuración rápido.

El circuito resultante, para el conjunto de los 3 sensores, puede resumirse en el esquema de la figura A.9.

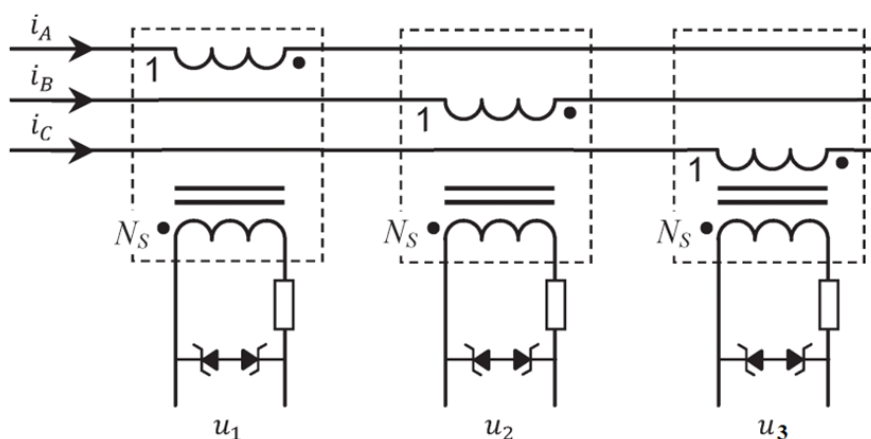


Figura A.9: Esquema de los sensores SDC.

Durante la construcción de la placa de circuitos, se incorporó un blindaje electrostático entre los devanados primario y secundario, que está conectado a la tierra primaria. Este blindaje está hecho de una placa de cobre de 0,4 mm de espesor y está protegido contra el contacto no deseado con cinta adhesiva. Además, los cables del motor se fijan al devanado primario mediante terminales plásticos con tornillo, como se observa en la figura A.5.

A.3. Descripción del filtro LC

El filtro colocado en la conexión de neutro se implementó de la manera que se describe en la figura A.10. Si bien en el cuerpo de la presente tesis se describió que el filtro implementado es un filtro LC serie, la conexión realizada en el banco de ensayos experimentales fue la que aquí se presenta, donde es posible encontrar la capacidad equivalente en serie con la inductancia conectada en el circuito de neutro.

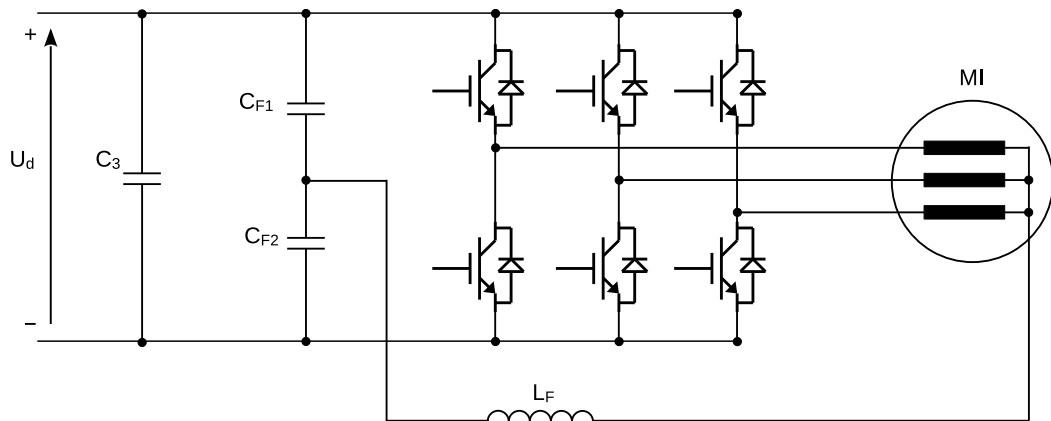


Figura A.10: Esquema del MI y la conexión del neutro mediante un filtro LC.

Los valores de L_F , C_{F1} , C_{F2} y C_3 se detallan en la tabla A.3.

Dado este esquema de conexión, puede interpretarse que los capacitores C_{F1} , C_{F2} y C_3 se encuentran disposición delta (o triángulo), donde el punto en común entre C_{F1} y C_{F2} se conecta al inductor L_F . Para obtener el valor equivalente de la capacidad en serie con la inductancia L_F se debe realizar una conversión triángulo a estrella de los componentes capacitivos, procediendo como se ejemplifica en la figura A.11.

Tabla A.3: Componentes y parámetros del filtro en la conexión de neutro.

Variable	Valor	Unidad
Inductancia (L_F)	12	mH
Capacidad barra de CC (C_3)	1000	μF
Divisor capacitivo ($C_{F1}=C_{F2}$)	0.5	μF

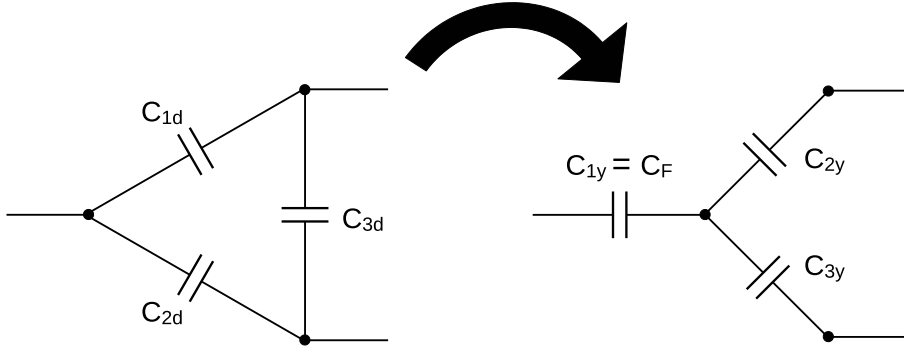


Figura A.11: Conversión triángulo-estrella de los componentes capacitivos.

Considerando esta conversión de configuración triángulo a estrella, tendremos que

$$\frac{1}{C_{1y}} = \frac{1/C_{1d} \times 1/C_{2d}}{1/C_{1d} + 1/C_{2d} + 1/C_{3d}} \quad (\text{A.6})$$

$$\frac{1}{C_{2y}} = \frac{1/C_{1d} \times 1/C_{3d}}{1/C_{1d} + 1/C_{2d} + 1/C_{3d}} \quad (\text{A.7})$$

$$\frac{1}{C_{3y}} = \frac{1/C_{2d} \times 1/C_{3d}}{1/C_{1d} + 1/C_{2d} + 1/C_{3d}} \quad (\text{A.8})$$

donde, tal y como se indica en la figura A.11, $C_{1y} = C_F$. Como el capacitor C_{3d} es de una capacidad por mucho superior a los capacitores que conforman el divisor capacitivo, el resultado de las ecuaciones (A.6) a (A.8) está determinado por esta relación de magnitud. Considerando los valores de tabla A.3, tendremos entonces que $C_F \simeq 1\mu F$ y $C_{2y} = C_{3y} \simeq 2000\mu F$.

Se puede observar que el valor obtenido para el capacitor equivalente que compone al filtro LC serie ($1\mu F$), coincide con lo expresado en la primer fila de la Tabla 3.3,

en el capítulo 3, donde se analizó el impacto de la selección del filtro en las señales de diagnóstico y el desempeño del motor.