



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA

Tesis doctoral

DESARROLLO E IMPLEMENTACIÓN DE UN BANCO
DE ENSAYOS VIRTUAL DE AEROGENERADORES
PARA DIFERENTES REGÍMENES DE
FUNCIONAMIENTO Y CONDICIONES DE FALLO

Programa de Doctorado en Ingeniería y Producción Industrial

Valencia, marzo de 2022

Autora: Carla Terrón Santiago

Directores: Dr. Javier Martínez Román
 Dr. Rubén Puche Panadero

Resumen

A lo largo de los años, las máquinas eléctricas rotativas se han convertido en componentes clave en aplicaciones industriales tanto como fuentes de energía mecánica (funcionando como motores) como fuentes de energía eléctrica (funcionando como generadores). Las averías inesperadas en estos componentes pueden provocar tiempos de inactividad no programados, que pueden tener como consecuencia grandes pérdidas económicas. Esto aplica a las máquinas eléctricas rotativas en general y en particular a los aerogeneradores eólicos, cuya instalación y necesidades de mantenimiento han experimentado un gran crecimiento en los últimos años. Su mantenimiento predictivo evitaría las averías inesperadas y el aumento de costes que se pueden derivar de un mantenimiento preventivo, mediante la medida continua, on-line, de las variables que indican el estado del aerogenerador. Junto con ello, es necesario el desarrollo de técnicas de diagnóstico fiables que necesitan del testeo en aerogeneradores trabajando bajo diferentes condiciones de fallo.

Como los ensayos destructivos para el estudio de defectos o fallos no es económicamente factible, se han desarrollado modelos de máquinas eléctricas rotativas trabajando en condiciones de fallo. Así, estos modelos permiten extraer las características de las corrientes de las máquinas bajo condiciones de fallo reduciendo el número de pruebas destructivas. Los modelos analíticos asumen simplificaciones que impiden representar de forma precisa las no idealidades y no linealidades características de las máquinas con defectos. Por otra parte, los modelos basados en métodos numéricos como los elementos finitos simulan las máquinas trabajando en condiciones de fallo con gran precisión pero suponen grandes tiempo de simulación y requerimientos de memoria. Actual-

mente, existen técnicas de simulación basadas en métodos avanzados de cálculo numérico, que se están aplicando o se ha aplicado a otros problemas electromagnéticos con grandes resultados en cuanto a precisión y tiempo de cómputo de la simulación. De la misma manera, el uso de sistemas de prototipado rápido, como los sistemas hardware in the loop (HIL), se emplean cada vez más en diferentes áreas de investigación como una solución al modelado on-line de los sistemas reales, por lo que el uso de estas dos técnicas es idóneo para el diagnóstico de fallos.

A partir del compendio de artículos científicos y presentaciones en congreso de esta tesis doctoral se han desarrollado las diferentes etapas de implementación del banco de ensayos. En primer lugar se exploran las diferentes técnicas de modelado de las máquinas eléctricas rotativas mediante una revisión exhaustiva de la literatura técnica disponible hasta el momento. Por otro lado, se pretenden desarrollar técnicas de modelado para ser implementadas en sistemas de prototipado rápido para realizar el diagnóstico online de la máquina. En este caso, la primera técnica de modelado desarrollada en la tesis se basa en métodos analíticos, obteniéndose un modelo muy rápido que simplifica enormemente el proceso de cálculo de los parámetros del modelo de la máquina eléctrica y es capaz de representar cualquier tipo y número de fallos de asimetría del rotor.

Sin embargo, los modelos analíticos como el presentado, debido a las simplificaciones que se asumen, no pueden modelar con precisión las no idealidades y las no idealidades propias de las máquinas de inducción defectuosas. Los modelos basados en métodos numéricos son más completos, pero requieren una gran capacidad computacional y largos tiempos de simulación. Además, su implementación en sistemas de prototipado rápido, resulta en una tarea muy compleja hasta el momento. Por esta razón, se opta por desarrollar un método de modelado basado en un enfoque híbrido analítico-numérico, que puede ayudar en el desarrollo de pruebas de técnicas de diagnóstico de fallos para ser implementados en dispositivos embebidos, así como para entrenar a sistemas expertos para evaluar la condición de la máquina. No obstante, este modelo desarrollado todavía requiere de importantes capacidades de memoria y tiempos de cómputo, por lo que se aporta un método para optimizar el cálculo de las inductancias de la máquina eléctrica. El estudio de esta técnica, además de una publicación en revista, ha resultado en dos presentaciones en congreso. En concreto, la correcta implementación de la técnica para poder obtener un diagnóstico de fallo fiable y también realizando una comparativa con otro método de reducción de los parámetros que se propone en la literatura. Por otro lado, se ha optimizado el modelo analítico, aportando un nuevo método

basado en el álgebra tensorial que además permite adaptar el modelo híbrido a diferentes tipos de defectos.

Finalmente, como alternativa a las técnicas de diagnóstico tradicionales que se basan en el análisis de corriente a través de la transformada de Fourier (FFT), cuyo uso está limitado al diagnóstico en régimen estacionario, así como a las técnicas tiempo-frecuencia que permiten el diagnóstico de fallos bajo condiciones de régimen transitorio pero a un elevado coste computacional, este trabajo presenta una combinación de técnicas de diagnóstico que proporciona alta resolución espectral en todo el rango de carga de la máquina a bajo coste computacional y requisitos de memoria. Para la validación de las técnicas de modelado y la técnica de diagnóstico presentadas se ha implementado un banco de ensayos versátil con la capacidad de reproducir cualquier condición de funcionamiento que pueda operar la máquina.

De este modo, la tesis doctoral se ha estructurado en los siguientes capítulos:

- En primer lugar (Capítulo 1) se realiza una breve introducción como punto de partida de la tesis y se presentan los objetivos que se persiguen con el trabajo desarrollado.
- En el Capítulo 2 se presentan los diferentes tipos de fallos que pueden aparecer en máquinas eléctricas rotativas y las magnitudes físicas que se pueden utilizar para su detección. Por otro lado, se realiza una revisión de las diferentes técnicas disponibles para el modelado de máquinas eléctricas rotativas y de las técnicas de diagnóstico de fallos.
- En el Capítulo 3 se presenta la discusión de los resultados de la implementación del banco de ensayos.
- El Capítulo 4 muestra la primera publicación de la que se compone la tesis **A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling**, publicada en la revista **Sensors** del grupo Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI). En correspondencia con Journal Citation Reports (JCR) 2020, esta revista tiene un factor de impacto de 3.576, encontrándose en el cuartil **Q1** de la categoría Instruments & Instrumentation (14/72).
- El Capítulo 5 se corresponde con la publicación **Low Computational Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation**, publicada en la revista **Sensors** del grupo MDPI. En correspondencia con JCR 2020, esta

revista tiene un factor de impacto de 3.576, encontrándose en el cuartil **Q1** de la categoría Instruments & Instrumentation (14/72).

- En el Capítulo 6 se muestra la publicación **Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach**, publicada en la revista **Sensors** del grupo MDPI. En correspondencia con JCR 2020, esta revista tiene un factor de impacto de 3.576, encontrándose en el cuartil **Q1** de la categoría Instruments & Instrumentation (14/72).
- El Capítulo 7 corresponde a la última publicación incluida en este trabajo **Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current**, publicada en la revista **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement** del grupo IEEE. En correspondencia con JCR 2020, esta revista tiene un factor de impacto de 4.06, encontrándose en el cuartil **Q1** de la categoría Instruments & Instrumentation (11/64).
- Finalmente en el Capítulo 8 se presentan las conclusiones y principales aportaciones de la presente tesis, así como algunas de las posibles futuras líneas de investigación que abre este trabajo.

Resum

Al llarg dels anys, les màquines elèctriques rotatives han esdevingut elements claus en aplicacions industrials treballant tant como a fonts d'energia mecànica (funcionant en mode motor) como a fonts d'energia elèctrica (funcionant en mode generador). Les averies inesperades d'aquestes màquines poden provocar temps no programats de inactivitat, que esdevindrien en greus pèrdues econòmiques. Aquest raonament és cert per a màquines elèctriques rotatives en general i per als aerogeneradors en particular, la instal·lació dels quals i necessitats de manteniment han experimentat un gran creixement al llarg dels últims anys. El manteniment predictiu evitaria les averies inesperades i el augment de costos derivats de un manteniment preventiu, mitjançant el anàlisi continu i en línia de les magnituds que indiquen l'estat de l'aerogenerador. A més, seria necessari desenvolupar tècniques de diagnosi fiables a través de proves realitzades en aerogeneradors treballant amb distintes condicions de fallada.

La realització d'assajos destructius per a l'estudi de defectes o averies no és econòmicament factible. Per tant, s'han desenvolupat models de màquines elèctriques rotatives treballant en condicions de fallada. D'aquesta manera, aquest model permeten extraure les característiques de les corrents absorbides/generades per les màquines en condicions de fallada i permeten reduir el nombre de proves destructives. Els models analítics assumeixen simplificacions que impedeixen representar de manera precisa les no idealitats i les no linearitats característiques de les màquines amb defecte. D'altra banda, els models basats en mètodes numèrics com ara els elements finits simulen les màquines treballant en condicions de fallada amb gran precisió però amb elevats temps de simulació i requeriments de memòria. Actualment, existeixen tècniques de

simulació basades en mètodes avançats de càlcul numèric, que ja s'apliquen a altres problemes electromagnètics amb bons resultats de precisió i temps de processat de la simulació. Tanmateix, l'ús de sistemes de prototipat ràpid, com els sistemes “hardware in the loop” (HIL) s'utilitzen, cada vegada més, en diferents àrees de investigació como una solució al modelat en línia de sistemes reals. Per tant, l'ús d'aquestes dues tècniques es idoni per a la diagnosi de fallades.

A partir d'un compendi d'articles científics i presentacions en congrés d'aquesta tesi doctoral s'han desenvolupat les diferents etapes de implementació del banc de proves. En primer lloc s'exploren les diferents tècniques de modelat de màquines elèctriques rotatives mitjançant una revisió exhaustiva de la literatura tècnica disponible fins a la data. D'altra banda, es pretén desenvolupar tècniques de modelat per se implementades en sistemes de prototipat ràpid per realitzar la diagnosi en línia de la màquina. En aquest cas, la primera tècnica de modelat desenvolupada en la tesis es basa en mètodes analítics, obtinguin-se un model molt ràpid que simplifica el procés de càlcul dels paràmetres del model de la màquina elèctrica i és capaç de representar qualsevols tipus i nombre de fallades de simetria del rotor.

No obstant això, els models analítics, como el presentat, degut a les distintes simplificacions que assumeixen, no poden modelar amb precisió les no idealitats i no linealitats pròpies de les màquines de inducció amb fallada. El models basats en mètodes numèrics son més complets però requereixen una gran capacitat computacional i llargs temps de simulació. A més, la seu implantació en sistemes de prototipat ràpid resulta una tasca complexa i en molts casos inassolible fins i tots en els sistemes moderns. Per aquesta raó s'ha optat per desenvolupar un mètode de modelat basat en un plantejament híbrid analític-numèric, que pot ajudar al desenvolupament de sistemes per provar tècniques de diagnosi de fallades per se implantats en dispositius embedguts així com per entrenar a sistemes experts per avaluar la condició de la màquina. No obstant això, aquest model encara requereix de importants capacitats de memòria i temps de computació, per tant, en aquesta tesis, s'aporta un mètode per optimitzar el càlcul de les inductàncies de la màquina elèctrica. L'estudi d'aquesta tècnica, a més d'una publicació en revista, ha resultat en dos presentacions en congressos. Concretament, la correcta implementació de la tècnica per poder obtindre un diagnòstic fiable i també realitzat una comparativa amb altre mètode de reducció del paràmetres proposat a la literatura científica. En altra publicació s'ha optimitzat el model analític mitjançant un mètode basat en l'àlgebra tensorial que permet adaptar el model híbrid a altres tipus de fallada.

Finalment, com alternativa a les tècniques de diagnòstic tradicionals basades en el analisi de la corrent amb la transformada ràpida de Fourier (FFT) limitades al diagnòstic en règim estacionari, així como a les tècniques basades en l'anàlisi temps-freqüència que permeten la diagnosis en règim transitori per a un elevat cost computacional, aquest treball presenta una combinació de tècniques de diagnosi que proporciona alta resolució espectral en totes les zones de treball de la màquina amb un baix cost computacional i de memòria. Per a la validació d'aquestes tècniques de modelat i la tècnica de diagnosi presentada s'ha implementat un banc d'assajos versàtil i amb la capacitat de reproduir qualsevol condició de funcionament de la màquina.

D'aquesta manera, la tesi doctoral s'ha estructurat en els següents capítols:

- En primer lloc (Capítol 1) es realitza una breu introducció, com a punt de partida de la tesi, i es presenten els objectius de la mateixa.
- En el capítol 2 es presenten els diferents tipus de fallades que poden aparèixer en màquines elèctriques rotatives i les magnituds físiques que es poden utilitzar per a la seua detecció. D'altra banda, es realitza una revisió de les diferents tècniques disponibles per a modelat de màquines elèctriques rotatives i de les tècniques de diagnosi de averies.
- En el capítol 3 es presenta la discussió de resultats de la implantació del banc de proves virtual.
- El capítol 4 mostra la primera publicació de la que es compon la tesi **A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling**, publicada en la revista **Sensors** del grup Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI). D'acord amb el Journal Citation Reports (JCR) 2020, esta revista té un factor de impacte de 3.576 y es troba en el quartil **Q1** de la categoria Instruments & Instrumentation (14/72).
- El capítol 5 es correspon amb la publicació **Low Computational Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation** publicada en la revista **Sensors** del grup MDPI. D'acord amb l'index JCR 2020, esta revista té un factor de impacte de 3.576 i es troba en el quartil **Q1** de la categoria Instruments & Instrumentation (14/72).
- El capítol 6 mostra la publicació **Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach**, publicada a la revista **Sensors** del grup MDPI. D'acord amb

l'index JCR 2020, esta revista té un factor de impacte de 3.576 i es troba en el quartil **Q1** de la categoria Instruments & Instrumentation (14/72).

- El capítol 7 correspon a la última publicació inclosa en aquesta tesi **Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current**, publicada a la revista **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement** del grup IEEE. D'acord amb l'index JCR 2020, esta revista té un factor de impacte de 4.06 i es troba en el quartil **Q1** de la categoria Instruments & Instrumentation (11/64).
- Finalment en el capítol 8 s'inclouen les conclusions i principals contribucions de la present tesi, així com algunes possibles futures línies de investigació que s'obrin.

Summary

Over the years, rotating electrical machines have become key elements in industrial applications, both as sources of mechanical power (operating as motors) and as sources of electrical power (operating as generators). Unexpected breakdowns in these components can lead to unscheduled downtimes and consequently to large economic losses. This relates to electrical machines in general and particularly to wind turbines, whose installation and maintenance needs have raised significantly in recent years. Predictive maintenance would avoid unexpected breakdowns and the associated increased costs from preventive maintenance, by online condition monitoring of the machine. In addition, the development of reliable diagnostic techniques is needed, which requires the testing of wind turbines working under various fault conditions.

As destructive testing for fault research purposes is not economically feasible, several rotating electrical machines models running under fault conditions have been developed to investigate the characteristics of faulty machines and have allowed reducing the number of destructive tests. Analytical models assume simplifications which cannot accurately represent the non-idealities and nonlinearities of faulty machines. On the other hand, models based on numerical methods such as finite element method-based models are more comprehensive, but they require a significant computational capacity and long simulation times. Currently, there are simulation techniques based on advanced numerical computational methods, which are being applied or have been applied to other electromagnetic problems with great results in terms of accuracy and simulation computation times. Likewise, rapid prototyping systems, such as hardware in the loop (HIL) systems, have been used in different research areas

as a solution to on-line modeling of real systems. Therefore, the combination of both techniques could be ideal for fault diagnosis purposes.

The different stages of the implementation of the test bench have been developed from the compendium of scientific papers and conference presentations of this doctoral thesis. Firstly, the different modeling techniques for rotating electrical machines are explored through an exhaustive review of the technical literature available so far. Moreover, it is aimed at developing modeling techniques valid to be implemented in rapid prototyping systems to perform online diagnosis of the machine. The first modeling technique developed in this thesis is based on analytical methods, obtaining a very fast model which greatly simplifies the process of calculating the parameters of the electrical induction machine model. This model can reproduce any kind and number of rotor asymmetry faults.

However, analytical models as the presented one, due to the simplifications assumed, cannot accurately model the inherent non-idealities and non-idealities within faulty induction machines. Models based on numerical methods are more complete but require high computational effort and long simulation times. Moreover, their implementation in rapid prototyping systems is challenging so far. For this reason, a modeling method based on a hybrid analytical-numerical approach is developed, which can contribute to the development of testing fault diagnosis techniques to be implemented in embedded devices, as well as to train expert systems to evaluate the state of the machine. However, this model still requires a significant memory capacity and computation time, so it is provided a method to optimize the computation of the coupling parameters of the machine. The study of this technique has resulted in a journal publication and two conference presentations. Particularly, it is studied the correct implementation of the modelling technique to obtain a reliable fault diagnosis and it is compared with another method of parameter reduction proposed in the technical literature. Besides that, the analytical model has been optimized, providing a new method based on tensor algebra, which also allows the hybrid model to be adapted to different types of defects.

Finally, this work shows a combination of diagnostic techniques providing high spectral resolution over the entire machine load range at low computational cost and with negligible memory requirements. This provides an alternative to the traditional diagnostic techniques based on current analysis using Fourier transform (FFT), whose implementation is limited to the diagnosis in the steady state, as well as time-frequency techniques, which allow fault diagnosis under transient regime conditions at high computational cost. For the validation of the presented modeling techniques and diagnostic technique, a versatile

test bench has been implemented. This test bench allows to reproduce any operating condition of the machine.

Thus, the doctoral thesis has been structured in the following chapters:

- Firstly (Chapter 1) a brief introduction as the starting point of the thesis and the objectives pursued are presented.
- Chapter 2 presents the different types of faults which can turn up in rotating electrical and the physical magnitudes used for their detection. On the other hand, the different techniques available for the modeling of rotating electrical machines and diagnosis techniques are reviewed.
- Chapter 3 discuss the results of the test bench implementation.
- Chapter 4 shows the first publication of the thesis **A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling**, published in the journal **Sensors** of the Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI). According to Journal Citation Reports (JCR) 2020, the journal has an impact factor of 3.576 and is ranked in the **Q1** quartile of the Instruments & Instrumentation category (14/72).
- Chapter 5 corresponds to the publication **Low Computational Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation**, published in the journal **Sensors** of the MDPI group. According to JCR 2020, the journal has an impact factor of 3.576 and is ranked in the **Q1** quartile of the Instruments & Instrumentation category (14/72).
- Chapter 6 shows the publication **Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach**, published in the journal **Sensors** of the MDPI group. According to JCR 2020, the journal has an impact factor of 3.576 and is ranked in the **Q1** quartile of the Instruments & Instrumentation category (14/72).
- Chapter 7 corresponds to the last publication included in this work **Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current**, published in the **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement** of the IEEE group. According to JCR

2020, the journal has an impact factor of 4.06 and is ranked in the **Q1** quartile of the Instruments & Instrumentation category (11/64).

- Finally, Chapter 8 presents the conclusions and main contributions of this thesis, as well as some of the possible future lines of research that this work opens up.

Índice general

Resumen	iii
Índice general	xv
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Organización y desarrollo de la tesis	4
2 Estado del arte	7
2.1 Introducción	7
2.2 Fallos en máquinas eléctricas rotativas	8
2.3 Magnitudes para la monitorización del estado de las máquinas eléctricas rotativas	18
2.4 Modelado de máquinas eléctricas rotativas	23
2.5 Técnicas de diagnóstico de fallos basados en la monitorización de la corriente	47
2.6 Sistemas de prototipado rápido	61
3 Resultados	67
3.1 Introducción	67
3.2 Modelo del aerogenerador	69
3.3 Modelo híbrido FEM-analítico de la máquina eléctrica	70
3.4 Optimización de la obtención de las inductancias: Sparse Subsparse Learning (SSL) y polinomio de interpolación trigonométrica	76
3.5 Optimización del modelo analítico: Enfoque del tensor de devanados	85

3.6	Implementación en sistema HIL	106
3.7	Técnicas de diagnóstico: algoritmo de Goertzel	108
4	A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling	119
4.1	Abstract	119
4.2	Introduction	120
4.3	Models based on coupled circuits	124
4.4	Models based on magnetic circuits	133
4.5	Models based on FEM	137
4.6	Hybrid models	139
4.7	Conclusions	140
5	Low Computational Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation	155
5.1	Abstract	156
5.2	Introduction	156
5.3	System equations	160
5.4	Proposed method for computing the coupling parameters of the faulty IM via sparse identification and trigonometric interpolation polynomial	163
5.5	Results	172
5.6	Fault diagnosis analysis	174
5.7	Experimental validation	185
5.8	Conclusions	187
5.9	HIL OP4500 main features	188
6	Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach	193
6.1	Abstract	193
6.2	Introduction	194
6.3	Analytical model of the SCIM	197
6.4	Primitive reference frame of the SCIM	201
6.5	Analytical model of the SCIM in healthy state	211
6.6	Analytical model of the SCIM with rotor cage faults	216
6.7	Experimental validation	223
6.8	Conclusion	235
6.9	Commercial IM	236
6.10	Current Clamp	237
6.11	Computer features	237

7 Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current	243
7.1 Abstract	243
7.2 Introduction	244
7.3 Narrow-Band Frequency Analysis of the Rectified Current Signal	249
7.4 Optimized Implementation of the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current Signal	251
7.5 Experimental Validation	259
7.6 Conclusions	267
7.7 Three-phase Induction Motor	268
7.8 ESP32 Development Board	268
8 Conclusiones	273
8.1 Conclusiones	273
8.2 Principales aportaciones	275
8.3 Líneas futuras de investigación	276
Bibliografía	279

Índice de figuras

2.1	Resumen de las diferentes averías que pueden sufrir las máquinas eléctricas rotativas.	9
2.2	Gráfico circular de los motivos más comunes de tiempos de parada en máquinas eléctricas	10
2.3	Geometría típica de un rodamiento.	11
2.4	Rodamiento deteriorado de un motor.	12
2.5	Excentricidad estática.	12
2.6	Excentricidad dinámica.	13
2.7	Rotor con una barra rota (izquierda) y rotura en la unión barra-cortocircuito (derecha).	15
2.8	Barra rota de rotor en un motor de inducción.	16
2.9	Deterioro del estator por cortocircuito entre bobinas.	17
2.10	Clasificación por parte de la autora de los diferentes tipos de modelos matemáticos de máquinas eléctricas rotativas válidos para simular fallos en las mismas.	24
2.11	Circuito equivalente de una jaula rotórica con múltiples circuitos acoplados.	26
2.12	Esquema de un modelo en ejes ABC (izquierda) y d-q (derecha) de una máquina de inducción trifásica.	33
2.13	Topología magnética equivalente simplificada de una máquina de inducción sana con ranura de rotor cerrada.	37
2.14	Diagrama general del proceso de diagnóstico de fallos a partir de la monitoreización de la corriente.	47

2.15 a) Espectro de la corriente (derecha) y resultado de aplicar la transformada de Hilbert (izquierda) de una máquina sana. b) Espectro de la corriente (derecha) y resultado de aplicar la transformada de Hilbert (izquierda) de la misma máquina con barra rota.	51
2.16 DWT aplicada a la corriente de arranque de una máquina de inducción de jaula de ardilla. Arriba (A) se representan los diferentes niveles de descomposición de la onda para la máquina sana y abajo (B) para la máquina con una barra rota. En esta última se resalta la evolución del armónico de barra rota.	55
2.17 Representación de los espacios tiempo-frecuencia del espectro Hilbert-Huang de la IMF1 (arriba) y la IMF2 (abajo) obtenidas con la HHT de la señal de corriente de arranque de una máquina con dos barras rotas.	57
2.18 Frecuencia instantánea del armónico característico de fallo extraído de la corriente de una máquina con fallo (izquierda) y de una máquina sana (derecha) calculado mediante HT. En rojo se señala la evolución del armónico de fallo calculada de forma teórica.	58
 3.1 Visión general de los sistemas de diagnósticos de fallos.	68
3.2 Diagrama general de bloques de un modelo de generador de velocidad variable.	69
3.3 Esquema de bloques del modelado general de un aerogenerador.	70
3.4 Diagrama de flujo del cálculo de la matriz de inductancias para una máquina de inducción con fallo para cada posición del rotor usando finite element method (FEM).	72
3.5 Densidad de flujo magnético de una simulación FEM de la máquina de inducción.	73
3.6 Modelo analítico de la máquina de inducción usando las ecuaciones (3.9)-(3.11) en Matlab/Simulink.	75
3.7 Diagrama del método propuesto para obtener la matriz de inductancias de un modelo de máquina de inducción basado en FEM y técnicas de aprendizaje mediante subespacios dispersos combinadas con polinomios de interpolación trigonométrica.	78
3.8 Inductancias entre la fase 3 del estator y ella misma, entre la fase 3 del estator y la barra rotor 28 y entre la barra del rotor 1 y ella misma, en función de la posición del rotor, utilizando simulaciones FEM y el método propuesto (INT), para tres grados diferentes de fallo de excentricidad estática. El método propuesto obtiene esencialmente los mismos valores que FEM. . . .	80
3.9 Espectograma de la corriente estatórica para un nivel de excentricidad del 14,64% usando el software FEM (FEM) y el método propuesto en la Sección 3.4 (INT) para el cálculo de las inductancias del modelo híbrido FEM-analítico. Se obtiene una buena aproximación de la amplitud característica para detectar la presencia del defecto.	82

3.10 Espectograma de la corriente estatórica para un nivel de excentricidad del 30,87% usando el software FEM (FEM) y el método propuesto en la Sección 3.4 (INT) para el cálculo de las inductancias del modelo híbrido FEM-analítico. Se obtiene una buena aproximación de la amplitud característica para detectar la presencia del defecto.	83
3.11 Espectograma de la corriente estatórica para un nivel de excentricidad del 69,13% usando el software FEM (FEM) y el método propuesto en la Sección 3.4 (INT) para el cálculo de las inductancias del modelo híbrido FEM-analítico. Se obtiene una buena aproximación de la amplitud característica para detectar la presencia del defecto.	84
3.12 Modelo analítico que implementa el sistema (3.15) en Simulink.	86
3.13 Sistema de referencia para la jaula rotórica con n_b barras.	87
3.14 Sistema de referencia compuesto por N conductores independientes colocados en el entrehierro. Los N componentes del tensor del entrehierro, $\dot{\mathbf{z}}_c$, son las corrientes a través de cada conductor elemental en este sistema.	88
3.15 Bucle del rotor en una jaula de ardilla de n_b barras.	92
3.16 Bucle del rotor en una jaula de ardilla de n_b barras con una barra rota b_2).	96
3.17 Bucle del rotor en una jaula de ardilla de n_b barras con dos barras rotas no consecutivas (b_2 and b_4).	98
3.18 Bucle del rotor en un rotor de jaula de ardilla de n_b barras con un anillo de cortocircuito roto (f_1).	100
3.19 Espectro de la corriente estatórica obtenida de las simulaciones de una máquina de inducción en los siguientes casos de averías en la jaula: (a) sana, (b) una barra rota, (c) dos barras rotas consecutivas, (d) dos barras rotas no consecutivas. Los armónicos de fallo se indican con flechas y su magnitud.	103
3.20 Espectro de la corriente del estator obtenida de las pruebas experimentales de una máquina de inducción en los siguientes casos de averías en la jaula: (a) sana, (b) una barra rota, (c) dos barras rotas consecutivas, (d) dos barras rotas no consecutivas. Los armónicos de fallo se indican con flechas y su magnitud.	105
3.21 Modelo Simulink implementado en el sistema HIL OP4500. Las señales de corriente estatóricas se adquieren con un osciloscopio digital debidamente conectado al dispositivo HIL.	107
3.22 Implementación del modelo en el sistema HIL. Las señales en tiempo real necesarias (corrientes estatóricas, velocidad) se conectan a las salidas analógicas del HIL y se utilizan para el desarrollo de diagnóstico de fallos, entrenar y verificar sistemas de diagnóstico de fallos online o basados en inteligencia artificial. Estas señales también pueden adquirirse mediante un osciloscopio digital o transferirse directamente al PC para su posterior procesamiento.	108
3.23 Filtro IIR que implementa el algoritmo de Goertzel aplicado a la señal de corriente rectificada.	110

3.24	Diagrama de pasos para la implementación propuesta del algoritmo de Goertzel optimizado.	112
3.25	Señal de corriente obtenida con la máquina parcialmente cargada, a una velocidad constante de 2994.6 rpm ($s = 0.0018$).	113
3.26	Espectro convencional de la señal de corriente de la Figura 3.25, usando una ventana de Hanning para reducir la fuga espectral.	115
3.27	Espectro de la señal experimental de la corriente rectificada de la Figura 3.25, generado con el algoritmo de Goertzel optimizado (Figura 3.24).	115
3.28	Espectro de la señal experimental de la medida de corriente rectificada en tres ensayos (Tabla 3.3), obtenidos con el algoritmo de Goertzel propuesto en la Figura 3.24.	116
4.1	Summary of different types of faults in induction machine.	120
4.2	Pie chart for common reasons for downtimes of induction machines (IMs).	122
4.3	Breakdown of induction motor fault models.	124
4.4	Multiple coupled circuit topology. Equivalent circuit of a rotor cage with multiple-coupled loops for healthy IM.	125
4.5	Simplified magnetic equivalent topology for healthy IM with closed rotor slot.	134
5.1	Analytical model of the induction machine using Equations (5.10)-(5.12) in Matlab/Simulink. The characteristics of the machine are found in Table 5.3.	162
5.2	Coupling parameters between stator phase 1 and itself (top), between stator phase 1 and rotor bar 1 (middle) and between rotor bar 1 and itself (bottom) for static eccentricity of 30.87% depending of the rotor position using FEM simulations. The bottom graph also shows the coupling parameters between rotor bar 1 and itself for static eccentricity of 14.65% and 69.13%.	167
5.3	Diagram of the proposed method to obtain the inductance matrix of an IM model using FEM based software and sparse subspace combined to trigonometric interpolation polynomial techniques.	171
5.4	Coupling parameters between stator phase 3 and itself, between stator phase 3 and rotor bar 28 and between rotor bar 1 and itself depending of the rotor position using FEM simulations and the proposed method (INT), for three different degrees of static eccentricity fault. The proposed method obtains mostly the same values as FEM.	173
5.5	Faulty hybrid FEM-Analytical model implemented in hardware in the loop (HIL) System OP4500. Stator currents are acquired using a digital oscilloscope properly connected to the HIL. HIL characteristics are found in Appendix 5.9.	175

5.6	Stator current spectrogram for static eccentricity level 14.64% using FEM software (FEM) and the proposed method (INT) to calculate the coupling parameters of the hybrid FEM-Analytical model. The hybrid model obtains a good approximation of the amplitude for detecting the presence of the fault.	177
5.7	Stator current spectrogram for static eccentricity level 30.87% using FEM software (FEM) and the proposed method (INT) to calculate the coupling parameters of the hybrid FEM-Analytical model. The hybrid model obtains a good approximation of the amplitude for detecting the presence of the fault.	178
5.8	Stator current spectrogram for static eccentricity level 69.13% using FEM software (FEM) and the proposed method (INT) to calculate the coupling parameters of the hybrid FEM-analytical model. The hybrid model obtains a good approximation of the amplitude for detecting the presence of the fault.	179
5.9	Coupling parameters between rotor bar 1 and itself (top), between stator phase 1 and itself (middle) and between stator phase 1 and rotor bar 1 (bottom), depending on the rotor position using FEM simulations and traditional trigonometric interpolation polynomial for 30.87% of static eccentricity. Both methods obtain essentially the same values as FEM.	180
5.10	Coupling parameters between rotor bar 1 and itself (top), between stator phase 1 and itself (middle) and between stator phase 1 and rotor bar 1 (bottom), depending on the rotor position using FEM simulations and traditional trigonometric interpolation polynomial (left) and using FEM and trigonometric interpolation considering space harmonics (right) for 30.87% of static eccentricity. The traditional trigonometric interpolation obtains values of space harmonics other than FEM while both the order and the amplitude of the space harmonics contents using the proposed method are the same as using FEM with a very small error.	182
5.11	Stator current spectrogram for static eccentricity level 30.87% using FEM (top) and traditional trigonometric interpolation polynomial (bottom). Traditional trigonometric interpolation polynomial introduces cross terms in the post-processing that could lead to misdiagnosis.	184
5.12	Experimental setup used for validation of the methodology. The zoom shows the IM hood fastener holes drilled to allow for static eccentricity faults.	185
5.13	Stator current spectrogram of the experimental machine, in healthy (top) and in faulty (bottom) conditions. It can be seen the characteristic trajectory in the time-frequency plane of the upper sideband harmonic (USH), generated in the case of a start-up transient of 5 seconds, as well as the evolution of the USH amplitude, which increases as the degree of the severity fault does.	186

6.1	Coordinate system of the IM with an electrical axis rigidly connected to each phase, static in the case of the n_s stator windings and moving with the rotor in case of the n_r rotor windings.	198
6.2	Analytical model that implements Equation 6.2 in Simulink.	200
6.3	Primitive reference frame used for the rotor cage, with n_b bars. Each bar and each end ring segment have a rigidly attached coordinate axis. The bar and end ring segment currents are the components of the current tensor in this frame. The bars are coupled to each other and to the stator currents through their mutual inductances (not shown in this circuit). On the contrary, the end ring segments do not couple with the other windings through mutual inductances.	203
6.4	Primitive reference frame of the SCIM, found by removing all interconnections between the windings, and short circuiting each. The arrows show the mutual impedances between stator windings and cage bars. The end ring segments do not couple with the other windings through mutual impedances.	203
6.5	Reference frame constituted by N independent conductors placed in the air gap. The N components of the air gap current tensor in this system, \mathbf{i}_c , are the currents through each elementary conductor.	208
6.6	Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars. There are $n_b - 1$ rotor loops, formed by two consecutive bars, coupled to each other and to the stator windings through their mutual inductances (not displayed in this schema). Besides, there are two end ring loops, which do not couple with any other windings through mutual inductances.	211
6.7	Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars with a single broken bar (b_2). It is similar to the circuits in a healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first rotor loop is formed by two non-consecutive bars (b_1 and b_3).	217
6.8	Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars with two non-consecutive broken bars (b_2 and b_4). It is similar to the circuits in a healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first two rotor loops contain the non-consecutive broken bars.	219
6.9	Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars with a single broken end ring segment (f_1). It is similar to the circuits in a healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first rotor loop includes the whole end ring loop.	221
6.10	Experimental setup: measurement equipment (left), and rotor of the motor whose characteristics are given in Appendix 6.9, with a broken bar (right).	224
6.11	Tested rotors with faulty cages: one broken bar (left), two consecutive broken bars (centre) and two non-consecutive broken bars (right).	225

6.12 Schema of the loading of the experimental machine (left) and experimental setup (right). The induction motor under test (Appendix A) is connected to a DC generator via a belt coupling. The DC machine feeds a resistive load. Both the resistive load and the field excitation can be controlled so that the induction machine works at rated speed.	226
6.13 Main inductance between two conductors of the simulated machine, located in the air gap, as a function of their angular separation.	226
6.14 Conductors per air gap interval of a stator winding (top) and a rotor bar (bottom).	227
6.15 Mutual inductance between a stator winding and rotor bar of the tested machine as a function of the rotor position (top), and its angular derivative (bottom).	228
6.16 Mutual inductance between a stator winding and a rotor loop of the tested machine as a function of the rotor position (top), and its angular derivative (bottom).	229
6.17 Spectra of the stator current obtained in the simulated tests of the motor of Appendix 6.9 with the following cage faults: (a) without fault, (b) one broken bar, (c) two consecutive broken bars (broken bars b_2, b_3) and (d) two non-consecutive broken bars (broken bars b_2, b_6). The main fault harmonics have been marked with text arrows, indicating their magnitude.	232
6.18 Spectra of the stator current obtained in the experimental tests of the motor of Appendix 6.9 with the following cage faults: (a) without fault, (b) one broken bar, (c) two consecutive broken bars (broken bars b_2, b_3) and (d) two non-consecutive broken bars (broken bars b_2, b_6). The main fault harmonics have been marked with text arrows, indicating their magnitude.	234
7.1 Motor of Appendix 7.7 (3.15 MW), with a broken bar fault.	245
7.2 IIR filter that implements the Goertzel algorithm, applied to the rectified current signal.	252
7.3 Spectral leakage generated by the fundamental component of the rectified current signal, located at the origin, and frequency bins selected for calculating the Goertzel algorithm (black dots in the frequency axis), the ones with the lowest leakage. In this plot, $\Delta f = 1/T_{acq}$ and $k_{max} = \text{ceil}(2s_n f_n / \Delta f)$ Equation 7.16.	254
7.4 Proposed implementation of the optimized Goertzel algorithm. Its recursive part is executed upon the arrival of each new rectified current sample, and is implemented using a real multiplication and two real additions per bin. The final output computes directly the modulus squared of each bin, which avoids the use of complex numbers. This algorithm is applied only at the bins with the lowest leakage generated by the supply component in the diagnostic frequency band $[0 - 2s_n f_n]$, given by Expression 7.17.	258

7.5	IM tested with the proposed technique (see Appendix 7.7), operating in a thermal power plant-heating plant (TPP-HP).	259
7.6	Rotor of the tested 3.15 MW IM (left), and close-up view of the broken bar (right).	259
7.7	Current signal obtained while the motor is partially loaded, at a constant speed of 2994.6 rpm ($s = 0.0018$). The enlarged view shows that, in addition to the fault components generated by the rotor asymmetry, this signal contains other components generated by electromagnetic noise, and by the non-ideal character of the machine.	260
7.8	Conventional spectrum of the experimental current signal of Figure 7.7, using a Hanning window for reducing the spectral leakage. The broken bar harmonics calculated in Table 7.1, second row, around the supply frequency, can be detected in this spectrum, which is an assessment of the broken bar fault, confirmed by visual inspection.	261
7.9	Spectrum of the experimental rectified current signal of Figure 7.7, generated with the optimized Goertzel algorithm (Figure 7.4). The theoretical broken bar fault harmonics calculated in Table 7.1, first row, can be detected in this spectrum, what is an indication of the broken bar fault, confirmed later by visual inspection. The circles mark the 61 points calculated by the optimized Goertzel algorithm of Figure 7.4.	262
7.10	Spectra of the experimental rectified current signal measured in the three tests of Table 7.2, obtained with the proposed Goertzel algorithm of Figure 7.4. Top: test 1, $s = 0.0011$. Middle: test 2, $s = 0.0016$. Bottom: test 3, $s = 0.0019$. The theoretical broken bar fault harmonics calculated in Table 7.2 coincide with the experimental fault harmonics in all the spectra, marked with arrows, what is an indication of the broken bar fault. The circles mark the 61 points calculated by the optimized Goertzel algorithm in each test.	264
7.11	Spectrum of the experimental current signal of Figure 7.7, generated with the implementation of Goertzel algorithm (top), , and with the ZFFT (bottom). The circles mark the frequency bins calculated by both methods. The fault harmonics can be observed at their theoretical frequencies (marked with arrow labels), as in the case of the proposed method (see Figure 7.9).	267

Índice de tablas

2.1	Tabla resumen de las técnicas de diagnóstico revisadas en la Sección 2.5.	60
3.1	Datos de la máquina simulada.	79
3.2	Costes computacionales, tiempo de cálculo y recursos de memoria para obtener las inductancias de la máquina de inducción con fallo para un caso genérico, un caso de excentricidad estática y utilizando el método propuesto.	81
3.3	Frecuencias teóricas de los armónicos de fallo de barra rota en 3 pruebas trabajando con diferentes niveles de carga.	114
4.1	MCC reference for different types of faults.	130
4.2	d-q reference for different types of faults.	133
4.3	magnetic equivalent circuit (MEC) references for common faults.	136
4.4	FEM references for different types of faults.	139
5.1	Set of points in the parametric space $[0, \pi/14]$ to compute $[L_{ss}]$ and $[L_{sr}]$	168
5.2	Computational costs, computational time and memory resources to obtain the coupling parameters of a faulty IM for a generic case, a case of static eccentricity and using the proposed method.	172
5.3	Data of the simulated machine.	174
6.1	Increase of the LSH magnitude in case of a double broken bars fault, at different bar positions, compared with the LSH in case of a single broken bar fault	235
7.1	Theoretical frequencies of the broken bar fault harmonics in the test at a constant speed of 2994.6 rpm	260

7.2	Theoretical frequencies of the rotor broken bar fault harmonics in three tests with different load levels	263
7.3	Computing times of the proposed method in the ESP32-DEVKIT-V1 development board of Appendix 7.8, running at different CPU clock rates.	265

Lista de abreviaturas

ADC analog-to-digital converter

AI artificial intelligence

ANN artificial neural network

BEM boundary element method

CBM condition based maintenance

CM condition monitoring

DSP digital signal processor

DFT discrete Fourier transform

FPGA field programmable gate array

FFT fast Fourier transform

FEA finite element analysis

FEM finite element method

GCL Gauss-Chebyschev-Lobatto

HIL hardware in the loop

HLI hierarchical Lagrange interpolation

IM induction machine

LSH lower sideband harmonic

MEC magnetic equivalent circuit

MER máquina eléctrica rotativa

MWFA modified winding function approach

MCSA monitoring current signature analysis

MCC multiple coupled circuit

PLC programmable logic controller

SDFT sliding window discrete Fourier transform

SSL sparse subspace learning

TSFEM time stepping finite element method

USH upper sideband harmonic

VSD variable speed drive

WFA winding function approach

ZFFT zoom-FFT

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se realiza una introducción a la tesis doctoral presentada. Se parte de la motivación para llevar a cabo este trabajo, analizando el estado actual de la energía eólica así como los parques eólicos ya instalados. En segundo lugar, se definen los objetivos a alcanzar. Por último, se muestra la estructura general de la tesis presentada por compendio de artículos.

1.1 Motivación

La energía eólica es una de las fuentes primaria de energía que ha experimentado un mayor crecimiento durante los últimos años. De acuerdo al Global Wind Energy Council (GWEC) , en el periodo 2016-2020 la potencia eólica en el mundo creció más del 65%, hasta situarse en 743 GW en 2020. El año 2020 ha sido, hasta el momento, el mejor año de la historia para la industria eólica mundial, con 93 GW de nueva capacidad instalada. España es el quinto país del mundo por potencia eólica instalada, tras China, Estados Unidos, Alemania e India. Según datos de Red Eléctrica de España y de la Asociación Empresarial Eólica (AEE), la energía eólica generó en 2020 más de 53.645 GWh de energía, un 21,9% del total.

A fecha de diciembre de 2020, el número de parques eólicos en España ascendía a 1.265 parques, en 1.037 municipios, con un total de 21.419 aerogeneradores, y una potencia instalada de 27.446 MW. El mantenimiento de este elevado número de aerogeneradores despierta un gran interés económico, tanto para

asegurar la continuidad de suministro, como para optimizar el rendimiento de este, sobre todo en un entorno en el que las políticas de incentivo se han eliminado o reducido.

Se estima que en 2025, habrá parques eólicos con potencia equivalente a más de 20.000 MW que tendrán más de 15 años (AEE) , lo cual resalta la necesidad del desarrollo de sistemas de mantenimiento predictivo de los parques. Esta cuestión ha sido objeto de menor atención hasta el momento, centrándose más en superar otros problemas relacionados con el aprovechamiento de este recurso energético, como la evaluación del recurso eólico para la selección óptima de la ubicación de las centrales [60] y el emplazamiento de los grupos de generadores en los parques [22], la resolución de los problemas asociados con la integración de los parques en el sistema eléctrico, la optimización del diseño de los aerogeneradores [66] y los sistemas de control para maximizar el rendimiento de los grupos [62].

Otro factor a destacar en la investigación acerca de la determinación del estado operativo de los aerogeneradores es el alargamiento de la vida útil de los parques [142], una tendencia cada vez más extendida a medida que maduran los parques. Apenas existen incentivos para la repotenciación de los parques por lo que la extensión de la vida útil de los aerogeneradores parece una solución natural para los dueños de los parques, los cuales tienen la oportunidad de aumentar su rentabilidad. El desarrollo de sistemas para la monitorización del estado de las máquinas eléctricas rehabilitadas tiene una mayor proyección que en el caso de las máquinas de nueva generación, que ya incorporan de serie sistemas integrados de diagnóstico. Para las empresas de mantenimiento, se abre así la puerta a nuevos modos de operación y mantenimiento, centrados en los puntos críticos, así como nuevas oportunidades en las auditorías y supervisiones de los parques.

1.2 Objetivos

El objetivo principal de la tesis doctoral es el desarrollo de un banco de ensayos virtual de aerogeneradores. Este banco debe permitir la simulación en tiempo real rápida y suficientemente precisa de un aerogenerador en diferentes condiciones de funcionamiento. Además, debe ser capaz de reproducir el comportamiento de los mismos bajo condiciones de distintas averías que puedan darse en la máquina eléctrica que compone el aerogenerador. De este modo, permitirá:

1. Establecer niveles de indicadores de fallo de gran sensibilidad.

2. Diseñar algoritmos de diagnóstico de averías que permitan su implementación en equipos on-line.
3. Procesar los resultados de dichos algoritmos para generar y transmitir diagnósticos que puedan ser interpretados de forma no ambigua por personal no especializado.

El banco de ensayos de aerogeneradores se compondrá a partir de modelos matemáticos avanzados de las máquinas eléctricas para permitir la simulación en condiciones de fallo, y deben estar optimizados para implementarse en equipos dedicados a la simulación en tiempo real, conocidos como “Hardware in the loop (HIL)” y complementados con los modelos analíticos de los componentes externos a la máquina eléctrica, que se desarrollarán y optimizarán para dicha plataforma.

Los objetivos específicos son los siguientes:

- Revisión del estado del arte en técnicas de modelado de máquinas eléctricas y sistemas de prototipado rápido, análisis comparativo y selección de métodos.
- Desarrollo del modelo matemático de la parte mecánica y electrónica del aerogenerador.
- Desarrollo del modelo matemático de la máquina eléctrica que permita reproducir diferentes condiciones de fallo, mediante:
 1. Modelo analítico de la máquina (MCC) donde los parámetros característicos de la máquina con fallos se obtienen mediante elementos finitos (FEM).
 2. Técnicas de reducción de modelo y parámetros que permitan reducir los costes computacionales y el número de simulaciones a realizar.
- Implementación de los modelos en el sistema de prototipado rápido HIL.
- Análisis de técnicas de diagnóstico para su integración en el banco de ensayos.
- Elaboración de las conclusiones derivadas de la investigación desarrollada.

1.3 Organización y desarrollo de la tesis

El trabajo presentado corresponde a una tesis doctoral por compendio de artículos científicos que conforman el desarrollo de las diferentes etapas de implementación del banco de ensayos de aerogeneradores.

La tesis está compuesta por 8 capítulos. Al tratarse de una tesis doctoral por compendio de artículos, los Capítulos 4, 5, 6 y 7 correspondientes a las publicaciones científicas se presentan en inglés, mientras que los Capítulos 1, 2, 3 y 8 se presenta en castellano.

El Capítulo 1 realiza la introducción a la tesis doctoral. En primer lugar se expone la motivación para desarrollar este trabajo analizando el estado actual de la energía eólica y las necesidades de mantenimiento de los parques eólicos nacionales. En segundo lugar, se definen los objetivos a alcanzar con el trabajo presentado. Finalmente, se muestra la estructura general de la tesis presentada por compendio de artículos.

El Capítulo 2 revisa el estado del arte los diferentes tipos de fallos que pueden aparecer en máquinas eléctricas rotativas y las magnitudes físicas que se pueden utilizar para su detección. Por otro lado, se presentan diferentes técnicas disponibles para el modelado de máquinas eléctricas rotativas así como técnicas de diagnóstico de fallos.

En el Capítulo 3 se presentan los resultados de la implementación del banco de ensayos a través de sus etapas: el modelo de aerogenerador, modelo híbrido de la máquina eléctrica y su optimización, la implementación en el sistema de simulación en tiempo real (HIL) y finalmente las técnicas de diagnóstico utilizadas.

El Capítulo 4 corresponde a la primera publicación "A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling" [130] que revisa los avances más recientes en las técnicas de modelado de máquinas de inducción con averías. Estos modelos se pueden clasificar en modelos basados en circuitos eléctricos, en circuitos magnéticos, modelos basados en métodos numéricos y los modelos híbridos recientemente propuestos en la literatura.

El artículo ha sido publicado en la revista "Sensors" del grupo Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI). De acuerdo con Journal Citation Reports (JCR) 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (14/72).

El Capítulo 5 corresponde a la publicación "Low Computational Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation" [131] que presenta una nueva metodología basada en la identificación dispersa y el polinomio de interpolación trigonométrica para minimizar el uso de simulaciones FEM para desarrollar un modelo híbrido FEM-Analítico de máquina de inducción con excentricidad.

El artículo ha sido publicado en la revista "Sensors" del grupo MDPI. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (14/72).

El Capítulo 6 "Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach" [86] propone nuevo método analítico para el modelado de máquinas de inducción con devanados de jaula asimétricos mediante un enfoque basado en tensores, aplicando el álgebra de rutina tensorial para obtener los parámetros del modelo de una máquina defectuosa a partir del sano.

El artículo ha sido publicado en la revista "Sensors" del grupo MDPI. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (14/72).

El Capítulo 7 "Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current" [87] implementa una novedosa combinación de técnicas de diagnóstico, en la cual se usa la corriente rectificada como señal de diagnóstico y el algoritmo de Goertzel como herramienta de procesamiento de señales.

El artículo ha sido publicado en la revista "IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement" del grupo IEEE. De acuerdo con JCR 2020 de 4.06, la revista tiene un factor de impacto de 4.016 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (11/64).

Finalmente, el Capítulo 8 muestra las conclusiones extraídas de este trabajo científico. En primer lugar, se analiza la consecución de los objetivos planteados. Seguidamente, se presentan las principales contribuciones de esta tesis doctoral al conocimiento científico. Finalmente, se indican las futuras líneas de investigación derivadas de la tesis.

Capítulo 2

Estado del arte

Este capítulo realiza una revisión científico técnica de la situación actual en el campo de la diagnosis de máquinas eléctricas rotativas. A lo largo del mismo se exponen los principales tipos de fallos que pueden aparecer en las máquinas, las magnitudes empleadas para su evaluación, las técnicas de modelado de las máquinas eléctricas con fallo disponibles, los métodos de análisis de la señal de corriente empleados para extraer información del estado de la máquina y los sistemas de prototipado rápido que pueden implementarse para su simulación en tiempo real.

2.1 Introducción

Las máquinas eléctricas rotativas se han convertido en elementos esenciales en aplicaciones industriales y de generación de energía. Todo ello, debido a su robustez y generalmente bajo coste. Su mantenimiento es, por tanto, un asunto crucial para poder mantener la producción en funcionamiento.

En la actualidad, se aplican principalmente tres estrategias de mantenimiento:

- Mantenimiento correctivo.
- Mantenimiento preventivo.
- Mantenimiento predictivo.

El mantenimiento correctivo no incluye ningún sistema de monitorización y supone continuar en funcionamiento hasta que el fallo irrumpe. Como resultado, el aerogenerador se detiene hasta haber solventado el fallo o reemplazado la máquina. Esto es, el fallo llega de forma inesperada e implica la parada de generación de energía, lo que podría generar grandes pérdidas económicas que incluso podrían superar el coste de la máquina. Se trata, por tanto, de una estrategia costosa e impredecible. Además, la no monitorización reduce la posibilidad de predecir y optimizar cualquier trabajo de mantenimiento [129].

La segunda opción es el mantenimiento preventivo. Este tipo de mantenimiento establece revisiones periódicas y la sustitución de determinados componentes. Los tiempos tanto para las revisiones como para los reemplazos suelen ser conservadores, lo que supone un aumento en los costes de mantenimiento. Finalmente, el mantenimiento predictivo, mediante la monitorización del estado de la máquina, permite no solo la detección temprana de un determinado fallo, sino también evaluar la gravedad de la avería para luego planificar las operaciones de reparación. Este tipo de mantenimiento no solo evita tiempos de inactividad innecesarios, sino que también reduce las pérdidas económicas por averías inesperadas, que pueden ser clave en la generación de energía del parque eólico [43]. Debido a sus claras ventajas, el mantenimiento predictivo, por tanto, es un tema de gran interés que requiere el uso de algún tipo de sistema de monitorización de estado.

Las siguientes subsecciones presentan los principales fallos o defectos presentes en las máquinas eléctricas rotativas, las principales magnitudes monitorizadas y las técnicas de identificación de fallo utilizadas en los sistemas de monitorización del estado, con el objetivo de establecer los principales requisitos previos en el desarrollo de modelos de máquinas eléctricas rotativas con defecto y, de forma que se pueda asegurar que estos modelos producen los resultados simulados necesarios para poder aplicar las diferentes técnicas de diagnóstico.

2.2 Fallos en máquinas eléctricas rotativas

En esta sección del Estado del Arte, se presentan las principales averías que pueden aparecer en las máquinas eléctricas rotativas y su origen, que puede ser interno, externo o debido a las condiciones ambientales.

En la literatura técnica se pueden encontrar distintos enfoques para categorizar los fallos o averías de las máquinas eléctricas rotativas. Como ejemplo, los defectos internos generalmente se clasifican de acuerdo a su origen (mecánico o eléctrico) y ubicación (estator o rotor) [63]. La Figura 2.1 muestra un diagrama

con las diferentes averías que se pueden dar en las máquinas eléctricas. Algunos de estos defectos o averías pueden desencadenar en paros inesperados, que podrían suponer grandes pérdidas económicas.

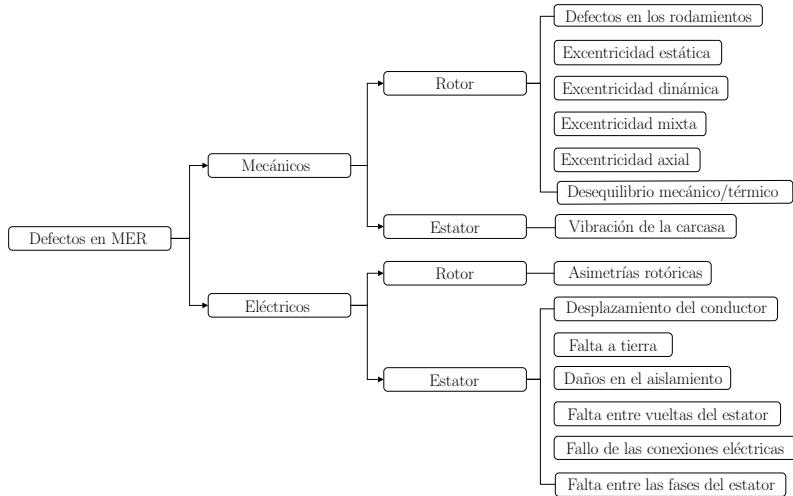


Figura 2.1: Resumen de las diferentes averías que pueden sufrir las máquinas eléctricas rotativas.

Los autores de publicaciones como [11] o [72] reportan que más del 50% de los fallos en las máquinas están relacionados con fallos en los rodamientos. Le siguen los relacionados con el devanado estatórico y los daños por condiciones externas, que representan cada uno el 16% de los fallos, mientras que las averías relativas al rotor y otros daños suponen un 5% y un 12%, respectivamente. Las averías más comunes, por tanto, son aquellas relacionadas con los rodamientos y el estator, que representan más del 60%. En la Figura 2.2 se muestran en un gráfico circular con los porcentajes de las principales averías de las máquinas eléctricas según [11, 72].

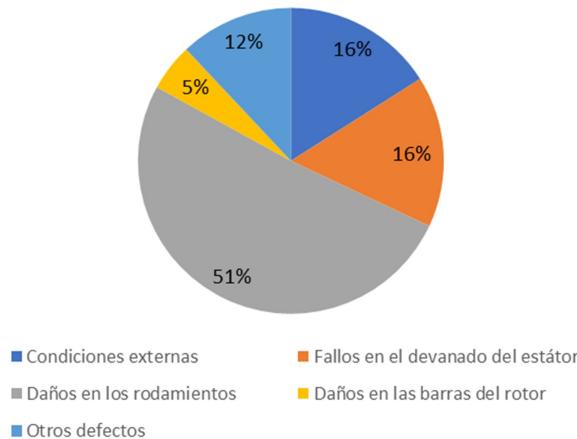


Figura 2.2: Gráfico circular de los motivos más comunes de tiempos de parada en máquinas eléctricas [11, 72].

2.2.1 *Fallos de tipo mecánico*

Los fallos de tipo mecánico se pueden clasificar por elementos, de acuerdo a su localización en el rotor o en el estator. Como se puede deducir del esquema de la Figura 2.1 de la sección anterior (Sección 2.1), los fallos mecánicos se producen principalmente en los elementos que componen el rotor y en la carcasa del estator.

A. Fallos en el rotor

Dentro del rotor se puede producir el fallo de los rodamientos, excentricidades o el desequilibrio mecánico/térmico, como se detalla a continuación.

- Fallo en los rodamientos

La mayoría de las máquinas eléctricas tienen cojinetes o rodamientos de bolas o rodillos, los cuales constan del elemento rodante, la pista exterior, la pista interior y el tren o jaula, tal y como se puede ver representado en la Figura 2.3.

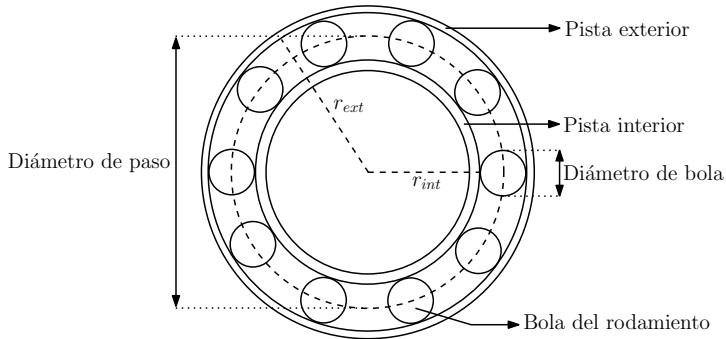


Figura 2.3: Geometría típica de un rodamiento.

Las principales causas de fallo de estos componentes son:

- Sobrecarga provocada por una deficiente alineación, desequilibrio en el rotor, la utilización de rodamientos inadecuados para la aplicación, etc.
- Instalación incorrecta del rodamiento.
- Exceso o defecto de lubricación.
- Circulación de corrientes a través de los rodamientos.
- Debido al calor que se conduce a través del eje.
- Debido a la fricción y la polución.

Los defectos en los rodamientos se pueden clasificar de forma general como: fallos en la pista de rodadura exterior y/o pista de rodadura interior, defectos en las bolas y defectos en la jaula. Cada defecto produce una vibración mecánica característica que posee unas componentes específicas en función de la geometría y la velocidad.

Los fallos en los rodamientos hacen que el rotor sea excéntrico, lo que produce una tracción magnética desequilibrada y provoca una carga adicional en los cojinetes (Figura 2.4).

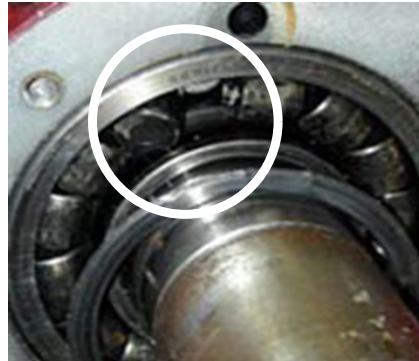


Figura 2.4: Rodamiento deteriorado de un motor.

También puede ser una de las razones de la vibración excesiva en la máquina, ya que la dinámica del eje está influenciada por el entrehierro distorsionado entre el estator y la máquina, así como al cambio en la rigidez del rodamiento [132]. Asimismo, los defectos en estos componentes pueden aumentar el consumo de energía de las máquinas, disminuyendo su eficiencia [14].

- Excentricidad

La excentricidad del entrehierro se conoce como la condición que ocurre cuando hay una distancia no uniforme entre rotor y el estator del entrehierro. Se clasifica, de forma general:

- Excentricidad estática: el eje de giro del rotor no coincide con el centro de masas del estator, o lo que es lo mismo, el rotor está desalineado a lo largo del orificio del estator, tal y como se representa en la Figura 2.5. Puede ser debida un fallo de fabricación del estator o excesiva tolerancia, una incorrecta instalación del rotor en el estator o por problemas en los rodamientos.

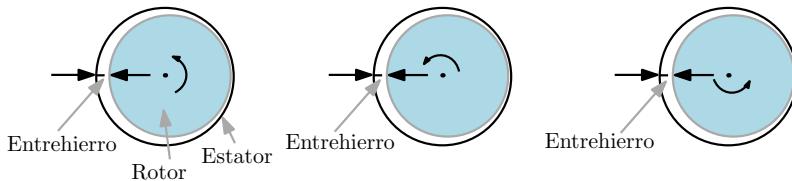


Figura 2.5: Excentricidad estática.

- Excentricidad dinámica: la línea central del eje del rotor se desvía de forma variable del centro del estator o, en otras palabras, el entrehierro mínimo gira con el rotor, como se ilustra en la Figura 2.6. Si la distancia entre el orificio y el rotor no es igual en toda la máquina, el flujo magnético variable dentro del espacio de aire crea desequilibrios en el flujo de corriente, los cuales se pueden identificar en el espectro de corriente.

La excentricidad dinámica puede ser provocada por distintas causas como fallos en la fabricación del rotor, un mal mecanizado del eje, desgaste en los rodamientos y cojinetes, expansiones asimétricas o excesivas o una mala calidad de las fijaciones.

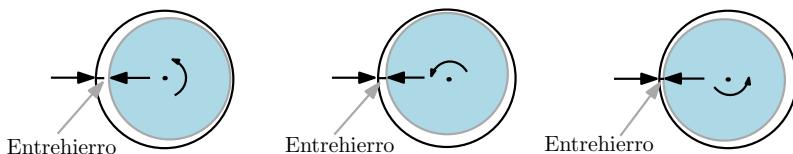


Figura 2.6: Excentricidad dinámica.

- Excentricidad mixta: es la combinación de la excentricidad estática y dinámica. Las máquinas sanas tienen cierto grado de excentricidad de forma inherente, que los fabricantes suelen especificar, considerándose un nivel tolerable hasta el 10%.
- Excentricidad axial: es la combinación de todas las excentricidades anteriores a lo largo del eje del rotor. Se produce cuando el eje de giro del rotor no es paralelo al eje geométrico del mismo, dando lugar a una excentricidad diferente en cada sección. Aparecerán, por tanto, todas las componentes armónicas asociadas a los diferentes tipos de excentricidad.

Cuando hay excentricidad, las inductancias varían causando un flujo magnético desequilibrado en el entrehierro que crea armónicos de fallo en la corriente de línea, pudiéndose identificar en el espectro.

El campo magnético en el entrehierro de un rotor excéntrico es siempre no uniforme. Dado que los enlaces de flujo en el entrehierro oscilan con la frecuencia sincrónica, se espera que cualquier armónico adicional que oscile en la velocidad debido a la estructura no uniforme tenga lugar en las bandas laterales de frecuencia de la frecuencia sincrónica.

- Desequilibrio

El desequilibrio del rotor se puede definir como una distribución desigual de masa alrededor del centro de rotación del rotor. También es una de las principales causas de las vibraciones en las máquinas de inducción. El desequilibrio genera fuerzas centrífugas y vibraciones extremas durante su funcionamiento que acortan tanto la vida del rotor, como de los rodamientos, el acoplamiento, las juntas y los engranajes.

- Desalineación

Acoplar la máquina eléctrica a un sistema mecánico es una tarea compleja, donde si el acoplamiento no es perfecto aparecerá una fuerza lineal en el eje. Esta fuerza producirá unos niveles de vibración muy elevados en las proximidades del acoplamiento que pueden acelerar la degradación de los rodamientos, el desgaste de los tacos del acoplamiento, la rotura de pernos, el sobrecaleamiento excesivo del sistema conductor por un aumento del consumo eléctrico, etc.

B. Fallos en el estator

Los fallos en el estator de tipo mecánico se producen principalmente por la excesiva vibración de la carcasa, tal y como se presenta a continuación.

- Vibración de la carcasa

Una vibración anormal de la carcasa del estator puede ser debida al movimiento de alguna bobina, una tensión de alimentación de la máquina desequilibrada, un fallo en la instalación de la máquina o un golpe a la misma.

2.2.2 *Fallos de tipo eléctrico*

En el siguiente apartado se resumen los fallos de tipo eléctrico que pueden darse en las máquinas eléctricas rotativas. Este tipo de fallos se originan en el estator y/o rotor de la máquina, que son los componentes internos por los que circulan las corrientes eléctricas. Se pueden deber al desgaste habitual por el uso, pero también a un diseño deficiente de la máquina o a su fabricación con materiales de baja calidad.

En el caso de los aerogeneradores, también pueden ocurrir debido a condiciones externas como que se superen los límites eléctricos que puede soportar el

aerogenerador o que problemas de tipo mecánico deriven en un fallo eléctrico, tal y como se produce cuando hay una sobrecarga mecánica.

A. Fallos en el rotor

Los fallos de tipo eléctrico en el rotor se basan esencialmente en las asimetrías rotóricas, como se detalla en el siguiente apartado.

- Asimetrías rotóricas

A pesar de que el rotor es uno de los elementos de las máquinas más resistentes, se puede producir la rotura total o parcial de alguna de las barras o de los anillos de cortocircuito, debido a algún defecto en estos elementos (Figura 2.7). Habitualmente estas averías se localizan en la unión entre las barras y los anillos de cortocircuito, donde se concentran las tensiones mecánicas, elevadas temperaturas y fuerzas centrífugas.

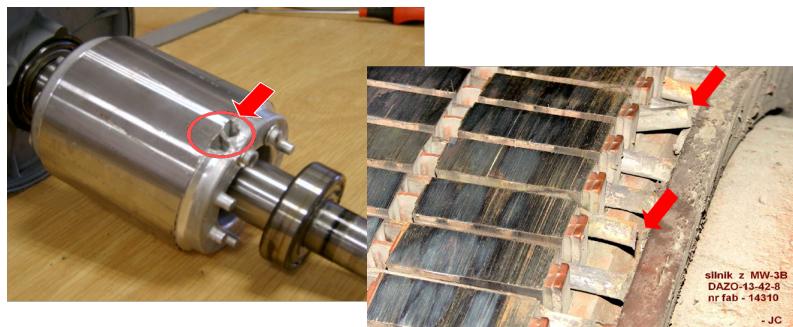


Figura 2.7: Rotor con una barra rota (izquierda) y rotura en la unión barra-cortocircuito (derecha).

La fractura puede producirse debido al arranque frecuente a la tensión nominal, a un desequilibrio térmico, por sobrecarga durante el arranque, al desequilibrio de la tracción magnética, a la fuerza electromagnética, al ruido o a un defecto de fabricación. En la Figura 2.8 se puede observar la representación de una barra rota en el rotor de una máquina de inducción.

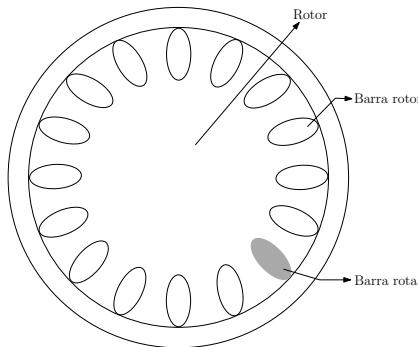


Figura 2.8: Barra rota de rotor en un motor de inducción.

Una rotura incipiente de la barra del rotor se agrava de forma prácticamente exponencial con el tiempo, ya que se espera que el flujo excesivo de corriente se concentre en las barras adyacentes en lugar de la rota, lo que proporciona una tensión eléctrica propagada a las zonas adyacentes. Cuando cualquiera de estas tensiones supera los niveles permitidos, la vida útil de la máquina se acorta.

B. Fallos en el estator

Los fallos de tipo eléctrico que se producen en el estator se pueden clasificar de forma general en el desplazamiento de un conductor, la apertura de una fase, cortocircuitos, daños en el aislamiento y daños en las conexiones eléctricas, como se detalla a continuación.

- Desplazamiento de un conductor

El desplazamiento de un conductor puede deberse a la aparición de descargas, la repetición de arranques de la máquina y/o la vibración en las fases de bobinado.

- Apertura de una fase

La apertura de una fase se produce por la existencia de algún defecto en el conductor, que provoca un incremento local de temperatura. Este calentamiento causa el aumento de la resistividad del cobre, y por tanto de las pérdidas por efecto Joule, de forma que se realimenta el proceso hasta alcanzar la temperatura de fusión y se corta. La máquina puede seguir operando, pero a par reducido.

- Cortocircuito en el estator

Se trata de una avería que se produce el devanado estatórico, debido a la aparición de descargas en el aislante y/o a su perforación. Estos defectos se derivan del envejecimiento o degradación del aislamiento de los devanados. El cortocircuito es una avería que progresiona rápidamente y desemboca en el fallo total de la máquina. Se suele localizar en los siguientes elementos del estator:

- Entre bobinas de la misma fase.
- Entre espiras contiguas.
- Entre fases contiguas.
- Entre una fase y tierra de la máquina.



Figura 2.9: Deterioro del estator por cortocircuito entre bobinas.

- Daños en el aislamiento

La función principal de los materiales de aislamiento de los devanados es soportar tensiones eléctricas. Sin embargo, en muchos casos también debe soportar otras tensiones mecánicas y ambientales.

El deterioro de los elementos de aislamiento es un defecto especialmente perjudicial ya que puede dar lugar a costosas reparaciones y la dificultad de encontrar técnicas fiables que permitan la monitorización de esta parte de las máquinas eléctricas.

Los daños en el aislamiento del estator pueden ser debidos a diferentes causas:

- Temperaturas altas en las bobinas y/o núcleo del estator.
- Deterioro del núcleo del estator.
- Desequilibrios y/o descargas eléctricas.
- Fugas en los sistemas de refrigeración.
- Desperfectos en las sujetaciones.

• Fallo en las conexiones eléctricas

El fallo en las conexiones eléctricas del estator se debe habitualmente a la perforación de los aislantes, uniones débiles, la contaminación con aceites o productos químicos y/o la vibración excesiva.

2.2.3 Conclusiones

En los apartados anteriores se pueden encontrar algunos de los fallos más comunes que se pueden encontrar en las máquinas eléctricas rotativas.

Estos fallos generan nuevas componentes de frecuencia sobre la onda original, como se verá más adelante, de forma que la detección de una u otra componente característica de fallo va a permitir la detección de su fallo asociado.

2.3 Magnitudes para la monitorización del estado de las máquinas eléctricas rotativas

En este apartado se revisan las principales magnitudes medibles en las máquinas eléctricas, a través de las cuales poder realizar un análisis del estado de la máquina o aplicar alguna técnica de diagnóstico.

2.3.1 Vibraciones

La existencia de averías tanto de origen eléctrico como mecánico origina la aparición de fuerzas que pueden modificar las frecuencias de vibración existentes en la máquina real debido a inherentes imperfecciones constructivas. Por consiguiente, mediante la monitorización de la vibración, será posible obtener información sobre su estado [132]. Las vibraciones se adquieren mediante un acelerómetro, colocado sobre la carcasa de la máquina. Cuando una avería está presente, se amplifican características de ese fallo en el espectro de la señal [120].

El análisis de vibraciones es una técnica ampliamente utilizada, tanto a nivel industrial como en la literatura científica [58, 79]. Sin embargo, no es idóneo para detectar fallos de origen eléctrico como los defectos de aislamiento o barras rotas [94]. Por otro lado, ciertas componentes de fallo en el espectro se amplifican tanto por causas eléctricas como mecánicas, no pudiendo discernir el origen de las mismas. Además de estos inconvenientes, se requiere el acceso a la máquina para instalar el acelerómetro, lo cual puede no resultar sencillo o incluso factible, como sería en el caso de los aerogeneradores o los motores sumergidos.

2.3.2 Impedancias

Según la teoría de las componentes simétricas, cualquier sistema desequilibrado puede descomponerse en dos sistemas trifásicos equilibrados de distinta secuencia, denominados sistemas de secuencia directa y sistemas de secuencia inversa o negativa mas un conjunto de fasores de igual fase denominados sistemas de secuencia homopolar o cero. Por consiguiente, se puede calcular la impedancia de cada una de las secuencias con su relación entre la corriente y la tensión.

Este método se ha mostrado adecuado para calcular la impedancia en sistemas con escasos desequilibrios. Cuando las asimetrías son considerables existen acoplamientos entre las componentes directa e inversa que obligan a introducir nuevos términos en el proceso de cálculo. Este aumento de complejidad dificulta su implementación en el diagnóstico de fallos de las máquinas eléctricas.

2.3.3 Flujo axial

El flujo axial de dispersión es el flujo magnético que aparece en el eje, la carcasa y en los alrededores de la máquina debido a la imposibilidad de construir máquinas completamente simétricas. Siempre se encuentran presentes pequeñas asimetrías en los circuitos eléctricos y magnéticos, que aparecen por el proceso de fabricación, tolerancias, transporte, instalación y uso de la máquina, así como por el uso de materiales anisotrópicos, de forma que aparecen variaciones en las corrientes tanto del estator como el rotor. Estas variaciones se verán representadas en la variación flujo axial. Un fallo incipiente contribuirá a incrementar el grado de asimetría inicial de la máquina, que se verá reflejado en un cambio en el flujo axial, específicamente, en sus componentes de frecuencia [51].

Aunque autores como [9, 146] muestran buenos resultados de la monitorización del flujo en la detección de fallos en el rotor y de excentricidad, pero no es habitual su implementación en la industria debido a sus inconvenientes. Por ejemplo, la posición del sensor de flujo influye en la magnitud de la señal de salida y a menudo no es posible instalar el sensor en una posición que garantice la fiabilidad del resultado. Asimismo, el análisis de esta magnitud no permite la distinción de la gravedad del fallo.

2.3.4 Par

El par que ofrecen las máquinas eléctricas es debido a los enlaces de flujo y las corrientes. Prácticamente todas las averías causan armónicos con frecuencias características en el par. Los métodos más comunes con fines de diagnóstico se basan en la obtención de la señal del par mecánico o del par electromagnético.

El análisis del par mecánico permite distinguir si la avería se encuentra en el rotor o en los devanados del estator [52].

No obstante, la obtención de la señal de par mecánico resulta complicada, sobre todo para su aplicación en el ámbito industrial, ya que el equipamiento requerido es complejo y de coste elevado, generalmente sensores piezoresistivos acoplados al eje de la máquina.

La obtención del par electromagnético resulta más sencilla. Habitualmente se calcula el par electromagnético a partir de la medida de tensiones y corrientes de la máquina, requiriendo equipamientos mucho más habituales en la industria. Como ejemplo, este método se ha aplicado para la detección de averías en el rotor [68]. A pesar de esto, presenta algunos inconvenientes ya que se

necesitan dos sensores diferentes (tensión y corriente), lo que aumenta el coste. Además, no proporciona información precisa del grado de severidad de la avería en el rotor.

2.3.5 Potencia instantánea

La potencia instantánea se define mediante la expresión:

$$p(t) = \sqrt{3} \cdot V_{LL}(t) \cdot i_L(t) \quad (2.1)$$

Donde $V_{LL}(t)$ es la tensión entre dos de las tres fases del estator e i_L es la corriente que circula por una de estas fases [74].

La potencia instantánea total se puede expresar como la suma de dos potencias parciales, la potencia instantánea referida a la componente de corriente continua y la potencia instantánea referida a la fundamental:

$$p(t) = p_{AB}(t) + p_{CB}(t) \quad (2.2)$$

Donde:

$$p_{AB}(t) = V_{LL} \cdot I_L \cdot \left[\cos\left(\phi + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(2\omega - \phi - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (2.3)$$

$$p_{CB}(t) = V_{LL} \cdot I_L \cdot \left[\cos\left(\phi - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(2\omega - \phi - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (2.4)$$

V_{LL} e I_{LL} son valores eficaces.

El método se basa en medir las tensiones y corrientes estatóricas para calcular la potencia instantánea. Posteriormente, se analiza la forma de onda para extraer las componentes armónicas características.

En trabajos como [37, 135] se analizan y comparan estas tres potencias instantáneas con otras técnicas de monitorización del estado para el caso de barras rotas, con la máquina trabajando bajo diferentes condiciones de carga. Estos trabajos señalan que la potencia instantánea parcial referida a la componente fundamental tiene la mayor sensibilidad para las averías en el rotor. También se reportan buenos resultados de la monitorización de potencia instantánea para la detección de averías mixtas y grado de severidad de los fallos [33]. No obstante, la monitorización de esta magnitud, al igual que la del par, tie-

ne el inconveniente de necesitar dos tipos de sensores para la monitorización, aumentando los costes.

2.3.6 Tensión Línea-Neutro

Este método se basa en la monitorización de la tensión entre la alimentación y el neutro del estator. Las averías que provocan cambios en las inductancias mutuas de la máquina dan lugar a componentes armónicos en el neutro [65]. La monitorización de la tensión línea-neutro se ha utilizado para la detección de faltas como la rotura de barras [99] y excentricidad [100].

El equipamiento requerido es simple y se han obtenido buenos resultados hasta el momento, sin embargo, todavía requiere de investigación para la mejora del diagnóstico general de averías en las máquinas eléctricas.

2.3.7 Corriente estatórica

La corriente estatórica se ha convertido en la magnitud más utilizada para la monitorización del estado de la máquina por sus múltiples ventajas frente a otras alternativas, ya que [46]:

- No requiere el acceso a la máquina. La instalación del transductor de corriente se puede realizar en la subestación o en el cuadro de alimentación.
- La medida se realiza de forma no invasiva. No es necesario perturbar el funcionamiento de la máquina para obtener la señal de corriente.
- El equipamiento requerido es simple. Sólo es necesario registrar la corriente de una de las fases de la máquina, que se puede conseguir de forma simple con una pinza amperimétrica y un osciloscopio de mínimas prestaciones.
- Permite la detección de averías en el rotor, así como excentricidades y defectos en rodamientos, pero también en fallos en engranajes o en la carga accionada [107].

2.3.8 Monitorización del estado mixta (*Fusion*)

En la literatura técnica también se pueden encontrar técnicas de diagnóstico a partir de la monitorización de dos o más magnitudes. Una de las combinaciones que ha generado un mayor interés es la monitorización de la corriente estatórica y la vibración, que mediante un post procesado avanzado de las señales permite detectar y clasificar una o más averías en las máquinas eléctricas [2, 141].

Por otro lado, como desventajas, la monitorización de varias magnitudes añade complejidad al proceso de diagnóstico y además, como se ha presentado con anterioridad, el uso de varios sensores aumenta los costes, dificultando su implementación en la industria.

2.3.9 Conclusiones

En la Sección 2.3 se ha realizado una revisión de las principales magnitudes que se pueden monitorizar para el diagnóstico de las máquinas eléctricas.

El análisis de magnitudes como las vibraciones o el flujo implican técnicas invasivas y pueden dar lugar a errores de diagnóstico debido a superposición de frecuencias. El cálculo de las impedancias implica cálculos complejos y el análisis de la tensión línea-neutro, a pesar de su simplicidad, todavía requiere de más investigación para considerarla una magnitud adecuada para el diagnóstico de fallos de las máquinas eléctricas. Por otro lado, el análisis de la potencia, par y la combinación de técnicas (*FUSION*) implican la medida de varias señales, mientras que la monitorización de la corriente solamente requiere de la medida de una de las fases de corriente.

Ninguna magnitud se ha mostrado infalible para detectar todos los posibles fallos y grados de severidad. No obstante, debido a las múltiples ventajas y simplicidad que ofrece la monitorización de la corriente estatórica, en la presente tesis se ha elegido esta magnitud para la monitorización del banco de ensayos a desarrollar.

2.4 Modelado de máquinas eléctricas rotativas

El modelado de las máquinas eléctricas se emplea para su diseño pero también resulta una herramienta muy útil para investigar sus características operativas minimizando las pruebas destructivas, así como para validar nuevas técnicas de diagnóstico de fallos implementados en dispositivos embebidos, o entrenar sistemas expertos para clasificar fallos, entre otros [16, 93, 106]. Con esta

herramienta, por tanto, se pueden reducir los grandes costes que representan las pruebas destructivas de las máquinas.

Para fines de diagnóstico de fallos, los modelos deben permitir monitorizar la magnitud requerida para detectar la avería y además, ejecutarse en tiempo real para desarrollar y testear sistemas de monitorización online del estado. Estos modelos se pueden clasificar de forma extensiva en tres categorías: modelos basados en métodos analíticos, modelos basados en métodos numéricos y modelos híbridos. Dentro de los modelos basados en métodos analíticos, se distingue habitualmente entre los modelos basados en circuitos acoplados y los basados en circuitos magnéticos, como se ilustra en el esquema de la Figura 2.10

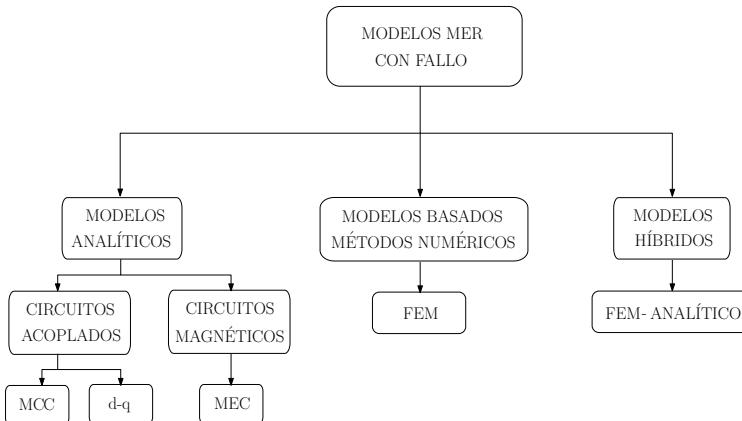


Figura 2.10: Clasificación por parte de la autora de los diferentes tipos de modelos matemáticos de máquinas eléctricas rotativas válidos para simular fallos en las mismas.

En las siguientes subsecciones se revisan los principales métodos de modelado de máquinas eléctricas y su idoneidad para la representación de máquinas eléctricas rotativas con fallo, con sus ventajas e inconvenientes. Dentro de los modelos basados en circuitos acoplados, se presentan las características de los modelos de circuitos acoplados múltiples (MCC) y los modelos d-q. A continuación se revisan los modelos basados en circuitos magnéticos o "magnetic equivalent circuit (MEC)". Para los modelos basados en métodos numéricos, se presenta el desarrollo y modelos de máquinas con fallo basados en el método de elementos finitos (FEM), por ser este método el más extendido actualmente, y se han obviado otros métodos como las diferencias finitas. Finalmente, se revisan las principales características del desarrollo de modelos con fallo híbridos, basados en métodos FEM-analíticos.

2.4.1 Modelos de circuitos acoplados múltiples (MCC)

Los modelos de circuitos acoplados múltiples, más conocidos por sus siglas en inglés, multiple coupled circuit (MCC), se desarrollan considerando que tanto el estator como el rotor son un grupo de circuitos inductivos acoplados, siendo la corriente en cada circuito una variable independiente [82]. Para el desarrollo de este tipo de modelos es habitual asumir las siguientes hipótesis:

- Saturación despreciable.
- Distribución sinusoidal de la fuerza electromotriz.
- Entrehierro uniforme.
- Corriente entre barras despreciable.

La Figura 2.11 muestra un esquema habitual de representación de un modelo MCC de la máquina eléctrica. La jaula rotórica se describe como una malla, donde R_e y L_e son la resistencia y la inductancia de dispersión del segmento del anillo de cortocircuito, respectivamente; R_b y L_b son la resistencia y la inductancia de la barra del rotor; I_e es la corriente que circula por el anillo de cortocircuito y I_1 y I_2 son las corrientes que circulan entre barras del primer y segundo circuito del rotor. La malla del rotor se compone de circuitos acoplados o bucles, donde cada bucle comprende dos barras de rotor adyacentes junto con los segmentos del anillo de cortocircuito correspondientes [127].

De acuerdo con este modelo de malla, el primer circuito del rotor se puede describir como:

$$(dL_b + R_b)(I_1 - I_{n_b}) + (dL_e + R_e)i_1 + \\ + (dL_b + R_b)(I_1 - I_2) + (dL_e + R_e)(I_1 - I_e) \quad (2.5)$$

Donde I_{n_b} representa la corriente entre barras que circula por el nb-ésimo circuito del rotor y "d" es la operación de derivación. Esta expresión se puede simplificar como:

$$(2R_b + 2R_e)I_1 - R_bI_2 - R_bI_{n_b} - R_eI_e + \\ + d[(2L_b + 2L_e)I_1 - L_bI_2 - L_bI_{n_b} - L_eI_e] \quad (2.6)$$

A continuación, se consideran los acoplamientos a otras espiras del rotor y a las fases del estator, que da lugar a la siguiente ecuación de tensión:

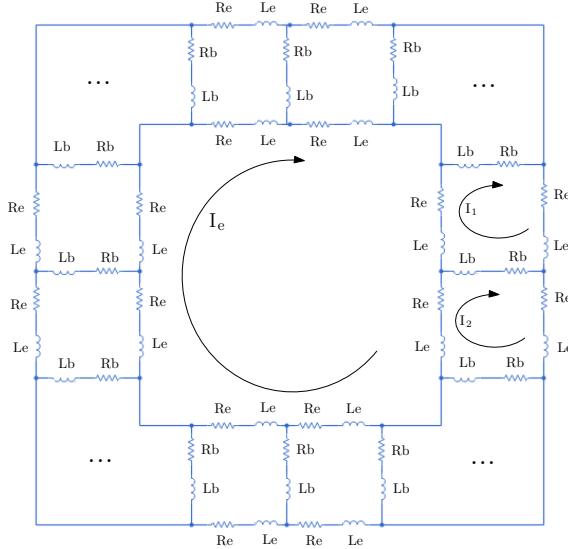


Figura 2.11: Circuito equivalente de una jaula rotórica con múltiples circuitos acoplados.

$$0 = (2R_b + 2R_e)I_1 - R_bI_2 - R_bI_{n_b} - R_eI_e + d\Phi_1 \quad (2.7)$$

$$\begin{aligned} \Phi_1 = & [(2L_b + 2L_e)I_1 - L_bI_2 - L_bI_{n_b} - L_eI_e] + \\ & [L_{r1sa}I_{sa} + L_{r1sb}I_{sb} + L_{r1sc}I_{sc}] + \\ & [L_{r1r1}I_1 + L_{r1r2}I_2 + \dots + L_{r1rn_b}I_{nb} + L_{r1e}I_e] \end{aligned} \quad (2.8)$$

En la que Φ_1 es el flujo entre barras del primer circuito del rotor, L_{r1sx} es la inductancia mutua entre circuito del rotor y la fase x del estator ($x = a, b, c$), L_{r1rj} es la inductancia mutua del primero al j -ésimo circuito del rotor, L_{r1e} es la inductancia mutua entre el primer circuito del rotor y el anillo de cortocircuito, y $L_{r1e} = 0$. Las expresiones de tensión y flujo para el resto de fases o circuitos del rotor se pueden obtener de la misma forma. Las corrientes entre barras de cada circuito del rotor n están acopladas entre sí y al devanado estatórico a través de las inductancias mutuas. El anillo de cortocircuito no se acopla con el devanado estatórico, sino que acopla a las corrientes entre barras a través de la inductancia de dispersión y la resistencia del anillo de cortocircuito [69].

$$0 = n_bR_eI_e - R_eI_1 - R_eI_2 + \dots - R_eI_{n_b} + d\Phi_e \quad (2.9)$$

$$\Phi_e = n_b L_e I_e - L_e I_1 - L_e I_2 - \dots - L_e I_{n_b} \quad (2.10)$$

Por otro lado, las ecuaciones del estator vienen dadas por:

$$[V_s] = [R_s] [I_s] + d [\Phi_s] \quad (2.11)$$

Donde: $V_s = [V_a \ V_b \ V_c]$, $I_s = [I_a \ I_b \ I_c]$ y $\Phi_s = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]$.

La matriz de resistencias del estator, que contiene las resistencias de cada devanado:

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \vdots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \vdots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & 0 & \vdots & 2(R_b + R_e) & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \vdots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \vdots & -R_e & -R_e & nR_e \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[I_r] = \begin{bmatrix} I_{r1} \\ I_{r2} \\ I_{r3} \\ \vdots \\ I_{rn_b} \\ I_e \end{bmatrix} \quad [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_{r1} \\ \Phi_{r2} \\ \Phi_{r3} \\ \vdots \\ \Phi_{rn_b} \\ \Phi_e \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Las ecuaciones del flujo se pueden escribir como:

$$\Phi_s = L_{ss} I_s + L_{sr} I_r \quad (2.15)$$

$$\Phi_r = L_{rr}I_r + L_{rs}I_s \quad (2.16)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1s3} \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2s3} \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & L_{s3s3} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{s1r1} & L_{s1r2} & L_{s1r3} & \cdots & L_{s1rn_b} & 0 \\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2s3} & \cdots & L_{s2rn_b} & 0 \\ L_{s3s1} & L_{s3s2} & L_{s3s3} & \cdots & L_{s3rn_b} & 0 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Siendo $L_{rs} = L_{sr}^T$. Por último, la inductancia entre fases del rotor se puede escribir como:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{r1r1} + L_{be} & L_{r1r2} - L_b & L_{r1r3} & \cdots & L_{1(n-1)} & L_{1n} - L_b & -L_e \\ L_{r2r1} - L_b & L_{r2r2} + L_{be} & L_{r2r3} - L_b & \cdots & L_{2(n-1)} & L_{2(n-1)} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{(n-1)1} & L_{(n-1)2} & L_{(n-1)3} & \cdots & L_{(n-1)(n-1)} + L_{be} & L_{(n-1)n} - L_b & -L_e \\ L_{n1} - L_b & L_{n2} & L_{n3} & \cdots & L_{n(n-1)} - L_b & L_{nn} + L_{be} & -L_e \\ -L_e & -L_e & -L_e & \cdots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Donde $L_{be} = 2(L_b + L_e)$.

El método MCC puede usarse para representar una amplia variedad de averías sin necesidad de modificar la estructura del modelo, como la rotura de barras o anillos de cortocircuito o averías en el devanado estatórico como aperturas de fase o cortocircuitos [82]. En algunos casos, solo requiere modificar los valores de los parámetros del circuito para reproducir una nueva avería. Por ejemplo, la rotura de una barra del rotor únicamente modifica el valor de la resistencia de la barra rota a un valor muy elevado. Sin embargo, la estimación de los parámetros de la máquina es uno de los pasos críticos en el desarrollo de los modelos de máquinas defectuosas. Las resistencias habitualmente se estiman a partir de las dimensiones de los conductores. Por el contrario, el cálculo de los elementos de acoplamiento es una tarea más compleja. La literatura técnica propone varios métodos, siendo la aproximación de la función de bobinado, winding function approach (WFA), como uno de los métodos más comúnmente usados para evaluar las inductancias propias y mutuas de los circuitos del estator y el rotor [127].

El enfoque WFA proporciona la herramienta necesaria para calcular estas inductancias. Permite estimar, con bajo coste computacional, las inductancias a partir del devanado de la máquina y de los datos del entrehierro, ya que la estructura del devanado dicta la fuerza electromotriz dentro de una máquina y el entrehierro la mayor parte de las permeancias. El flujo, los enlaces de flujo, y por tanto, el enlace de flujo por vuelta o inductancias pueden calcularse fácilmente con este método. Incluso efectos como la saturación, ya que las ranuras pueden modelarse modificando las permeancias en el entrehierro.

Este enfoque, como se puede comprobar en las expresiones anteriores, integra las funciones de devanado para obtener las inductancias de fase, resolviendo integrales complejas en el proceso, especialmente para el caso de distribuciones de devanado arbitrarias, que consumen mucho tiempo.

En un intento por reducir el tiempo de cálculo, [116] propone un método basado en una sola convolución circular discreta, en lugar de las integrales de las funciones de los devanados, para cada posición del rotor para obtener las inductancias de los devanados. Con este enfoque, las inductancias mutuas de dos fases se calculan para cada posición angular relativa utilizando una única ecuación que se resuelve con la transformada rápida de Fourier (FFT). También es posible modelar las distribuciones asimétricas de los devanados y el aumento lineal de la fuerza magnetomotriz del entrehierro a través de ranuras segadas sin aumentar el tiempo de cálculo. Como ejemplo, el cálculo de la matriz de inductancias para una máquina de inducción dada toma 0,26s utilizando el método propuesto en [116] frente a los más de 7s usando WFA. El tiempo de cálculo, por tanto, se reduce drásticamente, manteniendo una precisión similar a la de WFA.

Por otro lado, aunque el WFA tiene en cuenta el efecto de los armónicos espaciales, se asume la simetría del circuito magnético principal, razón por la cual no se considera adecuado para el análisis de excentricidades [56]. Para superar este inconveniente, [145] propone un aproximación de la función de bobinado modificada que considera la excentricidad del entrehierro para el cálculo de la inductancia, lo que permite reproducir los efectos de la excentricidad estática, dinámica o mixta. Este enfoque no solo se considera para reproducir los fallos por excentricidad, por ejemplo [138] usan modified winding function approach (MWFA) para reproducir con precisión la variación del entrehierro debida a un fallo en el rodamiento.

[57] presenta un método basado en técnicas de escalado para calcular los parámetros de una máquina con excentricidad dinámica compleja a partir de las curvas de inductancia de la máquina sana previamente calculadas con WFA.

Estos valores se pueden organizar en tablas de búsqueda y ser fácilmente extraídos en un procedimiento iterativo que resuelve las ecuaciones del modelo. También aparece en la literatura reciente una extensión del MWFA para incluir la influencia de la inclinación del rotor y rotura de barra del rotor, teniendo en cuenta todos los armónicos de las fuerzas magnetomotoras [151].

La expresión general de la inductancia mutua entre dos circuitos cualesquiera y en cualquier máquina eléctrica viene dada por la siguiente ecuación [143]:

$$L_{ij}(\theta) = \nu_0 l \int_0^{2\pi} r(\varphi, \theta) g^{-1}(\varphi, \theta) N_i(\varphi, \theta) N_j(\varphi, \theta) d\varphi \quad (2.20)$$

Donde θ es la posición angular del rotor con respecto a alguna referencia del estator, φ es una posición angular determinada a lo largo de la superficie interior del estator, l es la longitud, $r(\varphi, \theta)$ es el radio medio del entrehierro, $g^{-1}(\varphi, \theta)$ es la función inversa del entrehierro, donde se supone que el hierro es infinitamente permeable. Los términos $N_i(\varphi, \theta) y N_j(\varphi, \theta)$ son las funciones de devanado de cada fase i y j respectivamente.

La inductancia mutua entre las fases i y j que están situados en los lados opuestos del entrehierro en el caso de la inclinación de las barras del rotor (o de las ranuras del estator), se puede representar mediante la expresión:

$$L_{ij}(\theta) = \int_{l/2}^{l/2} L'_{ij} \left(\theta \pm \epsilon \frac{\gamma}{l} \right) d\epsilon \quad (2.21)$$

Donde γ es el ángulo de inclinación en radianes y ϵ es temporalmente variable, $\epsilon \in (-l/2, l/2)$.

El método MCC se ha utilizado para simular diferentes tipos de fallos tanto del estator como del rotor. Además, permite reproducir averías no relacionadas sin necesidad de modificar la estructura del modelo. Los autores de [145] desarrollan con este enfoque una máquina de devanado típica, teniendo en cuenta todos los armónicos espaciales y sin ninguna restricción relativa a la simetría de los devanados estatóricos o rotóricos. Por lo tanto, el modelo propuesto puede aplicarse para analizar un problema dinámico complejo como es la excentricidad dinámica. Además, los autores [61] centran su atención en el enfoque MWFA para estudiar los efectos de la presencia simultánea de excentricidad estática y barras de rotor rotas en el espectro de corriente del estator.

Otros autores, como [127], proponen modelos basados en MCC para máquinas con fallo y sanas para reproducir defectos en el estator y del rotor. No obstante, este enfoque considera algunas suposiciones que pueden afectar a la precisión de los resultados, como que el entrehierro es uniforme, la máquina no tiene excentricidad, las barras del rotor están aisladas entre sí o que no existen corrientes entre barras.

Por otro lado, con el propósito de modelar la progresión de la avería, el trabajo de [59] presenta un modelo de la progresión de corrosión de una barra del rotor defectuosa. Este modelo considera los cambios de la inductancia de dispersión y la resistencia del rotor durante la progresión del defecto, que afectan a las componentes armónicas de la corriente estatórica. Además, las simulaciones tardan un tiempo bastante razonable, unos 30 minutos en realizarse.

En resumen, el modelado MCC y sus variantes, como el WFA/MWFA, tienen en cuenta la geometría y la disposición de los devanados de la máquina sin ninguna restricción relativa a la simetría de los devanados estatóricos o rotóricos. Además, se tiene en cuenta el efecto de los armónicos espaciales. Por estas razones, estos modelos encajan especialmente bien en el análisis de las máquinas eléctricas rotativas con devanados conectados arbitrariamente que trabajan en condiciones de funcionamiento desequilibradas [121].

Al mismo tiempo, aunque es habitual despreciar algunos fenómenos como la saturación, el efecto skin, el efecto de proximidad y la capacitancia entre devanados, debido a su complejidad, existen algunas variantes que también consideran algunos de estos fenómenos [150].

En cuanto a los requerimientos de tiempo, especialmente si se compara los modelos basados en métodos numéricos, el trabajo de [116] reporta diferencias de 3 h usando el método numérico de elementos finitos (FEM) versus 7.6 s para el mismo análisis usando WFA. Otros autores como [54] comparan los resultados para una jaula excéntrica usando FEM y MWFA, mostrando diferencias de 50 h frente a 4 min, para 1,5 s de tiempo de ejecución real de la máquina.

Así, aunque estos modelos analíticos no son tan precisos como los modelos de base numérica, su menor tiempo de cálculo los convierte en relevantes para fines de diagnóstico de fallos, especialmente en sistemas de hardware en bucle (HIL) [7]. La mayor precisión que proporcionan estos modelos se consigue a costa de una mayor complejidad del modelo y de mayores requerimientos tanto de tiempo como de potencia de cálculo, lo que limita su aplicación para los

sistemas de diagnóstico de fallos online y los sistemas de monitorización de estado basados en inteligencia artificial.

2.4.2 Modelos d-q

Uno de los modelos más utilizados basados en circuitos acoplados son los modelos d-q, que surgieron con el objetivo de simplificar los modelos MCC. Estos modelos suelen asumir que las máquinas son totalmente simétricas, la permeabilidad lineal del hierro, la uniformidad del entrehierro y/o la ausencia de la componente de inducción tangencial en el entrehierro. Todos estos supuestos permiten simplificar el modelo matemático resultante.

Se trata, por tanto, de modelos que permiten ejecutar simulaciones de forma rápida y con suficiente precisión para desarrollar sistemas de control. Sin embargo, en el modelado de máquinas eléctricas con fallo, estas simplificaciones ya no pueden aplicarse, puesto que afectan en la operación las mismas.

Los modelos d-q se desarrollan utilizando componentes ortogonales de las tensiones y corrientes usando las transformadas de Clark y Park. Las expresiones de las ecuaciones de tensión de las máquinas eléctricas rotativas, así como la ecuación de par se pueden transformar del plano de referencia ABC al plano d-q, donde las ecuaciones de la máquina se expresan en variables d-q complejas.

Tradicionalmente, la literatura técnica ha propuesto técnicas para identificar los principales parámetros de los modelos d-q basándose en el análisis de datos procedentes de la máquina real, como se muestra en los trabajos de [19, 133]. Se analizan, además, datos como las tensiones y corrientes de la máquina eléctrica trabajando en condiciones estacionarias o de transitorio de arranque, como [24, 77]. Estos modelos se utilizan de forma habitual en el control de los accionamientos, los cuales requieren pruebas en la máquina real para poder realizar la identificación de parámetros. Este procedimiento podría no ser el más adecuado para fines de diagnóstico de fallos, ya que para el modelo de máquina con fallo sería necesario testear la máquina real con el fallo [144]. Por lo tanto, se requieren un gran número de ensayos destructivos, con sus respectivos costes asociados, para obtener la amplia variedad de modelos de máquinas con fallo necesarios para el desarrollo de técnicas de diagnóstico y sistemas de monitorización del estado. Teniendo en cuenta esta desventaja, y con el objetivo de reproducir defectos con este tipo de modelos, se suelen utilizar las mismas técnicas de estimación de parámetros que para los modelos MCC, como son el enfoque WFA y sus variantes (Sección 2.4.3).

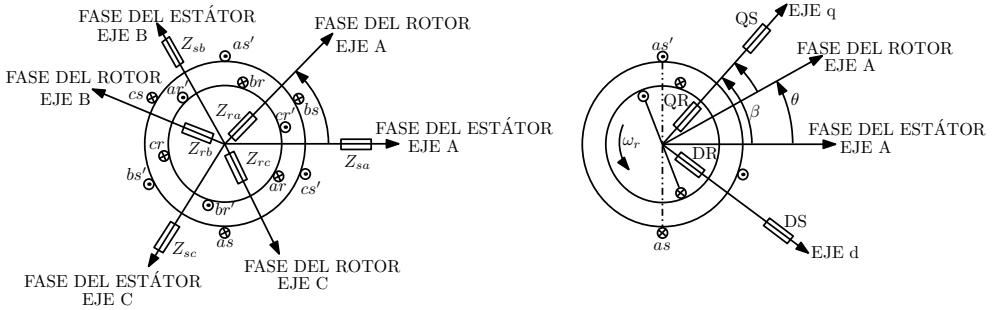


Figura 2.12: Esquema de un modelo en ejes ABC (izquierda) y d-q (derecha) de una máquina de inducción trifásica.

Los términos en el plano de referencia común d-q se definen mediante las siguientes expresiones, para el estator:

$$[v_{ds}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} + R_s i_{ds'} \quad (2.22)$$

$$[v_{qs}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega \phi_{qs} + R_s i_{qs'} \quad (2.23)$$

$$[v_{0s}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{0s}}{dt} + R_s i_{0s'} \quad (2.24)$$

Donde w_{base} es la velocidad angular nominal del rotor en por unidad (p.u.), ϕ_{ds} , ϕ_{qs} y ϕ_{0s} , son los enlaces de flujo estatórico del eje d, q y secuencia cero, R_s es la resistencia estatórica, e i_{ds} , i_{qs} , y i_{0s} son las corrientes estatóricas en el eje d, q y la secuencia cero.

Los enlaces de flujo en el estator se representan mediante:

$$[\phi_{ds}] = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (2.25)$$

$$[\phi_{qs}] = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (2.26)$$

Donde L_s representa la inductancia del estator y L_m la inductancia mutua.

Las ecuaciones del rotor se obtienen de las expresiones:

$$[v_{dr}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \phi_{qr} + R_{rd} i_{dr} \quad (2.27)$$

$$[v_{qr}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \phi_{dr} + R_{rd} i_{qr} \quad (2.28)$$

Donde v_{dr} y v_{qr} son las tensiones rotóricas del eje d y del eje q, ϕ_{dr} y ϕ_{qr} son los enlaces de flujo rotóricos del eje d y del eje q, ω es la velocidad sincrónica en p.u., ω_r es la velocidad de rotación mecánica en p.u., R_{rd} es la resistencia rotórica referida al estator, i_{dr} e i_{qr} son las corrientes rotóricas en los ejes d y q.

$$[\phi_{dr}] = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (2.29)$$

$$[\phi_{qr}] = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (2.30)$$

Donde L_r representa la inductancia rotórica y L_m la inductancia mutua.

La principal ventaja de este tipo de modelos es que se reduce el número de ecuaciones necesarias para la simulación, ya que la transformación del vector espacial permite representar cualquier máquina con simetría estructural solo utilizando cuatro ecuaciones diferenciales acopladas [26]. El cálculo de los términos de acoplamiento, por tanto, ya no depende de la posición del rotor, tal y como ocurre en los modelos MCC (Expresión 2.21). Esto significa que son modelos que pueden ejecutarse muy rápido, y además, se pueden implementar fácilmente en sistemas de prototipado rápido como los sistemas HIL [112].

Respecto al desarrollo de modelos de máquinas con averías, los modelos d-q se utilizan ampliamente para simular tanto fenómenos transitorios como en régimen permanente, así como para reproducir desequilibrios de fase o el par oscilatorio durante el arranque [96]. Sin embargo, cada escenario de fallo requiere la modificación de la estructura del modelo [121].

Con el objetivo de reproducir averías internas, [48] propone usar la teoría de los ejes de referencia múltiples para el diagnóstico de fallos en el estator. Este enfoque permite extraer y manipular la información contenida en la alimentación de la máquina de manera que es posible aislar y medir los efectos de los diferentes fallos. No obstante, aunque el modelado d-q reduce el número de ecuaciones necesarias para la simulación, no utiliza ni proporciona ninguna

información sobre las corrientes individuales de las barras del rotor o de los anillos de cortocircuito.

Finalmente, estos modelos asumen la uniformidad en el entrehierro y que la fuerza electromotriz se distribuye de forma sinusoidal a lo largo de este. Asimismo, no incluyen el efecto de los armónicos espaciales completamente, lo que hace que estos modelos no sean adecuados para usar en algoritmos de diagnóstico. Los armónicos de espacio y tiempo tienen impacto en la velocidad, el par, las corrientes y otros parámetros de rendimiento de las máquinas eléctricas, por lo que se trata de una opción muy limitada para desarrollar sistemas de monitorización online del estado y aquellos basados en inteligencia artificial.

2.4.3 Modelos basados en circuitos magnéticos (MEC)

Los modelos basados en circuitos magnéticos, en inglés, MEC, introducen otro de los enfoques para el modelado de máquinas eléctricas rotativas. Este método se considera más preciso con respecto al enfoque MCC, ya que tienen en cuenta las siguientes características:

- Geometría aproximada de la máquina.
- Efectos de las ranuras del estator y rotor.
- Inclinación.
- Tipo de conexiones del devanado.
- Fugas del estator y rotor.
- Características magnéticas lineales o no lineales de los núcleos ferromagnéticos.

Si no se tienen en cuenta las propiedades magnéticas de los núcleos, el método MEC es similar al WFA. No obstante, mientras que el WFA se centra en el cálculo de las inductancias de la máquina, el MEC se puede aplicar de forma directa o indirecta. De forma indirecta, se consideran los núcleos magnéticos lineales, pudiéndose aplicar para calcular las inductancias de la máquina como primer paso para analizar su comportamiento. Al incorporar las características magnéticas en el cálculo de las inductancias, este enfoque puede obtener resultados más precisos de las mismas.

Por otro lado, el método MEC se puede aplicar directamente sin calcular las inductancias de la máquina para analizar su comportamiento bajo diferentes

condiciones, pudiendo profundizar en los efectos de la geometría de la máquina y los datos de diseño en sus parámetros característicos y comportamiento.

La mayoría de las máquinas eléctricas rotativas convencionales se dividen en tres partes principales: estator, rotor y entrehierro. El estator se compone de un núcleo estator y los devanados del estator, y el rotor del núcleo rotor y sus devanados. Los núcleos del estator y del rotor se dividen en yugo y dientes. Los devanados del estator se encuentran en las ranuras del estator y los del rotor en las ranuras o barras del rotor.

Para construir el circuito magnético equivalente de una máquina eléctrica, se modelan todas las partes del yugo, dientes, ranuras, el flujo del entrehierro entre los dientes del estator y el rotor, así como en los devanados. En la Figura 2.13 se muestra una parte del circuito magnético equivalente de una máquina de inducción típica. Como se puede observar, cada diente del estator se acopla a cada diente del rotor, y viceversa. Las reluctancias del entrehierro dependen de la posición relativa del diente del estator y rotor correspondiente. Concretamente, la reluctancia del entrehierro es una función del área de solapamiento entre los dientes del estator y del rotor.

A partir del esquema de la Figura 2.13 se puede desarrollar el sistema de ecuaciones que representan el potencial magnético escalar en los nodos. Para evitar las posibles dificultades numéricas en los softwares de simulación debido a la posibilidad de tener que tratar con reluctancias infinitas en el entrehierro, se deben invertir los valores de reluctancia para obtener los valores de permeancia correspondientes.

$F_{1(m)}$, $F_{2(m)}$, $F_{3(n)}$, y $F_{4(n)}$ son los vectores de fuerzas magnetomotrices del nodo en el dorso del estator, los dientes del estator, los dientes del rotor y el dorso del rotor, respectivamente. El índice m identifica cada diente o ranura del estator y el índice n cada diente del rotor. De acuerdo a la representación de la Figura 2.13 y sustituyendo las reluctancias por sus permeancias correspondientes, se puede desarrollar las siguientes expresiones:

$$A_{11} F_1 = -\phi_s \quad (2.31)$$

$$A_{22} F_2 + A_{23} F_3 = \phi_s \quad (2.32)$$

$$A_{32} F_2 + A_{33} F_3 = \phi_r \quad (2.33)$$

$$A_{44} F_4 = \phi_r \quad (2.34)$$

Donde el vector de flujo en los dientes del rotor ϕ_r se expresa como:

$$\phi_r = [\phi_{r(1)} \ \phi_{r(2)} \ \phi_{r(3)} \ \cdots \ \phi_{r(N_r-1)}]^T \quad (2.35)$$

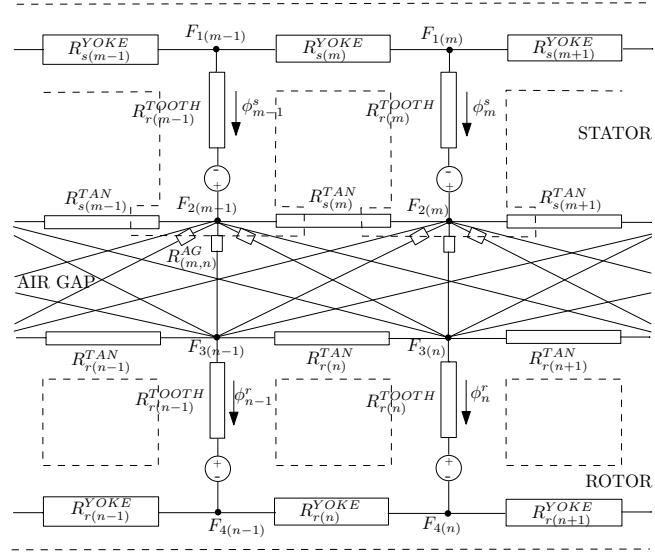


Figura 2.13: Topología magnética equivalente simplificada de una máquina de inducción sana con ranura de rotor cerrada.

Con el objetivo de establecer una relación entre los vectores de las fuerzas magnetomotoras de los nodos y los vectores de fuerzas magnetomotoras individuales en cada diente del estator y rotor, F_s y F_r , se añaden las siguientes ecuaciones:

$$F_s = F_2 - F_1 + R_s \phi_s \quad (2.36)$$

$$F_r = F_3 - F_4 - R_r \phi_r \quad (2.37)$$

Donde ϕ_s y ϕ_r son los vectores de flujo de los dientes del estator y del rotor. R_s y R_r son las matrices de reluctancia del estator y rotor, respectivamente. A_{11} , A_{22} , A_{23} , A_{32} , A_{33} , y A_{44} , son las matrices de permeancia en los nodos.

El elemento A_{11} y A_{44} depende sólo de las permeabilidades del dorso del estator y del rotor, respectivamente. Los vectores F_s y F_r están relacionados con las corrientes de fase del estator y las corrientes de malla del rotor a través de las siguientes ecuaciones:

$$F_s = -W_s i_s \quad (2.38)$$

$$F_r = W_r i_r \quad (2.39)$$

Donde W_r es una matriz identidad y su tamaño depende de las corrientes independientes de la malla del rotor i_r .

Las Expresiones 2.31 y 2.34 se refieren al dorso del estator y rotor, respectivamente. La forma geométrica del estator y el rotor son tales que tienen una gran área de sección transversal y un tramo corto con respecto a los segmentos de los dientes del estator y el rotor. Como resultado, las caídas de fuerza magnetomotriz en el dorso de estas partes son generalmente más pequeñas que las caídas de fuerza magnetomotriz en los segmentos de los dientes. En el modelo MEC se asume que las direcciones de flujo entre un diente y un segmento del dorso del mismo son perpendiculares entre sí.

Aunque las reluctancias del dorso afectan a los valores de las inductancias de la máquina, los resultados de las simulaciones muestran que el hecho de despreciar las caídas de la fuerza magnetomotriz del dorso tienen un efecto muy pequeño en las inductancias de la máquina [89]. También es habitual cambiar los valores de reluctancia de los dientes en algún porcentaje para compensar esta suposición.

Por otro lado, al considerar:

$$\sum_{i=1}^{n_s} \phi_{si} = 0 \quad (2.40)$$

Si $F_1 = 0$ y

$$F_2 = -R_s \phi_s + W_s i_s \quad (2.41)$$

y

$$\sum_{j=1}^{n_r} \phi_{rj} = 0 \quad (2.42)$$

Si $u_4 = 0$ y

$$F_3 = -R_r \phi_r + i_r \quad (2.43)$$

Sustituyendo las Ecuaciones 2.36, 2.37, 2.41 y 2.43 en las Ecuaciones 2.32 y 2.33, y reagrupando parámetros, se obtienen las expresiones:

$$A_{22}W_s i_s + A_{23}i_r = (I_{nsxns} + A_{22}R_{st})\phi_s + A_{23}R_r\phi_r \quad (2.44)$$

$$A_{32}W_s i_s + A_{33}i_r = (I_{nrxxnr} + A_{33}R_r)\phi_r + A_{23}R_s\phi_s \quad (2.45)$$

Al introducir las matrices C y D en las expresiones:

$$C = (I_{nsxns} + A_{22}R_s)^{-1} \quad (2.46)$$

$$D = (I_{nrxxnr} + A_{33}R_r)^{-1} \quad (2.47)$$

Mediante simplificaciones y transformaciones finalmente se obtiene:

$$L_{ss} = W_s^T C A_{22} W_s \quad (2.48)$$

$$L_{sr} = W_s^T C A_{23} \quad (2.49)$$

$$L_{rs} = D A_{32} W_s \quad (2.50)$$

$$L_{rr} = D A_{33} \quad (2.51)$$

En las ecuaciones anteriores, se tienen en cuenta para el cálculo de las inductancias los efectos de todos los armónicos espaciales, la inclinación del rotor, las reluctancias de las vías de dispersión y las aperturas de las ranuras

Dado que no existe ninguna restricción en cuanto a la simetría de los devanados estatóricos, las barras del rotor y la longitud del entrehierro, este cálculo puede aplicarse para estudiar los efectos asimétricos y las condiciones de fallo en las inductancias de la máquina, como los cortocircuitos en el devanado estatórico y las asimetrías en el entrehierro (excentricidades).

Mientras que los cortocircuitos se reflejan en el cálculo de W_s , las asimetrías del entrehierro cambian las permeancias del entrehierro y se incluyen en las matrices A_{22} , A_{23} , A_{32} y A_{33} . Cabe destacar que gracias a la inclusión de las reluctancias de los dientes del estator y del rotor, es posible estudiar con este modelo el efecto de las propiedades magnéticas de diferentes núcleos en las inductancias de la máquina.

Algunos autores proponen dividir la permeancia en cuatro partes: una parte sin interacción, dos partes parcialmente superpuestas y una parte constante [95].

Otros autores como [126] proponen un modelo capaz de ejecutarse en una simulación en tiempo real, llegando a un buen compromiso entre precisión y coste computacional. Normalmente, debido a las características de este tipo de modelos, se requieren largos tiempos de simulación. Sin embargo, en [128], se

propone un modelo MEC apto para simulación en tiempo real de una máquina de inducción. Para este propósito, las permeancias se definen como una función no lineal de los potenciales escalares magnéticos debidos al efecto de saturación del hierro. De este modo, el modelo resultante reduce los tiempos de simulación tradicionalmente largos y puede ser empleado en la configuración de pruebas implementándose en un sistema HIL.

La literatura reciente presenta muy pocos trabajos para el caso de defectos en los rodamientos y excentricidad. Cabe destacar el trabajo de [49], que utiliza el enfoque MEC para investigar defectos en los rodamientos, que se simulan mediante funciones sinusoidales de media onda.

Para el caso de excentricidad, [72] propone la implementación de una expresión modificada que represente la permeancia del entrehierro e incluye los efectos relacionados con las posiciones excéntricas del rotor para el desarrollo de su modelo MEC. Estas permeancias del entrehierro son capaces de representar una permeancia que cambia continuamente en función de la posición del rotor. Alternativamente, [55] desarrolla un modelo MEC para el estudio en tiempo real de varias máquinas de inducción con fallos. Para este fin, utiliza un método de discretización en el dominio del tiempo que mantiene la matriz de coeficientes MEC sin cambios durante las iteraciones no lineales, con el objetivo de superar las restricciones de tiempo de las simulaciones en tiempo real como consecuencia de la no linealidad y la rotación de las máquinas eléctricas.

Atendiendo a la literatura, el enfoque MEC tiene la ventaja de tener una complejidad computacional moderada, especialmente si se compara con el modelado basado en métodos numéricos, pero su precisión durante las condiciones transitorias es limitada, ya que no es habitual incluir los efectos del circuito distribuido en el conductor del rotor o la inductancia de dispersión estatórica [3, 90].

El trabajo de [90] reduce la complejidad computacional implementando un único sistema de ecuaciones que incluye ecuaciones magnéticas y eléctricas. Este modelo puede simular la máquina sana y con diferentes tipos de fallos usando un único modelo, reduciendo así la complejidad de las ecuaciones y el tiempo de simulación del enfoque convencional de MEC. De forma análoga, [92] compara el tiempo de procesamiento para el mismo análisis usando el método propuesto y el MEC convencional. Este trabajo reporta tiempos de procesamiento de más de 100 min para el enfoque MEC convencional frente a 64 min para el método propuesto, lo que supone una mejora en el tiempo de computación de un 39 %. Además, si se compara con el método basado

en elementos finitos FEM, el tiempo de cálculo resultante es mucho menor, alrededor del 5 %.

Recientemente, [3] muestra diferencias de 70 horas para un análisis FEM frente a 18 min para el mismo análisis realizado mediante el enfoque MEC. El modelo MEC logra un ahorro en los costes computacionales de más de 97 % si se compara con el enfoque basado en FEM, presentando una buena precisión.

Se puede concluir que los modelos de máquinas eléctricas rotativas basados en MEC puede ser razonablemente precisos en la predicción del comportamiento de la máquina en un rango de puntos de operación y condiciones de carga, así como en condiciones de excitación desequilibrada y de fallo, pudiéndose considerar un buen compromiso entre los modelos estándar de parámetros fijos y los basados en FEM hablando en términos de tiempo de cálculo y precisión.

2.4.4 Modelos basados en el método de elementos finitos

El enfoque analítico que se ha visto hasta el momento proporciona modelos de la máquina que se ejecutan rápidamente, pero no pueden proporcionar un modelado tan detallado como los modelos que tienen en cuenta los materiales y geometría de la máquina. La literatura técnica propone técnicas que tienen en cuenta las no linealidades de los materiales ferromagnéticos y evitan las suposiciones simplificativas sobre la geometría y la disposición de los devanados.

Las técnicas numéricas como las basadas en el método de elementos finitos, FEM, diferencias finitas o en el método de elementos de contorno, boundary element method (BEM), tienen en cuenta lo anterior y pueden utilizarse para reproducir con precisión la operación de la máquina [31, 91]. Entre ellos, FEM es el método numérico más utilizado en la literatura técnica, proporcionando un enfoque factible en el diagnóstico de averías de las máquinas eléctricas rotativas [6].

Los modelos bidimensionales basados en FEM tienen en cuenta la distribución espacial de los devanados estatóricos, la no uniformidad del entrehierro debido a las ranuras del estator y el rotor, la característica no linealidad de los materiales del núcleo del estator y del rotor, el efecto skin y las corrientes parásitas. Los modelos 3D pueden reproducir además características como la inclinación de las barras del rotor y los efectos de los devanados estatóricos. A continuación, se calculan los parámetros y las principales variables de las máquinas, como las inductancias, las corrientes, la fuerza electromotriz, el par desarrollado y la velocidad de las máquinas. Hay que destacar que las características simétricas de las máquinas pueden utilizarse para modelar solamente un cuarto o la mitad

de la máquina sana en vez de modelar la máquina completa. Sin embargo, esta simplificación no puede ser aplicada en el caso de las máquinas defectuosas.

En función de la alimentación de la máquina, los modelos FEM se pueden clasificar en: alimentados por corriente y alimentados por tensión. En los modelos FEM alimentados por corriente, se aplica una densidad de corriente equivalente a las bobinas, y a continuación, se calcula el potencial vectorial y la densidad de flujo de cualquier zona de la máquina. Este método, por tanto, no puede emplearse para calcular las corrientes del estator para su posterior procesamiento, puesto que con esta técnica las corrientes del estator son valores conocidos a partir de las densidades de corriente equivalentes. Para superar este inconveniente, se ha propuesto la técnica de elementos finitos en escalones de tiempo, TSFEM-SS, para calcular las señales de la máquina. A partir de esta técnica, las inductancias de las máquinas se calcula utilizando FEM alimentado por corriente. Posteriormente, las inductancias obtenidas se utilizan en las ecuaciones del espacio de estados para determinar las demás variables y parámetros.

Es más habitual utilizar el método de elementos finitos por pasos de tiempo alimentados por tensión (time stepping finite element method (TSFEM)) para calcular las señales de la máquina. Con esta técnica, el área de elementos finitos se acopla a los circuitos eléctricos y a las cargas mecánicas. El desarrollo de modelos de máquinas eléctricas rotativas con fallo usando TSFEM se compone de cuatro partes principales: modelado geométrico, modelado del devanado, el acoplamiento mecánico y el modelado de los fallos.

1. Modelado geométrico

Para representar la geometría de la máquina, se modela cada una de las partes de la misma, incluyendo el eje, las ranuras del estator y rotor, así como el laminado de los mismos. A continuación, se incluyen las características físicas de cada parte de la máquina de acuerdo a su material. Por ejemplo, habitualmente las ranuras del estator se llenan con cobre, con su característica permeabilidad y conductividad. Las ranuras del rotor, que se llenan de aluminio con permeabilidad y conductividad conocidas, están en cortocircuito. Se considera, además, la curva B-H de los materiales utilizados en los núcleos de estator y rotor. Existen algunas diferencias con respecto al desarrollo de los modelos 2D y 3D. El modelado en 3D incluye el efecto de los devanados estáticos, aunque esta característica también se puede incluir en el modelado 2D utilizando inductancias constantes en los circuitos eléctricos, los cuales se acoplan en el área de los elementos finitos. En el modelado 3D se tienen en cuenta además los efectos peliculares o skin, así como la inclinación de las barras del rotor, características que se ignoran en el modelado bidimensional. Debido a

lo anterior, el par simulado tiene más ondulaciones que en el modelado 2D. Finalmente, en el modelado tridimensional se tiene en cuenta la influencia del laminado de la máquina eléctrica, mientras que en la modelización 2D solo se simula la sección transversal de la máquina.

2. Acoplamiento del circuito eléctrico y el área de elementos finitos

El acoplamiento entre el circuito eléctrico y el área de elementos finitos se trata de una etapa delicada del modelado ya que tiene un impacto notable en la precisión de los resultados de la simulación. En este paso se determina el tipo de alimentación: sinusoidal trifásica, sinusoidal no equilibrada o por inversores.

Los efectos lineales de los devanados estatóricos se modelan mediante inductancias externas, las cuales se calculan analíticamente y se añaden a los circuitos eléctricos. Las ecuaciones transitorias del circuito externo que exhiben los elementos y circuitos eléctricos se combinan con las ecuaciones de campo en el FEM. Del mismo modo, las ecuaciones de movimiento debidas al acoplamiento mecánico se combinan con las ecuaciones electromagnéticas ya mencionadas. La solución de estas ecuaciones produce la distribución de la densidad de flujo magnético, la corriente de fase del estator, la fuerza electromagnética, el par desarrollado y la velocidad del motor. La propagación bidimensional del campo magnético se relaciona con la siguiente expresión:

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{\nu} \frac{dA_z}{dx} \right) + \frac{d}{dy} \left(\frac{1}{\nu} \frac{dA_z}{dy} \right) = -J_0 + \sigma \frac{dA_z}{dt} - \sigma \vec{v} \cdot \nabla x \vec{A} \quad (2.52)$$

Donde \vec{A} es el potencial del vector magnético, A_z es la componente z del potencial del vector magnético, J_0 es la fuente de densidad de la corriente aplicada, \vec{v} es la velocidad, σ es la conductividad eléctrica y ν la permeabilidad. El campo de densidad de flujo magnético, \vec{B} , se obtiene de la expresión:

$$\vec{B} = \nabla x \vec{A} \quad (2.53)$$

Posteriormente, las fuerzas se calculan mediante el tensor de tensión de Maxwell.

Por otro lado, la ecuación del circuito de la bobina magnética es la siguiente:

$$V_s(t) = R_s i_s(t) + L_{ee} \frac{di_s(t)}{dt} + emft \quad (2.54)$$

Donde R_s es la resistencia estatórica, i_s es la corriente de fase del estator, L_{ee} es la inductancia externa añadida a los circuitos eléctricos debidos a los efectos de los devanados estatóricos y emf es la tensión aplica al área de elementos finitos. Mediante la Ecuación 2.52 y la Ecuación 2.54, se usa TSFEM para obtener el potencial del vector magnético, las corrientes estatóricas y la fuerza electromotriz. La expresión no-lineal que relaciona las ecuaciones de elementos finitos que reproducen los campos magnéticos de la máquina, con las ecuaciones de los circuitos, es la siguiente:

$$[C] [A \ emf \ i_s]^T + [D] \left[\frac{dA}{dt} \ \frac{demf}{dt} \ \frac{di_s}{dt} \right] = [P] \quad (2.55)$$

3. Modelado de fallos

Una de las decisiones que más afecta a la detección precisa de averías en las máquinas eléctricas rotativas es considerar las características no lineales de los materiales del núcleo. Esta característica se ignora en la mayoría de los métodos de modelización analítica.

La literatura técnica propone una amplia variedad de modelos de máquinas con fallo basados en FEM. Por ejemplo, [45] usa un sensor de compuerta de flujo para detectar el patrón de fallo de la barra del rotor rota a través de la dispersión de flujo radial usando el método de elementos finitos en escalón (2D-TSFEM). El método propuesto se compara con la tradicional monitorización de estado monitoring current signature analysis (MCSA), indicando que este método es más preciso que el análisis clásico de la corriente estatórica de la máquina de inducción. Sin embargo, el sensor de compuerta de flujo es de difícil aplicación a nivel práctico. Asimismo, recientemente [137] representa con precisión los efectos de la excentricidad estática en términos electromagnéticos tales como la tensión, la velocidad, el par, la densidad de flujo y la distribución de flujo para un motor con fallo usando TSFEM.

A pesar de que estos modelos suelen producir mejores resultados en términos de precisión, requieren una capacidad computacional significativa. Autores como [47] muestran diferencias de 8h utilizando FEM frente a 1 min para el mismo análisis utilizando WFA. Además, implica largos tiempos de simulación (de días a incluso semanas dependiendo del tipo de fallo) para períodos cortos de simulación [91].

Los modelos de máquinas eléctricas con fallo generalmente se desarrollan en 2D, lo que tiene la ventaja de ser muy preciso en términos de fenómenos magnéticos. También se consideran los efectos armónicos espaciales y el patrón de división

del bobinado. No obstante, no se tienen en cuenta el efecto de desviación del rotor ni los anillos de cortocircuito. Finalmente, la interconexión de las barras del rotor se suele contabilizar a través del circuito eléctrico, considerando la fuente de corriente ideal [6].

2.4.5 Modelos híbridos

Como ya se ha mencionado con anterioridad, el modelado basado en FEM es muy preciso pero requiere grandes recursos de potencia de cálculo y largos tiempos de ejecución, especialmente si se compara con el modelado basado en métodos analíticos. Sin embargo, los modelos analíticos suponen algunas simplificaciones que afectan a su precisión, por lo que habitualmente resultan inapropiados para el diagnóstico de fallos. La literatura técnica propone combinar los enfoques analíticos con los basados en FEM para obtener modelos que puedan ejecutarse en simuladores en tiempo real con los niveles de precisión de FEM [78]. Estos modelos usan FEM para preestablecer con precisión los parámetros de un modelo analítico de la máquina, permitiendo su ejecución en simuladores en tiempo real, lo cual es una necesidad para fines de diagnóstico de fallos [10, 85]. Como ejemplo, en [28] se propone un modelo híbrido basado en el enfoque d-q (Sección 2.4.2), desarrollando un análisis de elementos finitos para investigar fallos de cortocircuito.

Por otro lado, [114] propone un modelo híbrido MCC (Sección 2.4.1) con la precisión de FEM. Mediante simulaciones FEM se calcula las inductancias de la máquina, las cuales se incorporan en el modelo analítico desarrollado. El modelo resultante se implementa en un sistema en tiempo real para el testeo de diferentes grados de severidad de excentricidad estática.

De forma análoga, [8] resuelve usando FEM la geometría completa de la máquina a fin de calcular las inductancias, para, a continuación, importarlas al modelo analítico de la máquina. En este caso, el análisis de FEM se ejecuta en varios núcleos de procesador que trabajan entre sí en paralelo para acelerar las simulaciones. A pesar de las mejoras que suponen estos enfoques, aún requieren una gran cantidad de simulaciones y recursos de memoria para poder obtener las inductancias.

Para superar estas desventajas, [115] propone el aprendizaje mediante subespacios dispersos para obtener el modelo analítico de la máquina con fallo, reduciendo las simulaciones FEM requeridas pero manteniendo una precisión cercana a la obtenida con el método de elementos finitos. Este trabajo expone ahorros en términos de capacidad computacional desde más de 13 GB

usando el análisis FEM a 5 MB con el método propuesto, que representa una reducción de los costes computacionales de más del 99,9%. No obstante, todavía requiere el análisis FEM completo para cada escenario de avería, con sus correspondientes largos tiempos de simulación y altos costos computacionales.

[118] muestra diferencias de más de 10 horas para un análisis FEM versus 25 *minutos* para el mismo análisis realizado usando un método basado en matemáticas computacionales en el caso de excentricidad estática de una máquina de inducción. Este método permite evitar la necesidad de una simulación FEM para cada nuevo punto de muestreo, presentando un ahorro de tiempo del 95.83% en comparación con las simulaciones FEM completas. Estos ahorros podrían ser aún mayores en el caso de los modelos basados en TSFEM en comparación con los modelos híbridos. Como ya se mencionó en la sección anterior, los modelos basados en TSFEM requieren largos tiempos de simulación para tramos de simulación cortos, desde días hasta incluso semanas, dependiendo del tipo de defecto. Por el contrario, el desarrollo de modelos híbridos que puedan ejecutarse en plataformas en tiempo real y desarrollarse usando técnicas de reducción computacional puede llevar unos 25 minutos. Incluso agregando el tiempo para ejecutar una simulación (lo mismo que el lapso de tiempo de la simulación siendo modelos en tiempo real), el ahorro de tiempo es superior al 98%.

2.4.6 Conclusiones

Los modelos de máquinas eléctricas "sanas" o con fallo son cruciales para poder investigar y desarrollar los sistemas de monitorización de estado con el objetivo de superar las limitaciones de los banco de ensayos reales y reducir al mínimo las pruebas destructivas.

En la Sección 2.4 se revisa el desarrollo de modelos de máquinas orientados a fallos: modelos basados en circuitos acoplados (MCC), modelos d-q, modelos basados en circuitos magnéticos (MEC), modelos basados en el método de elementos finitos (FEM) y modelos híbridos FEM-analíticos.

A raíz de esta sección se realizó una revisión del estado del arte de las técnicas utilizadas para el modelado de las máquinas de inducción con fallo que dio lugar a la primera publicación de la que se compone esta tesis, "A Review of Techniques used for Induction Machine Fault Modelling", que se puede encontrar en el Capítulo 4.

2.5 Técnicas de diagnóstico de fallos basados en la monitorización de la corriente

Los sistemas de monitorización de magnitudes, así como el desarrollo de técnicas de diagnóstico que permitan determinar el estado y detectar fallos en los distintos componentes de las máquinas eléctricas, han despertado un creciente interés en las líneas de investigación. El objetivo principal de estas técnicas es detectar las averías en una etapa temprana y poder evaluar su evolución, de modo que se pueda programar el paro de la máquina de forma controlada para proceder a su revisión y reparación, así como para evitar tiempos de paro excesivos debido a un fallo repentino [76].

El esquema típico de funcionamiento de un sistema de diagnóstico de averías online de máquinas eléctricas consta a grandes rasgos de tres partes: adquisición de datos, en este caso de corriente, algoritmo de detección y procesamiento de la señal, como se representa en el diagrama de la Figura 2.14.

La adquisición de datos se realiza mediante la adquisición de datos de determinadas magnitudes de la máquina, como pueden ser las corrientes [50], vibraciones [120], temperaturas [44], pero también otras como el par, la tensión inducida o descargas parciales [125], como ya se comentó en la Sección 2.3.

Posteriormente, se realiza el análisis de los datos obtenidos, comparando los resultados con los indicadores de fallo desarrollados para esa técnica.

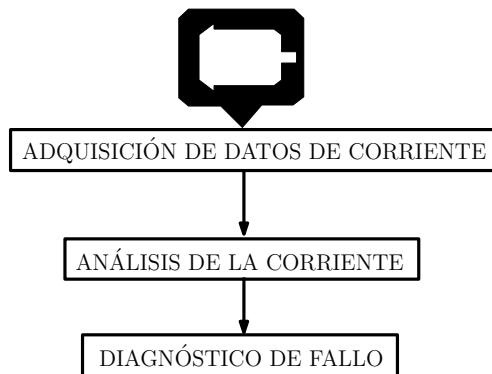


Figura 2.14: Diagrama general del proceso de diagnóstico de fallos a partir de la monitorización de la corriente.

Cabe destacar que ninguna técnica está aceptada como universalmente válida para detectar todos los tipos de fallos o averías; cada técnica resultará más

adecuada para un determinado tipo de fallos. No obstante, el diagnóstico a partir del análisis de la señal de corriente a través de su espectro (MCSA), se ha convertido en uno de los métodos de referencia en el diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas debido a sus escasos requerimientos de hardware y software. Los datos muestrados de corriente se convierten al dominio de la frecuencia utilizando la transformada rápida de Fourier (FFT) [12] y se identifican posteriormente los componentes armónicos de fallo relacionados.

Sus principales ventajas son:

- Válida para el diagnóstico de distintas averías: como ya se ha comentado con anterioridad, ninguna técnica es efectiva para detectar todos los defectos o fallos que pueden aparecer en la máquina. No obstante, el análisis de la corriente a través de su espectro se considera válido para la detección de un cierto rango de fallos o averías.
- Carácter no invasivo: no interfiere en la operación de la máquina eléctrica, por lo que no es necesario su parada para poder instalar los sensores que midan la corriente.
- Simplicidad del equipamiento y software de análisis: el equipamiento requerido para la adquisición de datos es sencillo, ya que sólo es necesario una pinza amperimétrica y un osciloscopio con la suficiente resolución.
- Coste reducido: debido a los pocos requerimientos de equipamiento (pinzas y osciloscopio), esta técnica se puede aplicar a menor coste que el equipamiento necesario para otras técnicas.
- Posibilidad de monitorización remota del estado de la máquina: lo que resulta en una importante ventaja frente a otras técnicas, ya que su aplicación no implica acceder a la máquina, como sí ocurre con otras técnicas como el análisis de vibraciones.

Este análisis es efectivo para máquinas que operan a velocidad constante con una carga constante, es decir, en régimen estacionario. Sin embargo, en muchas aplicaciones, como en el caso de los aerogeneradores, en el que las máquinas trabajan bajo condiciones transitorias, las técnicas de detección de fallos tradicionales basadas en el análisis de Fourier de la magnitud medida, no son lo suficientemente precisas para resolver la presencia o ausencia de un determinado fallo [50]. A continuación, se revisan las principales técnicas de procesamiento de la señal que aparecen en los trabajos de investigación, divididas en aquellas válidas para régimen estacionario y régimen transitorio.

2.5.1 Técnicas de detección de fallos en régimen estacionario

Estas técnicas de detección de fallos se pueden aplicar cuando la máquina eléctrica rotativa se encuentra en régimen estacionario, el cual se alcanza cuando se mantienen las referencias de frecuencia y nivel de carga constantes. Esta característica es también su mayor desventaja, ya que habitualmente las máquinas eléctricas operan bajo diferentes condiciones de trabajo. En varias de estas técnicas es necesario, además, conocer la velocidad de rotación de la máquina, lo que implica incluir un sensor externo que mida la velocidad.

A pesar de estos inconvenientes, este tipo de técnicas son ampliamente utilizadas en sistemas de diagnóstico embebidos online, siempre y cuando se cumpla el requisito de velocidad estable. A continuación, se describen técnicas de detección de fallos en régimen estacionario recogidas en la literatura técnica, presentando sus principales ventajas e inconvenientes.

Transformada de Fourier (FFT)

Tradicionalmente se ha utilizado la transformada de Fourier (FFT) como método para analizar la señal de corriente de la máquina y proceder a su diagnóstico. Se basa en el estudio de las amplitudes características de la presencia de fallo, las cuales aparecen al transformar una de las corrientes del estator en el dominio del tiempo al dominio de frecuencias, a partir de la Expresión 2.56 [12]:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.56)$$

Su principal ventaja es su bajo coste computacional, ya que se trata de un algoritmo muy rápido. Además, los componentes de armónicos que generan las corrientes en el estator de la máquina bajo diferentes condiciones de fallo están ampliamente establecidos en la literatura científica [17, 75, 98, 110].

A pesar de ser una técnica ampliamente extendida, también tiene algunos inconvenientes. El principal y más evidente es que solo se puede aplicar a máquinas eléctricas rotativas en régimen estacionario, por lo que no se puede usar en un gran número de aplicaciones que trabajan bajo condiciones cambiantes.

Por otro lado, en el caso de máquinas con barra rota trabajando con deslizamientos muy bajos o motores descargados, puede aparecer lo que se conoce como fuga espectral. Este fenómeno se produce cuando la amplitud del ar-

mónico principal es tan grande que enmascara a las frecuencias características de este tipo de fallo [32, 36]. Este efecto, por tanto, dificulta el análisis de diagnóstico.

Transformada de Hilbert (HT)

A partir de la señal de la corriente de fase, la transformada de Hilbert (HT) reconstruye una aproximación del fasor de corriente de la máquina [64, 84].

Matemáticamente, la HT de una señal como la corriente, $i(t)$, se define como una convolución con la función $1/t$, mediante la Expresión 2.57 [27]:

$$HT(i(t)) = \frac{1}{\pi t} x i(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-inf}^{+inf} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (2.57)$$

A partir de esta expresión, mediante la aplicación de una serie de propiedades y cálculos, se obtendrán las frecuencias características de la presencia de fallo [105]. En la Figura 2.15 (a) se puede observar la representación de la FFT para la corriente de una máquina eléctrica sana a la izquierda mientras que a la derecha se muestra el resultado de utilizar la componente alterna del módulo de la señal analítica. En esta última se puede observar como la presencia de la componente fundamental desaparece. Asimismo, en la Figura 2.15 (b) izquierda se puede observar la representación de la FFT para la corriente de una máquina con barra rota. Por otro lado, en la Figura 2.15 (b) derecha de nuevo se ha aplicado la transformada de Hilbert, que elimina la fuga espectral al anular la componente fundamental.

Con estas gráficas queda de manifiesto el efecto de la fuga espectral que tienen lugar al aplicar la transformada de Fourier ya mencionado anteriormente.

La HT se ha utilizado en diferentes tipos de aplicaciones, como geofísica, sistemas de transmisión de señales [97], diagnóstico de averías [101], detección de fallos de carga mecánica en motores de inducción [13], diagnóstico de fallos de la jaula del rotor en motores de inducción [80], entre otros.

Este enfoque ofrece algunas ventajas frente a la FFT, ya que como ya se ha comentado anula la fuga espectral producida por la componente fundamental y reduce la banda de frecuencias a analizar. Además, la información referente a los fallos se sitúa en el rango de las bajas frecuencias, por lo que no es necesario tener en cuenta ni almacenar las altas frecuencias, de modo que resulta en un ahorro en costes computacionales.

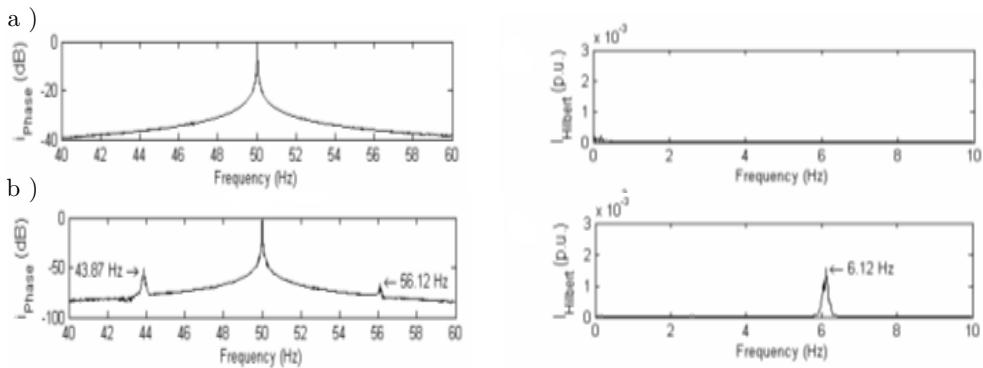


Figura 2.15: a) Espectro de la corriente (derecha) y resultado de aplicar la transformada de Hilbert (izquierda) de una máquina sana. b) Espectro de la corriente (derecha) y resultado de aplicar la transformada de Hilbert (izquierda) de la misma máquina con barra rota.

Cepstrum

La técnica Cepstrum se basa en el análisis de la repetición característica de las frecuencias de fallo que aparecen en el espectro de las corrientes de fase de la máquina defectuosa.

Particularmente, se realiza una doble transformación de Fourier del vector de datos resultante, una transformación FFT y una transformación inversa de la FFT, aplicando la Expresión 2.58, de modo que se obtiene una amplitud de onda en tiempo como característica de fallo, cuya posición vendrá dada por la Expresión 2.59.

$$I_{\text{Cepstrum}} = \left| \text{FFT}^{-1} \left(\log_{10} \left(\left[\frac{|\text{FFT}(i_{\text{fase}}(t))|}{\max(|\text{FFT}(i_{\text{fase}}(t))|)} \right]^2 \right) \right) \right|^2 \quad (2.58)$$

Donde:

$$t_{K-\text{orden}} = \frac{1}{2 \cdot f \cdot s} \quad (2.59)$$

Donde f es la frecuencia de alimentación y s el deslizamiento.

Como se puede observar en la Ecuación 2.58, antes de realizar la transformada inversa de Fourier (FFT^{-1}), se aplican una serie de operaciones para mejorar la amplitud de las componentes de fallo.

Por consiguiente, la característica de fallo $I_{Cepstrum}$ se encontrará en la posición de tiempo $t_{K-orden}$. En el caso de una máquina sana, la amplitud en el tiempo de la posición será muy baja, mientras que en el caso de fallo la amplitud será mucho mayor en esa misma posición.

Análisis espectral de alta resolución (MUSIC)

El análisis espectral de alta resolución (MUSIC) persigue la eliminación de los componentes del espectro de corriente carentes de información, de forma que la detección de los armónicos de fallo sea más sencilla. Con este propósito, se descompone la señal de corriente en autovectores y matrices de auto-correlación de la señal: con ruido (sin información) y sin ruido [67]. Se calcula el mínimo autovalor de la matriz de auto-correlación formada, a través de las muestras para la ventana que se considere.

Su principal inconveniente es que el cálculo de los autovalores de la matriz es, en general, un proceso complejo y de alto coste computacional, que dependerá del número de muestras consideradas en la ventana y de la capacidad del equipo utilizado para el tratamiento de los datos. No obstante, en la literatura reciente aparecen varios trabajos que proponen modificaciones para reducir esfuerzo computacional como [67, 122, 134].

Paso por cero (ZCT)

La señal ZCT se define como la diferencia de tiempo, habitualmente en milisegundos, entre dos puntos de paso por cero consecutivos de la corriente de fase estatórica, a partir de la Ecuación 2.60 [136]:

$$T_{ZC}(n) = T(n+1) - T(n) \quad (2.60)$$

Donde T_{ZC} son los datos de la señal de paso por cero (ZCT), $T(n)$ es el tiempo del enésimo paso por cero de la señal actual, $n = 1, 2, \dots, N$ es el índice de los datos y N es el número total de muestras disponibles.

Si se compara con la técnica MCSA, el número de puntos de la señal de corriente necesarios es menor, lo que se traduce en menores requerimientos de memoria. El análisis de la señal del tiempo de paso por cero se ha investigado en diversos artículos para fallos tanto del rotor como del estator. Los autores [21] demuestran que el espectro ZCT contiene un componente específico de frecuencia que es independiente de la inercia de la máquina, la variación de

carga y los armónicos de la fuente de alimentación. Con esta técnica [83] soluciona el problema del método MCSA en condiciones de variación de la carga. Asimismo, [20] presenta un estudio experimental que usa el enfoque ZCT para investigar las barras rotas, la rotura de anillos de cortocircuito, los desequilibrios de alimentación, las excentricidades del rotor y los fallos de desalineación del eje de la máquina.

2.5.2 Técnicas de detección de fallos en régimen transitorio

Las técnicas revisadas hasta el momento solo son válidas en régimen estacionario. En aplicaciones donde la carga varía en el tiempo, como por ejemplo las bombas o aerogeneradores, no es posible utilizar este tipo de técnicas.

Para superar las limitaciones de estas técnicas en condiciones transitorias, se han desarrollado técnicas que reconocen los armónicos de avería, incluso si no son estacionarios, basadas en transformadas avanzadas que son capaces de mostrar la evolución de los armónicos de avería en el dominio de tiempo-frecuencia o deslizamiento-frecuencia.

En los últimos años en la literatura aparecen un gran número de trabajos que muestran enfoques para discernir los patrones de fallo de la máquina eléctrica bajo estas condiciones cambiantes, como puede ser la transformada de Fourier corta en el tiempo (STFT), [18], la transformada discreta de Wavelet (DWT) [25], la transformada continua de Wavelet (CWT) [53], la distribución de Wigner Ville (WVD) [124], la transformada de Gabor [108] o las técnicas basadas en la frecuencia instantánea (IF) [41], entre otras.

Transformada de Fourier corta en el tiempo (STFT)

La transformada de Fourier corta en el tiempo (STFT) es una extensión natural de la FFT, que divide la señal de corriente en el tiempo en segmentos más cortos de igual longitud y calcula la transformada de Fourier por separado para cada segmento. Particularmente, se basa en realizar repetidamente la FFT de la señal de corriente y multiplicarla por una función ventana que se desliza en el tiempo. Durante la longitud de esta ventana, la corriente se puede considerar como una señal estable, por lo que su espectro ofrece una muestra significativa de sus componentes en frecuencia en el periodo central de la ventana.

Cabe señalar que para obtener el espacio tiempo/frecuencia con la mayor resolución posible, es necesario tener en cuenta que, para visualizar correctamente los componentes armónicos con una variación a baja frecuencia, deben utilizar-

se ventanas temporales largas, mientras que el análisis de los componentes con una variación a alta frecuencia requiere el uso de ventanas temporales cortas [81].

Transformada de Fourier corta en frecuencia (SFFT)

Al igual que la transformada STFT, la transformada SFFT se basa en la transformación de una muestra en un espacio tiempo-frecuencia con la mayor resolución posible a través de una función ventana. Sin embargo, en el caso de la SFFT, esta función ventana se desliza en la dimensión de las frecuencias y no en el tiempo, permitiendo procesar únicamente los intervalos de frecuencias necesarios, cuando las frecuencias se conozcan previamente [18].

Transformada Discreta de Wavelet (DWT)

La transformada discreta de Wavelet (DWT) divide la señal en señales más pequeñas, por niveles, que contienen las componentes en frecuencia de la señal original comprendidas en un determinado rango [140].

A diferencia de los métodos en régimen estacionario, donde sólo es posible analizar el resultado del espectro de frecuencia, con esta transformada es posible analizar la señal tanto en frecuencia como en tiempo, permitiendo, por tanto, procesar las características transitorias en ese rango de tiempo [4, 109]. Otra de sus ventajas es que al resultado del post-procesamiento no le afectan las interferencias que generan las variaciones de carga [29]. En la Figura 2.16 se puede observar el resultado de aplicar la DWT a la corriente de arranque a una máquina de inducción sana y con una barra rota, respectivamente.

No obstante, esta técnica presenta algunos inconvenientes que se deben tener en cuenta. Se puede decir que la aplicación de la técnica DWT es similar al proceso de filtrado. Sin embargo, este filtrado no es ideal. Los límites de rangos de frecuencia están levemente superpuestos, por lo que se puede generar distorsión en los resultados en las frecuencias cercanas a estos límites [119].

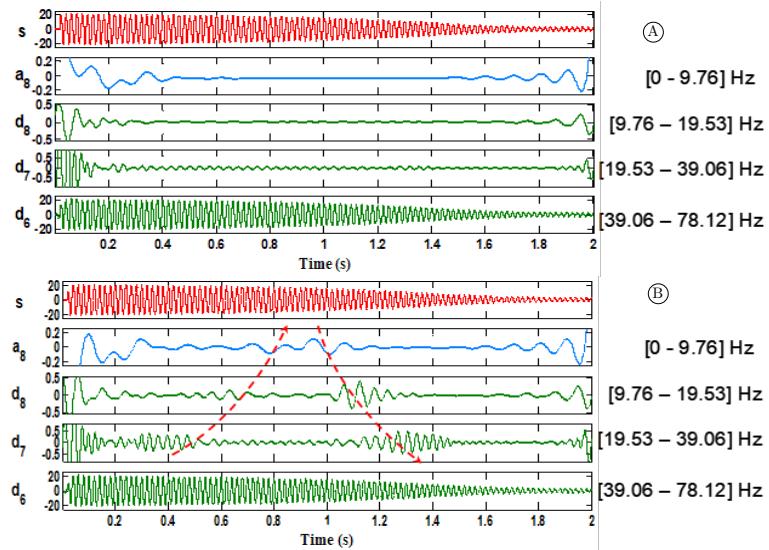


Figura 2.16: DWT aplicada a la corriente de arranque de una máquina de inducción de jaula de ardilla. Arriba (A) se representan los diferentes niveles de descomposición de la onda para la máquina sana y abajo (B) para la máquina con una barra rota. En esta última se resalta la evolución del armónico de barra rota.

Transformada Continua de Wavelet (CWT)

La principal limitación en la aplicación de la DWT es la imposibilidad de implementarse en sistemas de reconocimiento automáticos. Para solventar este problema, se ha propuesto el uso de la transformada continua de Wavelet, (CWT), que proporciona para cada punto del plano frecuencia-tiempo la medida de la densidad de energía de la señal de corriente en ese punto. Esta transformada se define matemáticamente mediante la expresión 2.61:

$$CWT(f(a, b)) = \langle f, \psi \rangle = \frac{1}{\sqrt{a}} \int f(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (2.61)$$

A pesar de que el enfoque CWT aparece en numerosos trabajos para el diagnóstico de las máquinas eléctricas, es habitual que en los resultados generados aparezcan discontinuidades debido a la alternancia de la onda. Para superar este inconveniente se puede utilizar la CWT compleja, que se traslada al dominio de los complejos y obtiene una mejor resolución de la imagen en el plano. Tanto la CWT como sus variaciones se presentan en la literatura científica co-

mo herramienta en el diagnóstico de diferentes fallos de las máquinas eléctricas [123, 148, 149].

Distribución de Wigner-Ville (WVD)

La distribución de Wigner-Ville (WVD) calcula de forma local la densidad de energía para ir construyendo el espacio tiempo-frecuencia, mediante la Expresión 2.62, [73]:

$$WVD_x(t, w) = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} x\left(t + \frac{\tau}{2}\right) \cdot x^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{-j\tau\omega} d\tau \quad (2.62)$$

Donde τ comprende el retraso de la señal y x^* es el conjugado de x . Como se puede observar, la integral de esta función se corresponde con la transformada de Fourier respecto de τ en la convolución de la señal, con traslaciones de tiempo y frecuencia.

Su principal ventaja es la gran resolución tiempo-frecuencia que obtiene con un coste temporal menor si se compara con otros algoritmos exponenciales utilizados para el mismo propósito [139]. Tiene, sin embargo, un inconveniente importante, pues aparecen términos cruzados de interferencia, que pueden encubrir los patrones característicos del fallo, pudiendo dar lugar a un análisis de diagnóstico erróneo.

Transformada de Hilbert Huang (HHT)

El método descompone la señal en funciones equivalentes aproximadas, denominadas funciones de modo intrínseco (IMF), a las que se les aplica la transformada de Hilbert para obtener la frecuencia instantánea.

En contraposición con otras transformadas como la DWT, el proceso de descomposición en IMFs es un proceso adaptativo. Esta característica implica que la banda de frecuencias que abarca cada IMF a priori no es conocida. Una vez obtenida la IMF se elimina de la señal original y con la señal residuo resultante se vuelve a iterar el bucle para detectar nuevas IMF. Por tanto, cada IMF y su banda asociada va resultando de acuerdo a los armónicos presentes en la señal analizada [41]. En la Figura 2.17 se muestra un ejemplo representativo de descomposición HHT de una muestra de corriente de arranque de un motor con dos barras rotas. El espectro HH de la IMF2 muestra la firma característica de fallo por barras rotas.

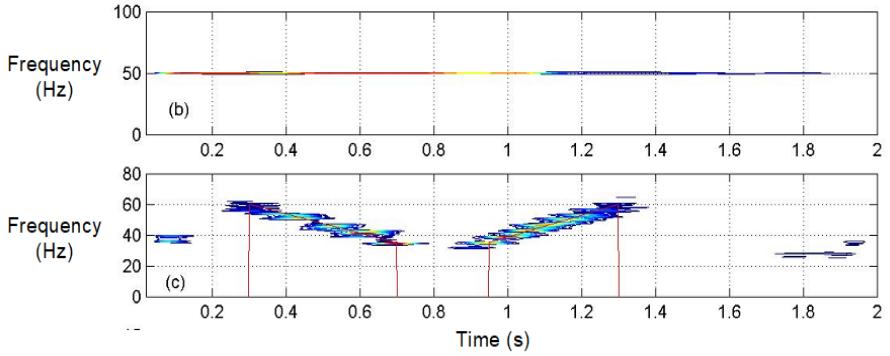


Figura 2.17: Representación de los espacios tiempo-frecuencia del espectro Hilbert-Huang de la IMF1 (arriba) y la IMF2 (abajo) obtenidas con la HHT de la señal de corriente de arranque de una máquina con dos barras rotas.

La HHT se ha implementado en el diagnóstico fiable de máquinas de inducción ante la presencia de daños en las barras del rotor, en cojinetes [101], así como excentricidades [5].

Transformada de Gabor

El análisis de Gabor expande la señal en una serie de funciones elementales, que se construyen a través de un solo bloque de construcción mediante traslación al dominio de la frecuencia y modulación mediante las ecuaciones:

$$i_r(t) = \sum_{m \in \mathbb{Z}} \sum_{n \in \mathbb{Z}} c_{m,n} g_{m,n}(t) \quad (2.63)$$

Donde las funciones elementales $g_{m,n}$ están dadas por:

$$g_{m,n}(t) = g(t - n \cdot T) e^{(j2\pi \cdot m \cdot \Omega \cdot t)} \quad m, n \in \mathbb{Z} \quad (2.64)$$

Estas funciones $g_{m,n}$ se obtienen desplazando la ventana g a lo largo de una red g a lo largo de una red $\wedge = Tx\Omega$ en el plano tiempo-frecuencia. Si g y su transformada de Fourier están localizados en el origen, entonces $g_{m,n}$ se localiza en $(n \cdot T, M \cdot \Omega)$ en el plano tiempo-frecuencia.

Los principales problemas relacionados con el análisis Gabor de la corriente durante el transitorio de velocidad, como es el transitorio de inicio, es la elección

de la ventana de síntesis g , o lo que es lo mismo, la elección de las constantes de red T y Ω y la forma de calcular los coeficientes $c_{m,n}$ en la Expresión 2.63. La elección del tipo de ventana de síntesis tiene un efecto muy importante en la concentración y resolución.

Gabor propone el uso de la función de Gauss y sus traslaciones y modulaciones con los parámetros $T \cdot \Omega = 1$, construyendo la siguiente ventana [40]:

$$g_{m,n}(t) = (\alpha/\pi)^{1/4} e^{-\alpha(t-nT)^2/2} e^{j2\pi m\Omega t} \quad (2.65)$$

Esta expresión (2.65) tiene el área más pequeña, lo que se traduce en la concentración de energía más alta en el plano tiempo-frecuencia que puede lograr cualquier función dada. Posteriormente, se debe establecer el elemento α , en función del tipo de evolución que se desea detectar, o lo que es lo mismo, el patrón del fallo que se desea visualizar [108].

Frecuencia instantánea (IF)

Las técnicas basadas en la frecuencia instantánea se basan en la descomposición de la señal en el plano deslizamiento-frecuencia en lugar de en el plano tiempo-frecuencia, que es el enfoque que se ha visto hasta el momento.

Mediante estas técnicas es posible detectar las trayectorias características de cada tipo de fallo, independientemente de las características de la máquina y sus condiciones de funcionamiento. Estas trayectorias pasan a ser líneas rectas, cuya pendiente y ordenada en el origen cambia según el tipo de fallo. En la literatura técnica es posible encontrar el desarrollo de técnicas basadas en la frecuencia instantánea para la detección de fallos tanto en el estator como en el rotor, como muestran los trabajos de [102, 104, 111].

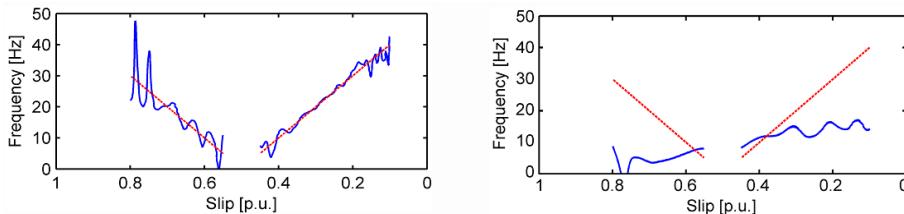


Figura 2.18: Frecuencia instantánea del armónico característico de fallo extraído de la corriente de una máquina con fallo (izquierda) y de una máquina sana (derecha) calculado mediante HT. En rojo se señala la evolución del armónico de fallo calculada de forma teórica.

2.5.3 Conclusiones

La literatura científica en los últimos años se centra en mejorar la fiabilidad del proceso de diagnóstico. Se proponen trabajos que se enfocan en concentrar la información del espectro y desarrollar indicadores que resalten la existencia o ausencia de fallos en la máquina.

En esta sección se han repasado las principales técnicas de análisis de la señal de corriente para el diagnóstico de fallos distinguiendo en las técnicas orientadas al procesamiento de la señal con la máquina trabajando en estado estacionario o en régimen transitorio. En la Tabla 2.1 se recopilan las técnicas de diagnóstico revisadas incluyendo sus principales ventajas e inconvenientes.

Tabla 2.1: Tabla resumen de las técnicas de diagnóstico revisadas en la Sección 2.5.

Técnica	Ventajas	Desventajas
FFT	<ul style="list-style-type: none"> • Robustez • Simplicidad • Bajos requerimientos de software 	<ul style="list-style-type: none"> • Ineficaz en algunos casos (máquinas sin carga, oscilaciones del par de carga) • Problemas para distinguir entre algunos fallos
HT	<ul style="list-style-type: none"> • Válido para el diagnóstico en condiciones de carga 	<ul style="list-style-type: none"> • Solo régimen estacionario
Cepstrum	<ul style="list-style-type: none"> • Fácil de implementar 	<ul style="list-style-type: none"> • Coste computacional
Music	<ul style="list-style-type: none"> • Detección de armónicos simple 	<ul style="list-style-type: none"> • Proceso complejo • Coste computacional
STFT	<ul style="list-style-type: none"> • Válido para el diagnóstico en condiciones de carga 	<ul style="list-style-type: none"> • Resolución fija
DWT	<ul style="list-style-type: none"> • Válido para máquinas sin carga, oscilaciones de par de carga • Permite la distinción entre distintos fallos • Tiempos de cómputo bajos 	<ul style="list-style-type: none"> • Criterio de selección de la onda madre • Filtrado paso-banda diádico
IF	<ul style="list-style-type: none"> • Simplicidad • Permite cuantificar parámetros 	<ul style="list-style-type: none"> • Requiere filtrado previo
HHT	<ul style="list-style-type: none"> • Trazado de la frecuencia instantánea • No se selecciona onda madre 	<ul style="list-style-type: none"> • No es tan clara y sencilla como la DWT • Es una herramienta empírica
WVD y GT	<ul style="list-style-type: none"> • Rastreo de componentes de alto orden con suficiente resolución 	<ul style="list-style-type: none"> • Grandes requisitos computacionales • Interferencia de términos cruzados

Con los métodos presentados, además de determinar con precisión la presencia o ausencia de fallos, otro de los objetivos a alcanzar es detectar los fallos en una etapa muy temprana de manera fiable. Con este propósito, en los últimos años se ha propuesto el uso de la inteligencia artificial aplicada al diagnóstico de fallos de máquinas como los aerogeneradores. Se han desarrollado técnicas basadas en la inteligencia artificial, como la máquina de vectores de apoyo (SVM) [147], redes neuronales artificiales (ANN) [1], el clasificador de Naïve Bayes, Ensemble, los vecinos K más cercanos (KNN) o los árboles de decisión [34]. Estas técnicas de diagnóstico se ejecutan en dispositivos integrados que realizan la monitorización online del estado bajo diferentes condiciones de trabajo [93, 106].

Los sistemas expertos deben entrenarse con una gran cantidad de casos, con diferentes tipos de averías, grados de severidad y la combinación de diferentes fallos, con señales en tiempo real [71]. Estos requisitos, para el caso de los parques eólicos, implican la necesidad de acceder a muchos aerogeneradores, lo cual solo es posible en una escala limitada y en estrecha cooperación con los parques. A parte, los aerogeneradores defectuosos son limitados.

Por otro lado, las máquinas instaladas en bancos de pruebas de los laboratorios tienen los mismos problemas: la limitación de máquinas disponibles, y, además, el coste asociado a la realización de pruebas destructivas, así como la dificultad para modificar las condiciones de trabajo y los diferentes grados de fallo.

En la presente tesis se presentan técnicas de diagnóstico universales, estandarizadas y válidas para todo tipo de fallo y régimen de funcionamiento, que permiten reducir los costes computacionales.

2.6 Sistemas de prototipado rápido

Los sistemas de prototipado rápido, RCP o "Rapid Control Prototyping" recogen aquellas técnicas software y hardware necesarias que permiten acortar los tiempos de desarrollo y puesta en marcha de sistemas de control.

La idea básica es desarrollar y probar las nuevas estrategias y algoritmos de control en un entorno de simulación, como los entornos "Model-in-the-Loop" (MIL), "Software-in-the-Loop" (SIL), "Processor-in-the-Loop" (PIL) y "Hardware-in-the-Loop" (HIL). Estas técnicas evitan operaciones de trabajo intensivas en fases posteriores de desarrollo, ahorrando tiempo y dinero, puesto que permiten:

- Verificar y testear en fases tempranas que el modelo y sus requisitos son correctos, mediante la simulación del modelo.
- Verificar que el código sea coherente y represente correctamente la funcionalidad del modelo, mediante la simulación del código generado en el host de un PC.
- Verificar la trazabilidad para documentar el desarrollo del software.
- Permitir la estimación de los requisitos de recursos en una fase temprana mediante la simulación del código en el hardware.

En las siguientes subsecciones se presentan las técnicas MIL, SIL, PIL y HIL de forma más extendida, siendo el sistema HIL el implementado para la simulación del banco de ensayos virtual que se presenta en esta tesis.

2.6.1 Model-in-the-Loop (MIL)

Con esta técnica se trata de abstraer el comportamiento de un sistema o subsistema de modo que este modelo se pueda utilizar para comprobar, simular y verificar ese modelo.

Por ejemplo, el sistema de control de un motor eléctrico basado en un regulador PID con etapa de potencia, sería posible ajustar y probar su correcto funcionamiento en una planta modelada. Mediante el uso de una herramienta estándar como Simulink/Matlab para la definición del modelo, es posible probar y refinar ese modelo en un PC, permitiendo gestionar un sistema complejo de forma más eficiente.

Una vez que se ha modelado el sistema de control o modelo de planta, se puede utilizar este entorno de simulación fuera de línea para probar las diferentes estrategias del controlador. Cuando el modelo está funcionando de acuerdo a lo requerido, se puede integrar en un modelo en tiempo pseudo-real para ejecutarlo en el host, o codificar automáticamente el modelo en código C para que se pueda ejecutar en hardware en tiempo real, ya sea como un modelo de creación de prototipos de control rápido o mediante la simulación hardware in the loop del modelo.

2.6.2 Software-in-the-Loop (SIL)

A diferencia del MIL, la plataforma SIL permite probar el código generado a partir del modelo, también en un PC, en el que es posible ejecutar la simulación, pero de acuerdo al código del modelo. Esto es, tomando el ejemplo del apartado anterior, un motor eléctrico con su sistema de control, el control PID se modela, se genera su código y se prueba en el mismo entorno. Esta etapa solo requiere el modelo de simulación y es independiente del hardware, centrándose en las interfaces de software y los resultados numéricos.

2.6.3 Processor-in-the-Loop (PIL)

La plataforma PIL permite desarrollar el control en tiempo real de un microprocesador conectado a una plataforma digital que simula las partes más complicadas de un equipo o sistema. Continuando con el ejemplo de las secciones anteriores, serían la etapa de potencia y el motor eléctrico.

A diferencia de la simulación MIL y SIL, en este caso se testea el microprocesador real de las unidades de control electrónico, donde el algoritmo de control pertenece a la arquitectura del software.

Los sistemas PIL proporcionan medidas en tiempo real, detectan cuellos de botella, agregan memoria de uso, supervisan interrupciones de hardware y software, analizan formas de onda, efectos térmicos e interferencias electromagnéticas, entre otros.

Por otro lado, la plataforma digital que simula la etapa de potencia y la máquina puede ser un PC, una matriz de puertas programables en campo (FPGA) [106] o incluso un procesador de señales digitales (DSP) [113]. El aumento de la velocidad de procesamiento de los DSP y su reducción de coste hacen que la opción de utilizar un DSP para representar a la máquina eléctrica sea una de las alternativas más extendidas [93].

2.6.4 Hardware-in-the-Loop (HIL)

Los sistemas HIL se han convertido en la herramienta de desarrollo electrónico estándar para el testeo de unidades de control electrónico, sistemas de accionamiento, así como el software para el desarrollo de fabricación de diferentes equipos. Concretamente para el desarrollo de equipos, los sistemas HIL en tiempo real pueden utilizarse para testear los cambios de software y/o control de los mismos.

El aumento en la complejidad de los algoritmos de control hace necesario el uso de este tipo de sistemas, ya que permite prever los problemas que pueden aparecer antes de su comprobación en condiciones reales. En el caso del control de una máquina, que conste de una etapa de potencia compuesta por un inversor trifásico y su lógica de control para la máquina eléctrica rotativa, el sistema HIL se puede utilizar como una herramienta que desarrolle y valide diferentes estrategias de control en todas las condiciones de operación, incluyendo condiciones extremas, así como analizar el efecto de las diferentes averías que pueden aparecer en la máquina.

En los sistemas HIL el comportamiento de la máquina se reproduce, con un grado de precisión ampliamente aceptado, en un procesador que actúa sobre una carga electrónica que reproduce su comportamiento físico. Además, es posible incluir un simulador de la fuente de alimentación del inversor para analizar los efectos con diferentes condiciones de energía.

A continuación, la unidad de accionamiento se expone a los diferentes escenarios de potencia posibles y a los diferentes comportamientos de la máquina. También si en la fase de desarrollo cambian las características de la máquina eléctrica o incluso el tipo de máquina, bastará con cambiar el modelo que controla la carga electrónica. Por otro lado, el comportamiento dinámico de la máquina a controlar, como las variaciones de carga y la inercia, se pueden analizar usando la carga electrónica.

Con el sistema HIL, por tanto, el accionamiento bajo prueba podría ser completamente probado y validado con los casos de prueba creados, proporcionando los correspondientes informes de salida. Si los resultados de los informes son satisfactorios, se puede proceder a realizar la prueba con la máquina real en un banco de ensayos. Este tipo de escenarios, como el mencionado, tienen un coste alto, por lo que es habitual utilizar otros sistemas de verificación más modestos, así como las plantas digitalizadas. En este caso, el hardware formado por la máquina, el inversor y controlador puede ser reemplazado por un modelo preciso en tiempo real que reproduzca su comportamiento. Los sistemas de control utilizan cada vez más para su verificación y desarrollo una plataforma de arreglo de puertas programables (FPGA), de forma que los algoritmos de control puedan ser evaluados sin necesidad de hardware real, que sería en este caso el inversor y la máquina eléctrica. La simulación en tiempo real de modelos de accionamientos electromecánicos puede resultar especialmente complicada debido a la rapidez de su comportamiento dinámico, con constantes de tiempo reducidas como en las máquinas de muy baja potencia. La conmutación de las señales PWM hasta decenas de kHz requiere frecuencias de muestreo del orden de varios MHz para obtener una precisión y un modelado preciso,

como por ejemplo, la ondulación producida por el PWM en la inductancia de la máquina. Es por eso que las FPGA se consideran la plataforma ideal para simulaciones complejas en tiempo real, debido a su capacidad para procesar datos en paralelo permitiendo tasas de muestreo y ejecución hasta el rango de MHz. El algoritmo de control diseñado en este caso para el control de una máquina eléctrica se carga en una tarjeta, en la cual se probará la FPGA modelando el inversor y la máquina. Así, se pueden testear con rapidez diferentes casos de prueba, adelantando los posibles problemas que puedan surgir.

Finalmente, habrá ocasiones en las que, debido a su coste, estos métodos de modelado de sistemas no estarán disponibles. En este caso, las pruebas se realizan directamente en el sistema real o en un banco de pruebas, haciendo el desarrollo más largo y complicado, ya que se encontrarán numerosos errores de software y hardware en el sistema real o en el banco de pruebas según el caso.

2.6.5 Conclusiones

Como se ha podido observar en las secciones anteriores, los sistemas de prototipado rápido, concretamente el entorno HIL, permiten implementar un sistema integrado en el que los componentes de software trabajan conjuntamente con los componentes del sistema real dentro de un programa de simulación. Estos sistemas pueden utilizarse y atraen un creciente interés para el diagnóstico y clasificación de averías en diferentes condiciones de trabajo, así como para el desarrollo y formación de sistemas expertos, creación de bases de datos, etc.

El objetivo de la tesis es el desarrollo de un banco virtual de aerogeneradores. Para ello se debe modelar el aerogenerador, tanto en condiciones óptimas como de fallo, los cuales se han desarrollado en la Sección 2.2. Se va a focalizar en el estudio de la corriente para la detección de los fallos en los aerogeneradores (Sección 2.3).

Con el propósito de evitar la necesidad de ensayos destructivos se ha modelado el sistema (Sección 2.4), que permite integrarse en un emulador (sistema de prototipado rápido) para probar las técnicas desarrolladas como si se adquiriese la señal directamente de la máquina.

Posteriormente estas señales se analizarán y permitirán el diagnóstico y la clasificación de averías del aerogenerador bajo diferentes condiciones de trabajo.

Capítulo 3

Resultados

En este capítulo se presenta el banco de ensayos virtual, basado en un modelo general Simulink/Matlab en el que para la obtención precisa de los parámetros característicos de la máquina eléctrica rotativa se utiliza FEM. Se desarrolla, por tanto, un modelo híbrido FEM-analítico del aerogenerador, concretamente del generador eléctrico, válido para ser ejecutado en sistemas HIL para su simulación en tiempo real. Posteriormente, con el objetivo de reducir tanto costes de computación como requisitos de memoria, se desarrolla un nuevo método de obtención de las inductancias de una forma reducida. Asimismo, se lleva a cabo una optimización del modelo analítico que permite implementar de forma rápida la presencia de fallos. Finalmente, una vez implementado el banco de ensayos virtual, se desarrolla una novedosa técnica para el diagnóstico de fallos.

3.1 Introducción

Un banco de ensayos es una instalación que dispone del equipamiento e instrumentación que permiten medir, cuantificar, y acotar los parámetros y características del aerogenerador para simular su régimen de funcionamiento en condiciones reales. Dicha plataforma posibilita la comprobación exhaustiva, rigurosa, precisa, exacta, repetible y definida del comportamiento del aerogenerador trabajando en diferentes condiciones. A continuación, se presenta el

desarrollo del banco de ensayos virtual de aerogeneradores bajo condiciones de fallo, que permite la simulación en tiempo real de diferentes fallos y grados de fallo. Este banco de ensayos se apoya en los sistemas básicos de diagnóstico de averías, que se ilustra en la Figura 3.1:

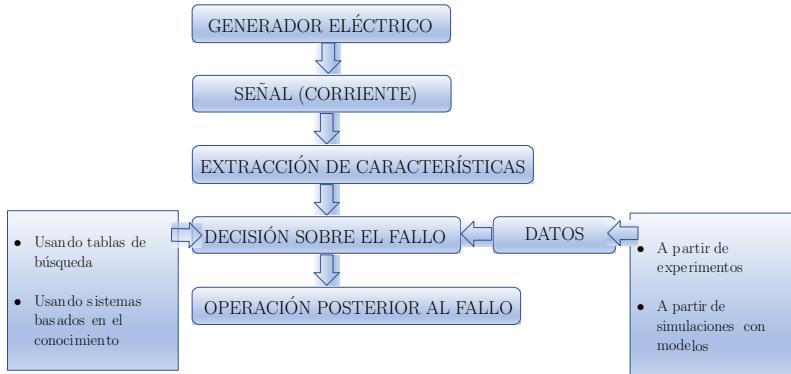


Figura 3.1: Visión general de los sistemas de diagnósticos de fallos.

El esquema de la figura muestra como a partir del sensor/sensores instalados en el generador eléctrico del aerogenerador, se muestrea la señal, en este caso la señal de corriente. Mediante las técnicas de procesamiento de señales se extraen las características que puedan reflejar la presencia de fallos. Estas características de las señales en tiempo real se comparan con las de la máquina "sana", las cuales se han obtenido previamente a partir de experimentos o simulaciones con modelos, para tomar la decisión de diagnóstico. Tal y como muestra la Figura 3.1, para tomar la decisión del diagnóstico, a parte de lo anterior, es posible usar tablas de búsqueda o la implementación de sistemas expertos de aprendizaje.

En los siguientes apartados se muestra el desarrollo de las distintas etapas de la implementación del banco de ensayos, que han tenido como resultado cuatro publicaciones, centradas el desarrollo de modelos y técnicas de diagnóstico de la máquina eléctrica, por ser esta la más propensa a sufrir averías y su posibilidad de llevar a cabo una validación experimental en el laboratorio.

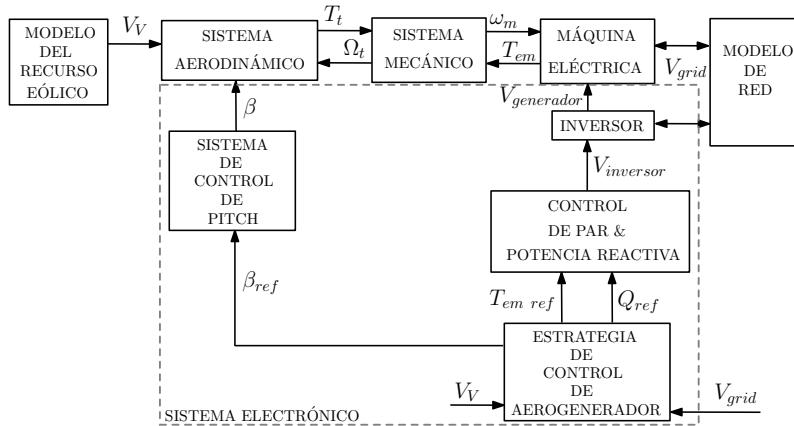


Figura 3.2: Diagrama general de bloques de un modelo de generador de velocidad variable.

3.2 Modelo del aerogenerador

Se ha usado un modelo de aerogenerador general disponible en la biblioteca de Simulink, que se muestra en la Figura 3.3. Este modelo incluye el sistema mecánico, electrónico, así como la máquina eléctrica, que se trata de una máquina de inducción. No obstante, en este tipo de sistemas la máquina eléctrica es uno de los elementos principales y donde las averías pueden resultar más críticas.

Por esta razón la presente tesis se ha centrado en la modelización del modelo del generador eléctrico con fallos, modificando la máquina eléctrica del modelo de aerogenerador la Figura 3.3 para reproducir su comportamiento bajo diferentes condiciones de fallo e implementándose en un sistema HIL, cuyas características se pueden encontrar en la Sección 5.9 del Capítulo 5, para su monitorización y simulación en tiempo real.

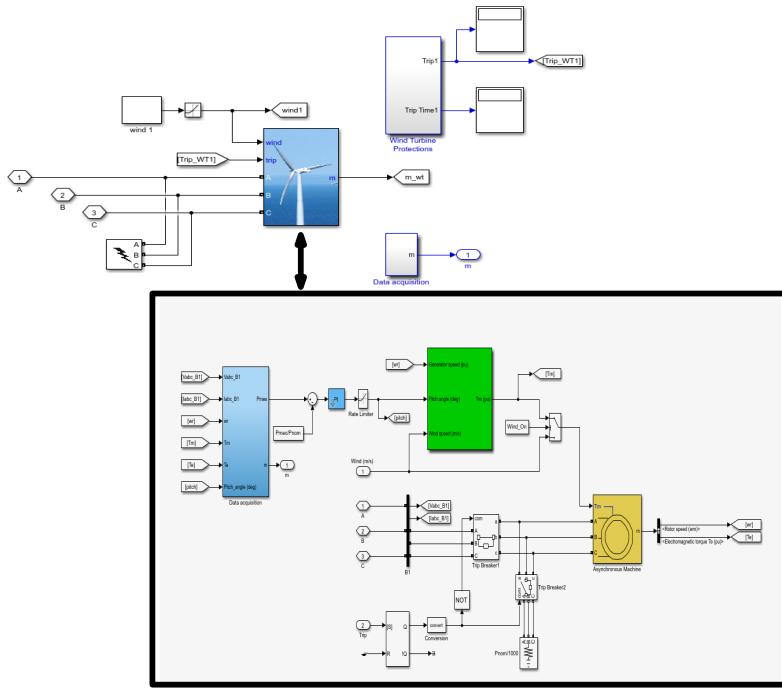


Figura 3.3: Esquema de bloques del modelado general de un aerogenerador.

En la siguiente sección se presenta el desarrollo de un modelo FEM-analítico de la máquina eléctrica, para posteriormente optimizarlo mediante técnicas de reducción de modelos.

3.3 Modelo híbrido FEM-analítico de la máquina eléctrica

El modelado híbrido FEM-analítico se ha convertido en una herramienta poderosa para el análisis de máquinas eléctricas rotativas, ya que reproduce de forma precisa la máquina eléctrica trabajando bajo diferentes condiciones y defectos, y además proporciona las señales necesarias para su posterior análisis mediante el procesamiento de señales y/o aprendizaje automático (machine learning). Se ha desarrollado un modelo FEM-analítico de la máquina eléctrica para su implementación en el banco de ensayos virtual.

En la Sección 3.3.1 se desarrolla el modelo de la máquina basado en elementos finitos, el cual se adecúa para poder implementar diferentes fallos de la máquina

eléctrica. De este modelo se van a obtener las inductancias características de la máquina trabajando en condiciones de fallo. Los datos provenientes del modelo FEM se integran en un modelo analítico de la máquina, siendo las inductancias del modelo analítico, con el propósito de obtener una mayor precisión en las simulaciones de la máquina eléctrica bajo condiciones de fallo.

La Sección 3.3.2 describe el modelo matemático basado en métodos analíticos, que se corresponde a las ecuaciones diferenciales que rigen el comportamiento de las máquinas eléctricas rotativas. Este modelo permite representar asimetrías de la máquina, así como reproducir los efectos de las averías más comunes que se pueden producir en la misma. Además, se implementa en un sistema de prototipado rápido HIL, como se muestra en detalle en el Capítulo 5. El sistema HIL permite la adquisición de las señales de corriente en tiempo real, no de forma offline como hasta el momento, permitiendo reproducir en el momento cualquier condición de trabajo de la máquina, así como el fallo/fallos y grado de severidad de este.

3.3.1 *Modelo FEM*

El software FEM permite crear modelos precisos de máquinas eléctricas rotativas que presenten variaciones en el entrehierro, así como otras asimetrías debidas a defectos en la máquina. En comparación con los requisitos de simulación de las máquinas sanas, en el caso de las máquinas con defectos, es necesario considerar en la simulación toda la geometría de la máquina, lo cual resulta en tiempos de simulación mucho más prolongados. Además, se requiere un gran número de simulaciones para poder obtener la matriz de inductancias, como se puede observar a continuación en el desarrollo del modelo FEM de la máquina de inducción.

El diagrama de la Figura 3.4 muestra los pasos a seguir para para calcular la matriz de inductancias de la máquina defectuosa. Se crea un modelo FEM de la máquina de inducción en el que se considera la geometría de la máquina, así como sus características específicas debidas al defecto En primer lugar, se establece el rotor en la primera posición ($k=1$). A continuación, empezando por la primera fase del estator ($i=1$), se alimenta cada una de las fases de estator con 1 A de corriente continua y se realiza la simulación magnetoestática FEM, como se muestra en la Figura 3.5.

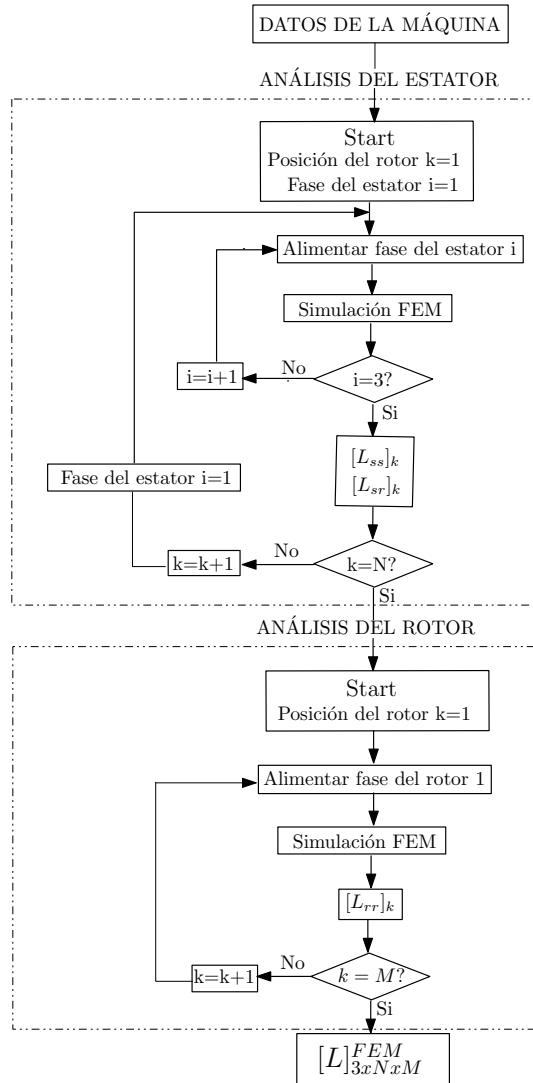


Figura 3.4: Diagrama de flujo del cálculo de la matriz de inductancias para una máquina de inducción con fallo para cada posición del rotor usando FEM.

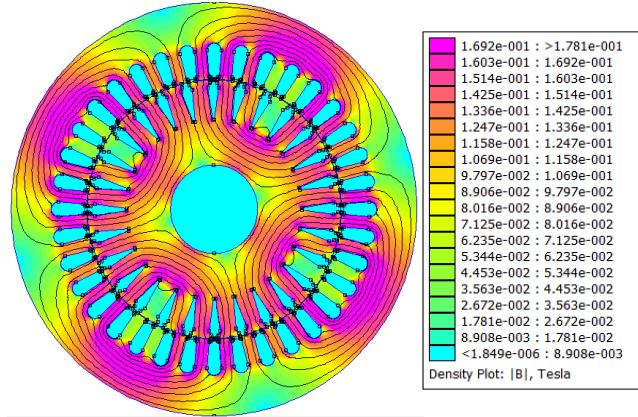


Figura 3.5: Densidad de flujo magnético de una simulación FEM de la máquina de inducción.

A partir de los resultados de las simulaciones, es posible calcular las inductancias entre las fases del estator, L_{ss} y entre las fases del estator y el rotor, L_{sr} . Normalmente, en el caso de las máquinas de inducción de jaula, se consideran las inductancias entre las fases del estator y las barras del rotor, en lugar de entre las fases del estator y del rotor. Posteriormente, cada una de las fases del rotor se alimenta con 1 A de corriente continua, se realiza la simulación magnetoestática FEM, y se calculan las inductancias entre las fases del rotor, L_{rr} . El rotor se desplaza en incrementos de $rd = 2\pi/K$, donde K es el número de posiciones deseadas, repitiéndose el proceso para cada posición del rotor. Según lo previsto, cuanto mayor sea el K considerado, mayor será la precisión de los parámetros de la matriz de inductancias [L] para las diferentes posiciones del rotor, y mayor será, por tanto, el número de simulaciones FEM necesarias, con su correspondiente tiempo de ejecución, potencia de cálculo y recursos de memoria. Como ejemplo, para un caso genérico de simulación de una máquina de inducción con fallo en el que se consideren 1008 posiciones o pasos del rotor para realizar un giro completo, se requieren 17.136 simulaciones FEM, que conllevan un tiempo de cálculo de más de 11 días y unos recursos de memoria del orden de 300 GB.

3.3.2 Modelo analítico

El comportamiento de una máquina de inducción con m fases en el estator y n fases en el rotor se puede definir mediante el sistema de ecuaciones [23]:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + d[\Psi_s]/dt \quad (3.1)$$

$$[U_r] = [R_r][I_r] + d[\Psi_r]/dt \quad (3.2)$$

Donde los sufijos s y r se refieren al estator y rotor, respectivamente. $[U]$ es la matriz de tensiones de fase, $[I]$ es la matriz de corrientes de fase, $[\Psi]$ es la matriz de enlaces de flujo y $[R]$ la matriz de resistencias. $[R_s]$ es la submatriz para cada fase del estator y $[R_r]$ es la submatriz de resistencias para cada fase del rotor en el caso de rotor bobinado, o para cada barra en el caso de rotor de jaula de ardilla. $[U]$ y $[\Psi]$ están compuestas por:

$$[U_s] = [u_{s1}, u_{s2}, \dots, U_{sm}]^T \quad (3.3)$$

$$[U_r] = [u_{r1}, u_{r2}, \dots, U_{rn}]^T \quad (3.4)$$

$$[\Psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (3.5)$$

$$[\Psi_r] = [L_{sr}]^T[I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (3.6)$$

Por otro lado, el par electromecánico generado por la máquina, T_e , viene dado por:

$$[T_e] = \frac{1}{2}[I]^T \frac{d[L]}{d\theta}[I] \quad (3.7)$$

Donde θ es el ángulo mecánico o geométrico entre el eje principal del rotor y la referencia del estator fijo.

La matriz de inductancias, $[L]$, compuesta por:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Donde $[L_{ss}]$ contiene la inductancia mutua entre las fases del estator y sus inductancias de dispersión, $[L_{rr}]$ son las inductancias mutuas del rotor entre las fases del rotor y sus inductancias de dispersión y $[L_{sr}]$ contiene las inductancias entre el estator y las fases del rotor.

El sistema de ecuaciones (3.1)-(3.7) se va a resolver usando Matlab/Simulink. Se desarrolla, por tanto, un modelo en Simulink para obtener la solución numérica en el dominio del tiempo, como se muestra en la Figura 3.6. Para este fin, los elementos del estator y el rotor se agrupan en términos de ecuaciones diferenciales como se muestra en las siguientes expresiones:

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \right) \quad (3.9)$$

$$T_e = \frac{1}{2} [I_s \quad I_r] \frac{d}{d\theta} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

$$T_e - T_{load} = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (3.11)$$

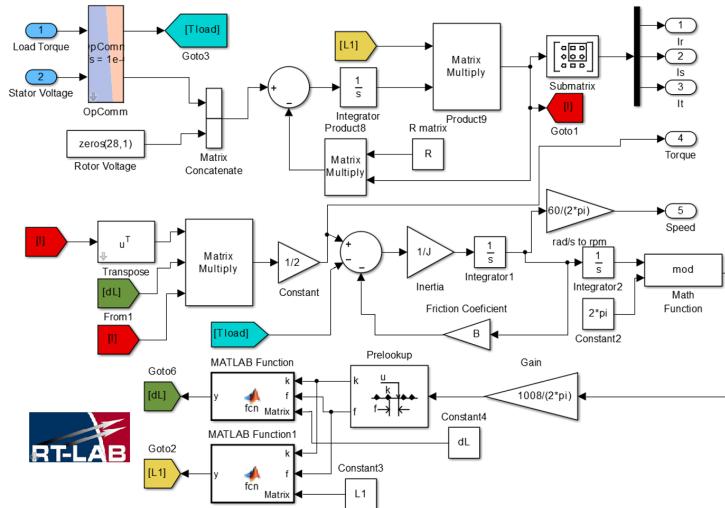


Figura 3.6: Modelo analítico de la máquina de inducción usando las ecuaciones (3.9)-(3.11) en Matlab/Simulink.

3.3.3 Conclusiones

En esta sección se ha desarrollado un modelo analítico de máquina de inducción con fallo en el que se ha utilizado FEM para calcular de forma precisa las inductancias, obteniendo un modelo híbrido FEM-analítico válido para reproducir fallos que permite ejecutarse en tiempo real.

No obstante, el gran número de simulaciones FEM necesarias para obtener de forma precisa las inductancias de la máquina con fallo resulta en grandes requerimientos de memoria y tiempos de cálculo. Estos requisitos resultan inviables para poder realizar un gran número de simulaciones en el banco de ensayos que permitan estudiar el comportamiento del aerogenerador bajo condiciones de diferentes fallos y el desarrollo de técnicas de diagnóstico. Por tanto, con el propósito de reducir los requisitos de ejecución del modelo presentado, se ha optimizado la obtención de las inductancias y el desarrollo del modelo, como se detalla en la Sección 3.4 y 3.5, respectivamente.

3.4 Optimización de la obtención de las inductancias: Sparse Subspace Learning (SSL) y polinomio de interpolación trigonométrica

En esta sección se ha aplicado el aprendizaje mediante subespacios dispersos, conocido por sus siglas en inglés SSL (Sparse Subspace Learning) y el polinomio de interpolación trigonométrica para calcular la matriz de inductancias de la máquina eléctrica de inducción bajo condiciones de excentricidad estática.

A partir de un pequeño número de simulaciones FEM, elegidas con SSL, se construye una base polinómica trigonométrica que permite obtener la matriz completa de inductancias [L].

Siguiendo este mismo razonamiento, este método podría extenderse a otro tipo de fallos o incluso diferentes fallos simultáneos, puesto que el algoritmo de cálculo de la matriz de inductancias de la máquina calculará los coeficientes adecuados para reproducir correctamente el tipo de fallo.

Como la matriz de inductancias del modelo de la máquina de inducción, trabajando bajo un grado específico de excentricidad, cambia con el paso del rotor, se aplica la SSL para seleccionar las posiciones del rotor θ en el espacio paramétrico $[\theta_{min}, \theta_{max}]$ en el que realizar las simulaciones FEM. Una vez calculadas las inductancias para estas posiciones específicas del rotor con FEM, estas simulaciones se usan para construir la base polinómica trigonométrica [15], con

casos separados para un número par o impar de datos. Para un número impar de nodos ($p^{(k)} = 2m + 1$), el polinomio de interpolación trigonométrica se expresa como:

$$L_{ab}^{2m+1}(\theta) = \frac{c_0}{2} + \sum_{i=1}^m (c_i \cos(i\theta) + d_i \sin(i\theta)) \quad (3.12)$$

Mientras que para un número par de datos ($p^{(k)} = 2m$) el polinomio de interpolación trigonométrica tiene la forma:

$$L_{ab}^{2m}(\theta) = \frac{c_0}{2} + \sum_{i=1}^{m-1} (c_i \cos(i\theta) + d_i \sin(i\theta)) + \frac{a_m}{2} \cos(m\theta) \quad (3.13)$$

Esta base, por tanto, partiendo de las inductancias obtenidas con el aprendizaje mediante subespacios dispersos y FEM, permite calcular el resto de los elementos de la matriz de inductancias para las restantes posiciones del rotor.

El método propuesto puede resumirse en las siguientes etapas, que se ilustran en la Figura 3.7:

1. Definir el espacio paramétrico de la avería.
2. Crear el conjunto de puntos mediante SSL.
3. Calcular la matriz de inductancias para el conjunto de puntos obtenido en el paso 2 con FEM.
4. Desarrollar la base polinómica trigonométrica a partir de los resultados del paso 3 mediante las Ecuaciones 3.12 y 3.13.
5. Calcular la matriz de inductancias para el grado de gravedad deseado usando la base polinómica construida en el paso 4.

Una descripción más detallada del método explorado en esta sección se puede encontrar en la publicación del Capítulo 5.

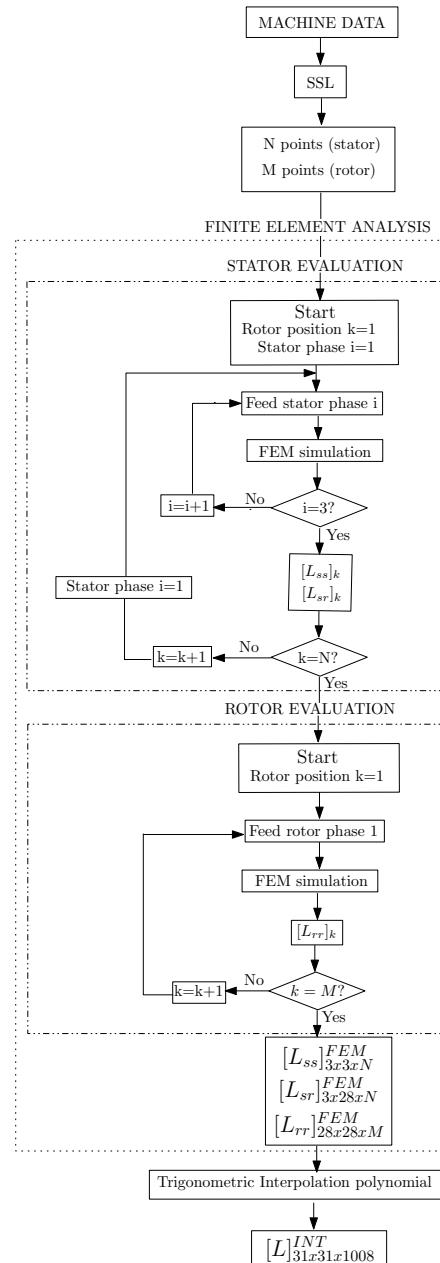


Figura 3.7: Diagrama del método propuesto para obtener la matriz de inductancias de un modelo de máquina de inducción basado en FEM y técnicas de aprendizaje mediante subespacios dispersos combinadas con polinomios de interpolación trigonométrica.

Los resultados de la implementación de este método se presentan mediante la simulación de una máquina de inducción con las siguientes características:

Tabla 3.1: Datos de la máquina simulada.

Potencia	1.1kW	Pares de polos	2
Tensión	230/400 V	Velocidad	1415 rpm
Corriente	4.4/2.55 A	Nº barras rotor	28
Frecuencia	50 Hz	Nº ranuras estator	36
Long. entrehierro	0.28 mm	Fallo	Excentricidad estática

La Figura 3.8 ilustra la buena precisión del método propuesto, donde se muestran los resultados del cálculo de las inductancias para tres niveles diferentes de excentricidad estática (14,64%, 30,87% y 69,13%) comparados con los resultados del análisis FEM, para los parámetros de la matriz de inductancias entre la fase 3 del estator y ella misma [L_{s3s3}], entre la fase 3 del estator y la barra del rotor 28, [L_{s3r28}], y entre la barra 1 del rotor y ella misma, [L_{r1r1}], respectivamente. Como se puede observar, las inductancias calculadas con el método propuesto son esencialmente las mismas que las obtenidas con el análisis FEM completo. No obstante, el esfuerzo computacional necesario para el método propuesto es mucho menor, como se demuestra en la Tabla 3.2. La Tabla 3.2 muestra los costes computacionales en términos de simulaciones FEM, tiempos de cálculo y recursos de memoria necesarios para el almacenamiento de datos para un caso genérico (siguiendo el procedimiento presentado en la Sección 3.3), un caso genérico particularizado para el fallo de excentricidad estática (siguiendo las simplificaciones de la Sección 5.4.2 del Capítulo 5) y para el método implementado en esta sección (más detallado en la publicación correspondiente al Capítulo 5). Viendo los resultados, cabe destacar que el método desarrollado (Tabla 3.2, tercera fila) calcula las inductancias 9 veces más rápido y requiere un 11% de los recursos de memoria necesarios en comparación con el caso genérico al que se le han aplicado las simplificaciones posibles por tratarse de excentricidad estática (Tabla 3.2, segunda fila), manteniendo una buena precisión.

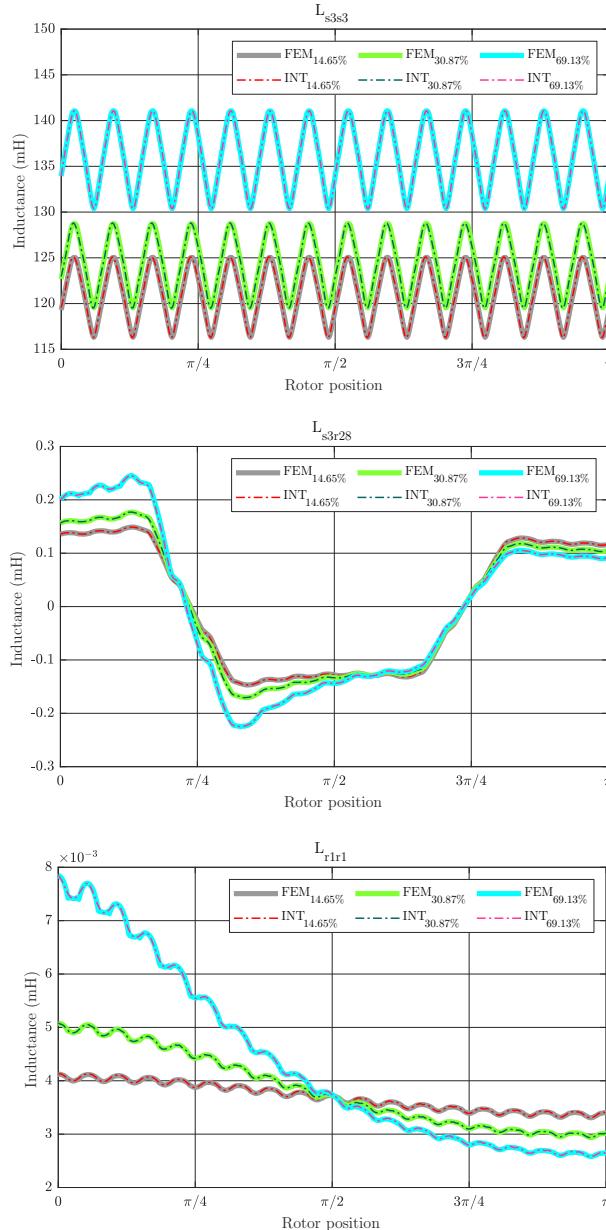


Figura 3.8: Inductancias entre la fase 3 del estator y ella misma, entre la fase 3 del estator y la barra rotor 28 y entre la barra del rotor 1 y ella misma, en función de la posición del rotor, utilizando simulaciones FEM y el método propuesto (INT), para tres grados diferentes de fallo de excentricidad estática. El método propuesto obtiene esencialmente los mismos valores que FEM.

Tabla 3.2: Costes computacionales, tiempo de cálculo y recursos de memoria para obtener las inductancias de la máquina de inducción con fallo para un caso genérico, un caso de excentricidad estática y utilizando el método propuesto.

	Simulaciones FEM	Tiempo de cálculo	Recursos de memoria
Caso genérico	17.136	11 días 21 h 36 min	376,52 GB
Excentricidad estática	612	10 h 12 min	13,45 GB
Método propuesto	70	1 h 10 min	1,54 GB

3.4.1 Validación

El diagnóstico de fallo de excentricidad del modelo basado en FEM, SSL y el polinomio de interpolación trigonométrico (Sección 3.4) se basa en el análisis de Gabor de la corriente. Se captura el patrón característico de la corriente de arranque de la máquina, el cual genera una imagen de la trayectoria del USH en el plano tiempo-frecuencia [108].

Partiendo de una ventana gaussiana que va capturando el armónico de fallo USH, que se calcula como $\beta = \Delta f / t_{startup}$, siendo Δf la variación de frecuencia de los armónicos de fallo y $t_{startup}$ la duración del transitorio, que se calcula como:

$$g(t) = (2\beta)^{1/4} \exp -\beta\pi t^2 \quad (3.14)$$

Las figuras 3.9, 3.10 y 3.11 muestran el espectrograma de la corriente estatística de arranque de la máquina simulada (Capítulo 5, Sección 5.9) utilizando las inductancias obtenidas a partir del análisis FEM (FEM en las figuras) y con el método propuesto (INT en las figuras) para tres diferentes niveles de excentricidad estática 14,64%, 30,87% y 69,13%, respectivamente. Se puede observar que el modelo propuesto muestra la firma característica del fallo de excentricidad estática. Asimismo, estas figuras ilustran como la amplitud de la firma del USH es mayor a medida que aumenta el grado de gravedad de la avería cuando se utiliza tanto FEM como el método propuesto. Por lo tanto, el método propuesto en la Sección 3.4 podría ser una muy buena aproximación para el diagnóstico de defectos, y ha dado lugar a la publicación presentada en el Capítulo 5.

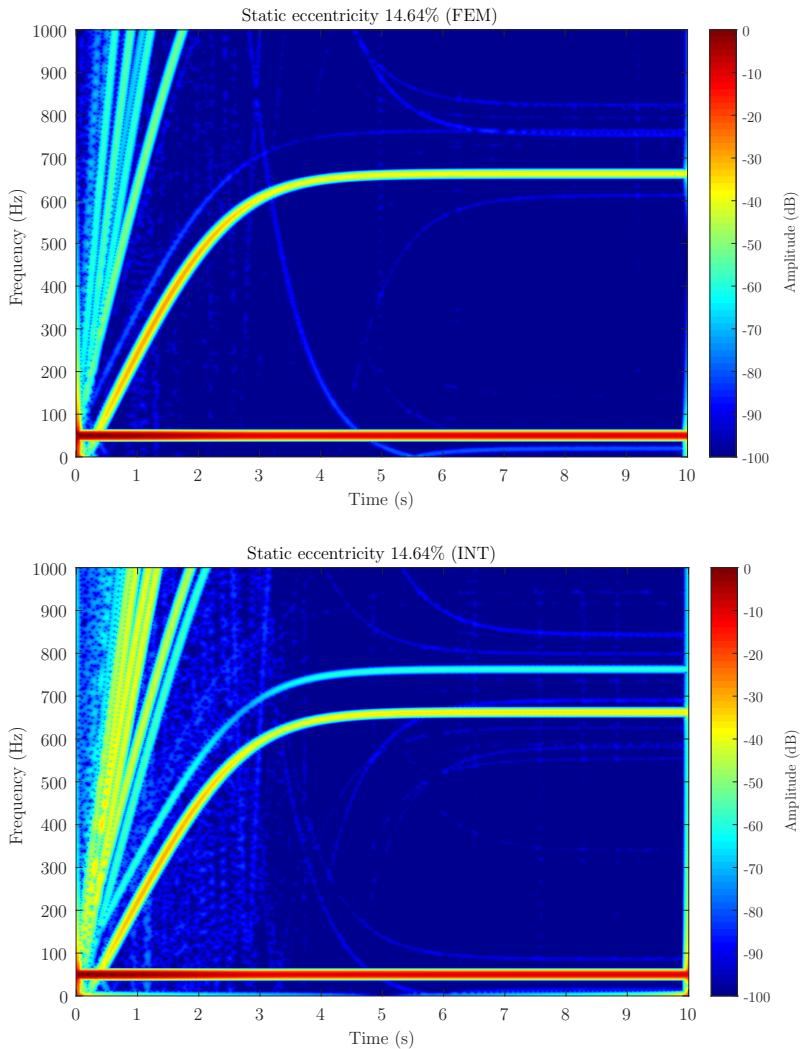


Figura 3.9: Espectograma de la corriente estatórica para un nivel de excentricidad del 14,64% usando el software FEM (FEM) y el método propuesto en la Sección 3.4 (INT) para el cálculo de las inductancias del modelo híbrido FEM-analítico. Se obtiene una buena aproximación de la amplitud característica para detectar la presencia del defecto.

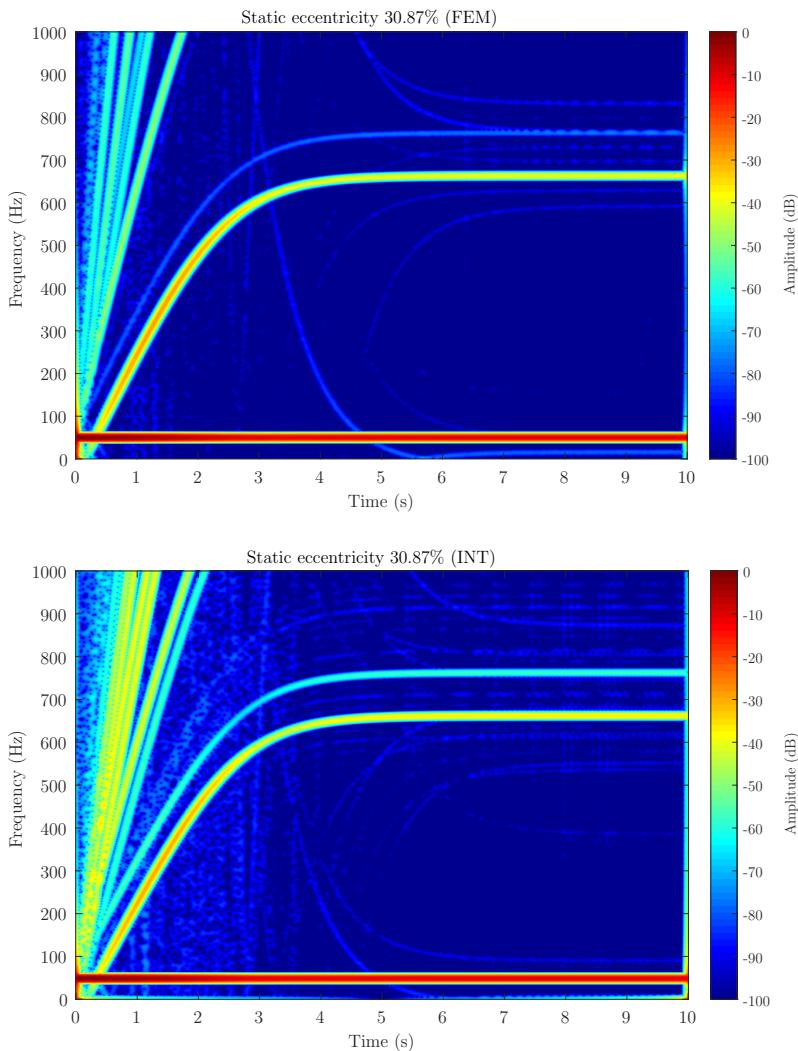


Figura 3.10: Espectograma de la corriente estatórica para un nivel de excentricidad del 30,87% usando el software FEM (FEM) y el método propuesto en la Sección 3.4 (INT) para el cálculo de las inductancias del modelo híbrido FEM-analítico. Se obtiene una buena aproximación de la amplitud característica para detectar la presencia del defecto.

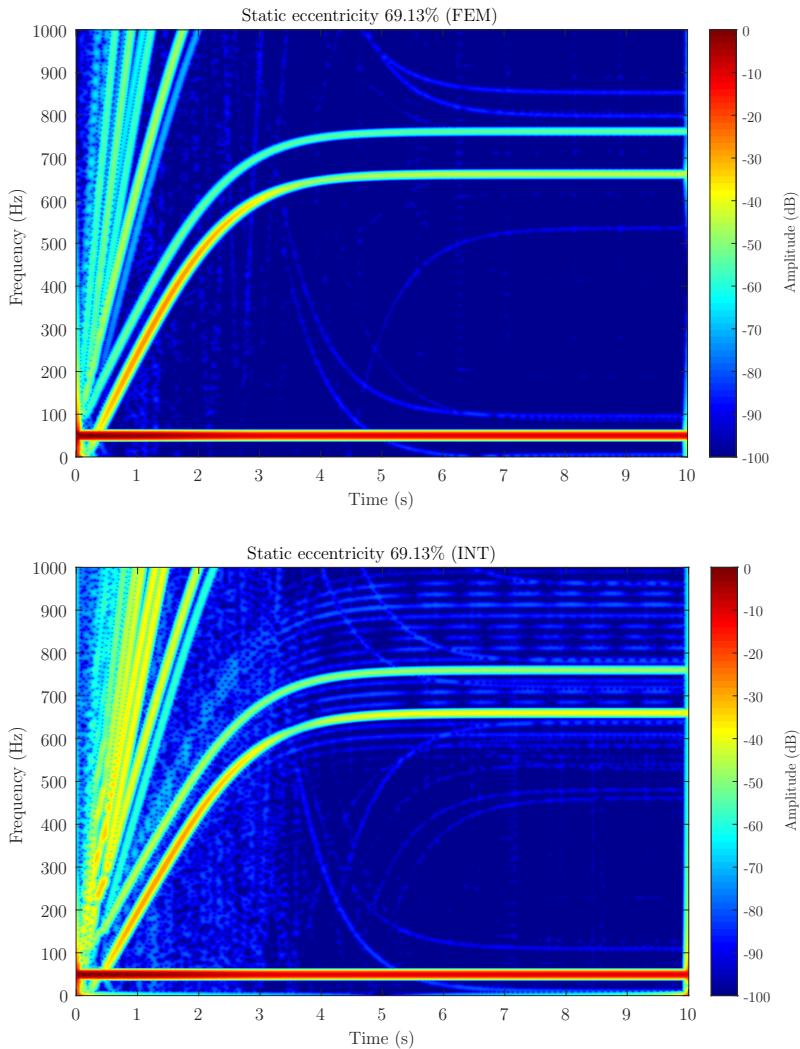


Figura 3.11: Espectrograma de la corriente estatórica para un nivel de excentricidad del 69,13% usando el software FEM (FEM) y el método propuesto en la Sección 3.4 (INT) para el cálculo de las inductancias del modelo híbrido FEM-analítico. Se obtiene una buena aproximación de la amplitud característica para detectar la presencia del defecto.

3.4.2 Conclusiones

Aprovechando las ventajas del enfoque híbrido y las técnicas numéricas avanzadas de cálculo, se utiliza el aprendizaje mediante subespacios dispersos (SSL) y el polinomio de interpolación trigonométrica para minimizar las simulaciones FEM, desarrollando un modelo híbrido FEM-analítico en el caso de máquina de inducción trabajando en condiciones de excentricidad estática.

Con FEM se obtienen un conjunto reducido de inductancias a lo largo de las posiciones del rotor. Estas inductancias que se han obtenido mediante FEM se utilizan para construir un polinomio de interpolación trigonométrica a través del cual se calcula el conjunto completo de inductancias de la máquina de inducción.

Mediante SSL y teniendo en cuenta las características de simetría del fallo, se define el espacio paramétrico y los puntos de simulación para el FEM. De este modo, se desarrolla la base polinómica trigonométrica y se calcula la matriz de inductancias para el grado de gravedad deseado. El método propuesto obtiene una precisión similar a la del análisis completo con FEM para el cálculo de las inductancias de la máquina con avería. No obstante, los requisitos de computación son significativamente menores.

Estos modelos, por tanto, pueden utilizarse para acelerar el desarrollo y la prueba de nuevas técnicas de monitorización y diagnóstico en el banco de ensayos.

3.5 Optimización del modelo analítico: Enfoque del tensor de devanados

Se ha implementado un nuevo método para el modelado analítico de la máquina eléctrica con devanados de jaula asimétricos utilizando un tensor que permite reducir en gran medida la complejidad del desarrollo de modelos analíticos de máquinas con averías. Se ha aplicado el álgebra tensorial para obtener las inductancias del modelo de la máquina de inducción de jaula con fallo a partir de modelo de la máquina sana.

El modelado de la máquina se desarrolla en el entorno Simulink (Figura 3.12), implementando de forma general las ecuaciones de tensión y par de la máquina de inducción:

- Equation of voltage: $e = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\varphi}{dt}$
- Equation of torque: $T = J\frac{d\dot{\theta}}{dt} - \frac{1}{2}\mathbf{i}^t \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \mathbf{i}$

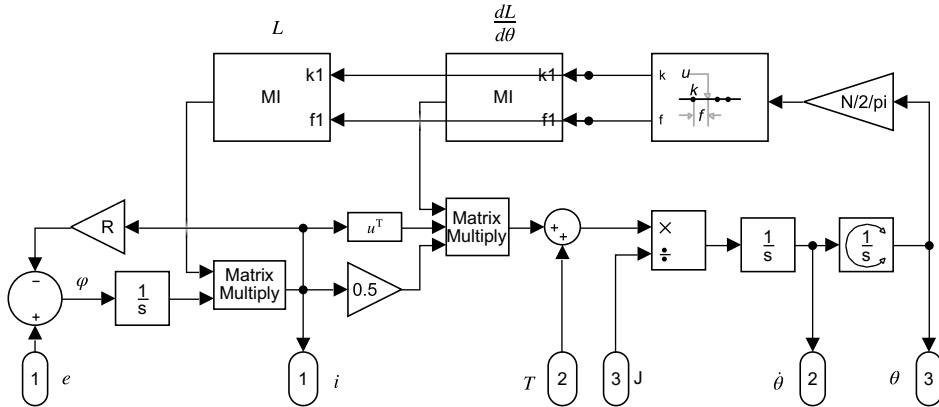


Figura 3.12: Modelo analítico que implementa el sistema (3.15) en Simulink.

Se puede observar en la Figura 3.12 que el modelo analítico desarrollado es esencialmente el mismo que el implementado en la Sección 3.3.2. Las inductancias mutuas entre los devanados del estator y del rotor dependen de la posición del rotor, y deben actualizarse para cada paso de la simulación. No obstante, en esta sección, el cálculo de las inductancias se realiza usando el álgebra tensorial, con el propósito de reducir la complejidad computacional del modelo híbrido desarrollado en la Sección 3.3.

Siguiendo el método de análisis tensorial propuesto por [70], la jaula rotórica es modelada, en primer lugar, considerando las corrientes en las barras y anillos de cortocircuito como variables independientes, tal y como muestra la Figura 3.13. Cada barra y cada anillo de cortocircuito tiene un eje de coordenadas rígido. Las corrientes en las barras y los segmentos de anillos de cortocircuito son los elementos del tensor en este sistema. Las barras están acopladas entre sí y las corrientes estatóricas a través de las inductancias mutuas (que no se muestran en este circuito). Por el contrario, los segmentos de los anillos de cortocircuito se acoplan a los otros devanados a través de las inductancias mutuas.

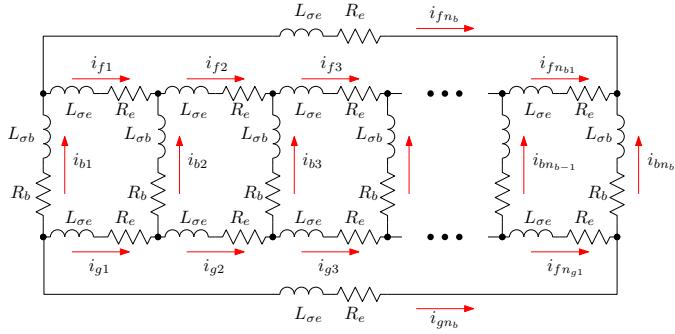


Figura 3.13: Sistema de referencia para la jaula rotórica con n_b barras.

Para calcular las inductancias propias y mutuas se parte del conductor como unidad básica, de forma que no sea necesario establecer una función de bobinado diferente para cada posición relativa entre dos bobinas [88]. Con este propósito, se establece que el entrehierro de la máquina esté dividido uniformemente en N segmentos, y cada uno de ellos está compuesto de un conductor elemental, situado en el entrehierro, con un eje unido a él. El máximo armónico espacial de los devanados que puede representarse en este sistema de referencia es $N/2$, por lo que se debe seleccionar un valor alto de N .

A partir de esta referencia, los elementos del tensor de corriente en el entrehierro, \mathbf{i}_c , son las corrientes que circulan a través de cada conductor elemental, que se define como:

$$\mathbf{i}_c = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_N \\ i_{c_1} & i_{c_2} & \dots & i_{c_N} \end{bmatrix}^t \quad (3.16)$$

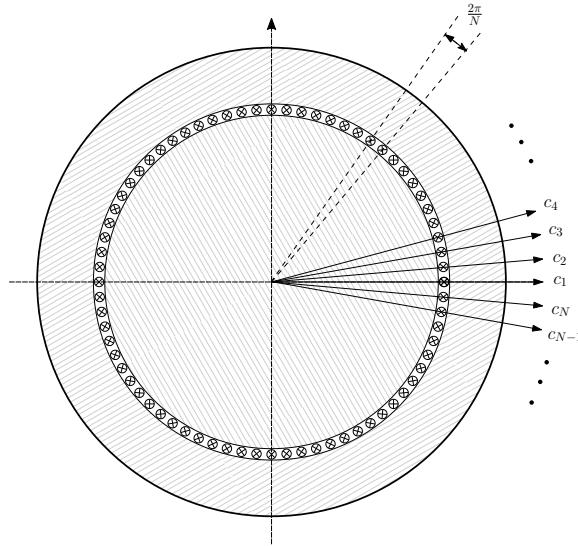


Figura 3.14: Sistema de referencia compuesto por N conductores independientes colocados en el entrehierro. Los N componentes del tensor del entrehierro, \mathbf{i}_c , son las corrientes a través de cada conductor elemental en este sistema.

En el sistema de referencia de la Figura 3.14, el tensor de inductancias principal, $\mathbf{L}_{c\mu}$, es un tensor diádico de $N \times N$, compuesto por:

$$\mathbf{L}_{c\mu} = \begin{array}{c|cccc} & c_1 & c_2 & \dots & c_N \\ \hline c_1 & L_{c_1 c_1} & L_{c_1 c_2} & \dots & L_{c_1 c_N} \\ c_2 & L_{c_2 c_1} & L_{c_2 c_2} & \dots & L_{c_2 c_N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \dots \\ c_N & L_{c_N c_1} & L_{c_N c_2} & \dots & L_{c_N c_N} \end{array} \quad (3.17)$$

Su componente (i, j) , $L_{c_i c_j}$, es la inductancia parcial mutua [103] entre los conductores situados en las posiciones $(i-1) \cdot \frac{2\pi}{N}$ y $(j-1) \cdot \frac{2\pi}{N}$, con $i, j = 1, 2, \dots, N$. En el caso de una máquina con una longitud de entrehierro uniforme, como se presenta en la Figura 3.14, asumiendo que el entrehierro es pequeño en comparación con su radio, $L_{c_i c_j}$ depende únicamente de la separación angular entre los conductores i y j , y viene dada por [117]:

$$\mathbf{L}_{cp}(i, j) = L_{c_i c_j} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r \cdot \pi}{g} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{|i - j|}{N} \right)^2 \quad (3.18)$$

Donde $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$, l es la longitud efectiva del agujero del estator, r es el radio en el centro del entrehierro, y g es la longitud del entrehierro.

A partir de la Expresión 3.18, los componentes de \mathbf{L}_{cp} son los mismos para cualquier máquina de inducción, a excepción del factor de escala $\frac{\mu_0 \cdot l \cdot r \cdot \pi}{g}$, que sólo depende de las dimensiones geométricas de la máquina l , r y g . Además, \mathbf{L}_{cp} es una matriz simétrica, donde cada columna se obtiene desplazando una posición la columna que le precede.

La relación entre las corrientes de referencia \mathbf{i}_p (Expresión 3.16), y las nuevas \mathbf{i}_p (Expresión 3.19) se puede formular utilizando un tensor de bobinado \mathbf{C}_c ($N \times (n_s + 3n_b)$) con la Ecuación 3.20:

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\ |i_{s_1}| & \dots & |i_{s_{n_s}}| & |i_{b_1}| & \dots & |i_{b_{n_b}}| & |i_{f_1}| & \dots & |i_{f_{n_b}}| & |i_{g_1}| & \dots & |i_{g_{n_b}}| \end{bmatrix}^t \quad (3.19)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{i}' \quad (3.20)$$

$$\mathbf{i}_c = \mathbf{C}_c \cdot \mathbf{i}_p \quad (3.21)$$

Donde el tensor de devanados \mathbf{C}_c viene dado por:

$$\mathbf{C}_c = \begin{array}{c} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_N \end{array} \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline & s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\ \hline z_{1s_1} & \dots & z_{1s_{n_s}} & z_{1b_1} & \dots & z_{1b_{n_b}} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \hline z_{2s_1} & \dots & z_{2s_{n_s}} & z_{2b_1} & \dots & z_{2b_{n_b}} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \hline \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \hline z_{Ns_1} & \dots & z_{Ns_{n_s}} & z_{Nb_1} & \dots & z_{Nb_{n_b}} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \hline \end{array} \quad (3.22)$$

El tensor de bobinado \mathbf{C}_c (3.22) representa las conexiones entre los conductores de cada bobinado. Cada elemento (i, j) contiene el número de conductores z_{ij} del devanado j que contiene el intervalo angular $2\pi/N$ (Figura 3.14), centrado

en $(i - 1) \cdot \frac{2\pi}{N}$ con el signo correspondiente según el sentido de la corriente. Por ejemplo, la distribución de los conductores a lo largo de una ranura del estator que contiene Z_{slot} conductores de un devanado del estator dado, y tiene una apertura de la ranura igual a b , tendría un valor constante de $z_{sc} = Z_{slot}/b \cdot (2\pi r_s)/N$ conductores del entrehierro a lo largo de la abertura de la ranura (con su correspondiente signo), donde r_s , es el radio interior del agujero del estator. Así, los efectos del ancho de la ranura o de la inclinación de la barra del rotor pueden representarse con hasta $N/2$ armónicos espaciales.

En el caso de los anillos de cortocircuito del rotor, al no tener conductores en el entrehierro, las columnas correspondientes a \mathbf{C}_c ($e_1, \dots, e_{n_b}, f_1, \dots, f_{n_b}$) son cero.

El tensor de inductancias principal de los devanados en el sistema de referencia de la Figura 3.13, $\mathbf{L}_{p\mu}$ (3.23), se puede obtener a partir del tensor de inductancias principales de los conductores en el sistema de referencia de la Figura 3.14, \mathbf{L}_{cp} (3.17), aplicando la transformación rutinaria del álgebra tensorial (Ecación 3.20) con el tensor de bobinado \mathbf{C}_c (3.22):

$$\mathbf{L}_{p\mu} = \mathbf{C}_c^t \cdot \mathbf{L}_{c\mu} \cdot \mathbf{C}_c \quad (3.24)$$

El tensor de devanados \mathbf{C}_c (3.22) se debe obtener para las N posibles posiciones angulares del rotor ($\theta_k = (k - 1) \cdot \frac{2\pi}{N}$, con $k = 1, \dots, N$). Sin embargo, las columnas de \mathbf{C}_c correspondientes a los devanados del estator n_s no dependen de la posición del rotor, y las columnas de \mathbf{C}_c correspondientes a los devanados del rotor para una posición del rotor dada θ_k son las mismas que las columnas definidas con el rotor en el origen ($\theta_0 = 0$), pero desplazadas de forma rotatoria k posiciones.

En \mathbf{C}_c (3.22) no hay restricciones con respecto a las conexiones de los conductores de cada devanado, las cuales pueden llegar a ser complejas, como en el caso de los devanados asimétricos (cortocircuitos entre fases, etc.). Sin embargo, en el caso de la máquina sana la configuración de todos los devanados del estator y rotor es la misma, respectivamente. Por tanto, la columna de \mathbf{C}_c correspondiente al k -ésimo devanado del estator (s_k) es igual a la columna del primer devanado del estator (s_1), pero desplazada de forma rotatoria $k \cdot N/n_s$ posiciones. Lo mismo ocurre con los devanados del rotor, pero en este caso el desplazamiento rotatorio es de $k \cdot N/n_b$ posiciones. En este caso particular, el cálculo de \mathbf{C}_c (3.22) se puede realizar de forma muy rápida utilizando el teorema de convolución, basado en las propiedades rotatorias de la matriz $\mathbf{L}_{c\mu}$, como se presenta en [117].

3.5.1 Conexión del tensor de las barras del rotor y los anillos de cortocircuito

En primer lugar, se va a establecer un nuevo sistema de referencia relacionado con el primario en el que se anexa un eje eléctrico para cada bucle del rotor, el cual se constituye de dos barras adyacentes y sus segmentos de anillo de cortocircuito conectados, como se muestra en la Figura 3.15. Hay $n_b - 1$ bucles de rotor, formados por dos barras consecutivas, acoplados entre sí a los devanados del estator a través de sus inductancias mutuas (que no se muestran). Además, hay dos bucles de anillo de cortocircuito, que no se acoplan con ningún otro devanado a través de inductancias mutuas.

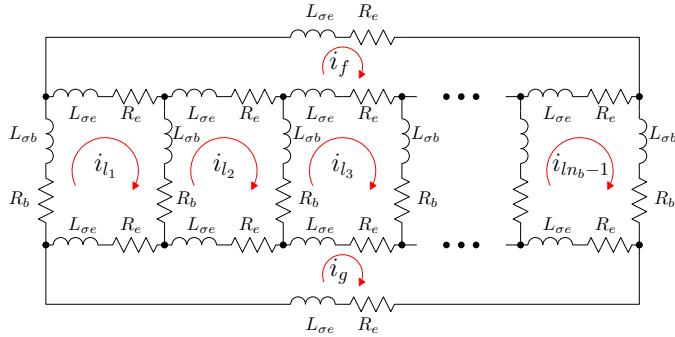


Figura 3.15: Bucles del rotor en una jaula de ardilla de n_b barras.

De acuerdo a la Figura 3.15, el tensor de corrientes \mathbf{i} tendrá $(n_s + n_b + 1)$ elementos, las corrientes en el n_s devanados del estator, los $n_b - 1$ bucles de rotor y los dos bucles de los anillos de cortocircuito:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_s} & l_1 & \dots & l_{n_b-1} & f & g \\ i_{s_1} & \dots & i_{s_{n_s}} & i_{l_1} & \dots & i_{l_{n_b-1}} & i_e & i_g \end{bmatrix}^t \quad (3.25)$$

La relación entre las corrientes de referencia \mathbf{i}_p , y las nuevas, \mathbf{i} , se pueden formular usando el tensor de conexión $((n_s + 3n_b) \times (n_s + n_b + 1))$ tensor de conexión \mathbf{C}_p , con la ayuda de las Leyes de Kirchoff, de manera que:

$$\mathbf{i}_p = \mathbf{C}_p \cdot \mathbf{i} \quad (3.26)$$

El vector de conexión \mathbf{C}_p se puede establecer si se atiende a la Figura 3.15, simplemente indicando las conexiones entre las barras individuales y los segmentos de los anillos de cortocircuito que forman cada bucle del rotor, como se muestra:

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{ccccccccc}
 & s_1 & \dots & s_{n_s} & l_1 & l_2 & \dots & l_{n_b-2} & l_{n_b-1} & f & g \\
 \begin{matrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{n_s} \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{n_b-2} \\ b_{n_b-1} \\ b_{n_b} \\ f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{n_b-2} \\ f_{n_b-1} \\ f_{n_b} \\ g_1 \\ g_2 \\ \vdots \\ g_{n_b-2} \\ g_{n_b-1} \\ g_{n_b} \end{matrix} & \left| \begin{array}{ccccccccc}
 1 & & & & & & & & \\
 & \ddots & & & & & & & \\
 & & 1 & & & & & & \\
 & & & 1 & & & & & \\
 & & & & -1 & 1 & & & \\
 & & & & & & \ddots & & \\
 & & & & & & & -1 & 1 & \\
 & & & & & & & & -1 & 1 \\
 & & & & & & & & & -1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & -1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & \vdots \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & -1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & -1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & \vdots \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & -1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & \vdots \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & -1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & 1 \\
 & & & & & & & & & \\
 & & & & & & & & & -1
 \end{array} \right|
 \end{array} \\
 C_p = \quad (3.27)$$

Usando C_p en la Ecuación 3.20 se obtienen los tensores del nuevo sistema de referencia:

tensor tensiones	$e = C_p^t \cdot e_p$
tensor resistencias	$R = C_p^t \cdot R_p \cdot C_p$
tensor inductancias dispersión	$L_\sigma = C_p^t \cdot L_{p\sigma} \cdot C_p$
tensor inductancias principales	$L_\mu = C_p^t \cdot L_{p\mu} \cdot C_p$

(3.28)

Como ejemplo, el tensor de resistencias \mathbf{R} (las resistencias del bucle del rotor en la Figura 3.15), se obtiene, aplicando 3.28:

$$\mathbf{R} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline & s_1 & \dots & s_{n_s} & l_1 & l_2 & \dots & l_{n_b-2} & l_{n_b-1} & f & g \\ \hline s_1 & R_s & & & & & & & & & \\ \hline \vdots & \ddots & & & & & & & & & \\ \hline s_{n_s} & & R_s & & & & & & & & \\ \hline l_1 & & & R_{be} & -R_b & & & & & -R_e & -R_e \\ \hline \mathbf{R} = l_2 & & & -R_b & R_{be} & -R_b & & & & -R_e & -R_e \\ \hline \vdots & & & & \ddots & \ddots & \ddots & & & \vdots & \vdots \\ \hline l_{n_b-2} & & & & & -R_b & R_{be} & -R_b & -R_e & -R_e \\ \hline l_{n_b-1} & & & & & & -R_b & R_{be} & -R_e & -R_e \\ \hline f & & & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & n_b \cdot R_e & \\ \hline g & & & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & -R_e & & n_b \cdot R_e \\ \hline \end{array} \quad (3.29)$$

Para incorporar las conexiones entre los devanados del estator, se utiliza un tensor de relación y los parámetros reales de la máquina aplicando la siguiente rutina del álgebra tensorial:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}' &= \mathbf{C}^t \cdot \mathbf{e} \\ \boldsymbol{\varphi}' &= \mathbf{C}^t \cdot \boldsymbol{\varphi} \\ \mathbf{L}' &= \mathbf{C}^t \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{C} \\ \mathbf{R}' &= \mathbf{C}^t \cdot \mathbf{R} \cdot \mathbf{C} \end{aligned} \quad (3.30)$$

Las corrientes estatóricas pueden considerarse como variables independientes si cada devanado se alimenta con una fuente de energía independiente, o si están conectados en configuración de estrella, alimentados desde una línea de alimentación con un neutro distribuido conectado al punto neutro de la estrella. En cualquier otro caso, el tensor de conexión de los devanados estatóricos debe aplicarse a los tensores de referencia para obtener los reales la máquina eléctrica.

Esta restricción reduce a una sola corriente independiente del estator. Por lo tanto, el tensor de corriente de la Ecuación 3.25 tendrá $(n_s + n_b)$ componentes, las corrientes en los devanados del estator $n_s - 1$, las barras del rotor $n_b - 1$ y los dos anillos de cortocircuito:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_s-1} & l_1 & \dots & l_{n_b-1} & f & g \\ i_{s_1} & \dots & i_{s_{n_s-1}} & i_{l_1} & \dots & i_{l_{n_b-1}} & i_e & i_g \end{bmatrix}^t \quad (3.31)$$

y el tensor de conexión \mathbf{C}_p (3.27) será:

$$\mathbf{C}_p = \begin{array}{ccccccccccccc} & s_1 & \dots & s_{n_s-1} & l_1 & l_2 & \dots & l_{n_b-2} & l_{n_b-1} & f & g \\ \begin{matrix} s_1 \\ \vdots \\ s_{n_s-1} \\ s_{n_s} \\ b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_{n_b-1} \\ b_{n_b} \\ f_1 \\ \vdots \\ f_{n_b} \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{n_b} \end{matrix} & \begin{matrix} 1 & & & & & & & & & & \\ \ddots & & & & & & & & & & \\ & & 1 & & & & & & & & \\ -1 & -1 & -1 & & & & & & & & \\ & & & 1 & & & & & & & \\ & & & & -1 & 1 & & & & & \\ & & & & & & \ddots & & & & \\ & & & & & & & -1 & 1 & & \\ & & & & & & & & -1 & & \\ & & & & & & & & & -1 & \\ & & & & & & & & & & \vdots \\ & & & & & & & & & & & -1 \\ & & & & & & & & & & & 1 \\ & & & & & & & & & & & \vdots \\ & & & & & & & & & & & 1 \end{matrix} \end{array} \quad (3.32)$$

Las inductancias de una máquina de inducción con fallos en la jaula rotórica se obtienen a partir de los tensores de resistencias e inductancias de la máquina sana, definiendo un tensor de transformación que tiene en cuenta cada tipo de fallo, y aplicando las leyes rutinarias de transformación del tensor.

A continuación, se van a considerar tres casos: una jaula con una barra rota, una jaula con dos barras rotas no consecutivas y una jaula con un segmento

de anillo de cortocircuito roto. Otros fallos, como varias barras rotas no consecutivas o la combinación de anillos de cortocircuito y barras del rotor rotas, pueden tratarse de forma similar.

3.5.2 Una barra rota

La red del rotor de una máquina de inducción con una barra rota (b_2 para este ejemplo) se representa en la Figura 3.16. Esta red se deriva de la jaula de ardilla del rotor sano mostrada en la Figura 3.15, pero como se puede observar, ahora el primer bucle está formado por dos barras de rotor no consecutivas (b_1 y b_3).

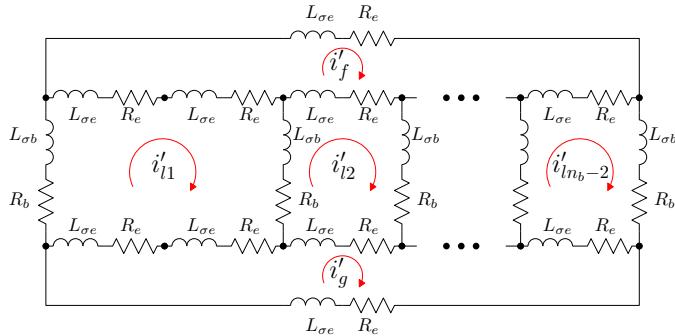


Figura 3.16: Bucles del rotor en una jaula de ardilla de n_b barras con una barra rota b_2 .

En el sistema de referencia de la Figura 3.16, el tensor de corriente \mathbf{i}' tendrá $(n_s + n_b)$ elementos, las corrientes en los devanados estatóricos n_s , los bucles del rotor $n_b - 2$ y los dos anillos de cortocircuito:

$$\mathbf{i}' = \begin{bmatrix} s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & \dots & l'_{n_b-2} & f' & g' \\ i'_{s_1} & \dots & i'_{s_{n_s}} & i'_{l_1} & \dots & i'_{l_{n_b-2}} & i'_f & i'_g \end{bmatrix}^t \quad (3.33)$$

El tensor de transformación que relaciona las corrientes del sistema de referencia sano y en el defectuoso, \mathbf{C}_{b_2} , de modo que $\mathbf{i} = \mathbf{C}_{b_2} \cdot \mathbf{i}'$, puede establecerse por comparación directa con la Figura 3.13 y la Figura 3.16, como:

$$\begin{array}{c}
 C_{b_2} = \\
 \begin{array}{|cccccccccc|} \hline
 & s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & l'_2 & \dots & l'_{n_b-3} & l'_{n_b-2} & f' & g' \\ \hline
 s_1 & 1 & & & & & & & & & \\ \vdots & \ddots & & & & & & & & & \\ \hline
 s_{n_s} & & 1 & & & & & & & & \\ \hline
 l_1 & & & 1 & & & & & & & \\ l_2 & & & & 1 & & & & & & \\ l_3 & & & & & 1 & & & & & \\ \vdots & & & & & & \ddots & & & & \\ \hline
 l_{n_b-2} & & & & & & & 1 & & & \\ l_{n_b-1} & & & & & & & & 1 & & \\ \hline
 f & & & & & & & & & 1 & \\ g & & & & & & & & & & 1 \\ \hline
 \end{array} \end{array} \quad (3.34)$$

Es decir, C_{b_2} simplemente refleja el efecto de una barra rota en la Figura 3.16 puede representarse igualando las corrientes en los dos bucles del rotor que contienen la barra perdida, en este caso los bucles l_1 y l_2 , como sigue:

$$\begin{array}{ll}
 \text{tensor resistencias} & \mathbf{R}' = (\mathbf{C}_p \cdot \mathbf{C}_{b_2})^t \cdot \mathbf{R}_p \cdot (\mathbf{C}_p \cdot \mathbf{C}_{b_2}) \\
 \text{tensor inductancias dispersión} & \mathbf{L}'_\sigma = (\mathbf{C}_p \cdot \mathbf{C}_{b_2})^t \cdot \mathbf{L}_{p\sigma} \cdot (\mathbf{C}_p \cdot \mathbf{C}_{b_2}) \\
 \text{tensor inductancias principales} & \mathbf{L}'_\mu = (\mathbf{C}_p \cdot \mathbf{C}_{b_2})^t \cdot \mathbf{L}_{p\mu} \cdot (\mathbf{C}_p \cdot \mathbf{C}_{b_2}) \\
 \end{array} \quad (3.35)$$

3.5.3 Dos barras rotas no consecutivas

El circuito del rotor de una máquina de inducción de jaula de ardilla con dos barras de rotor rotas no consecutivas (b_2 y b_4 en este ejemplo) se representa en la Figura 3.17. Este circuito es similar a la jaula del rotor sano que se muestra en la Figura 3.15, pero ahora los dos primeros bucles del rotor contienen las barras rotas no consecutivas.

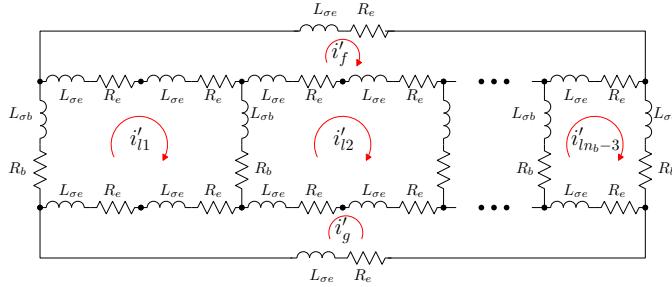


Figura 3.17: Bucles del rotor en una jaula de ardilla de n_b barras con dos barras rotas no consecutivas (b_2 and b_4).

En el sistema de referencia de la Figura 3.17, el tensor de corriente \mathbf{i}' tendrá $(n_s + n_b - 1)$ componentes, las corrientes estatáticas n_s , las corrientes del bucle del rotor $n_b - 3$ y las dos corrientes del anillo de cortocircuito.

$$\mathbf{i}' = \begin{bmatrix} s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & \dots & l'_{n_b-3} & f' & g' \\ i'_{s_1} & \dots & i'_{s_{n_s}} & i'_{l_1} & \dots & i'_{l_{n_b-3}} & i'_f & i'_g \end{bmatrix}^t \quad (3.36)$$

El tensor de transformación que relaciona las corrientes en el sistema de referencia sano (3.25) y defectuoso (3.36), $C_{b_2 b_4}$, de modo que $\mathbf{i} = C_{b_2 b_4} \cdot \mathbf{i}'$, puede expresarse, por comparación directa de la Figura 3.13 y la Figura 3.16, como se muestra a continuación:

Es decir, lo que $C_{b_2 b_4}$ refleja es simplemente que el efecto de dos barras rotas en la Figura 3.17, puede representarse igualando las corrientes en los dos bucles del rotor que contienen cada barra perdida. Como los tensores de transformación de la corriente forman un grupo, su efecto combinado se obtiene mediante un producto simple. Por lo tanto, los tensores finales la máquina con dos barras rotas no consecutivas de la Figura 3.17 se obtienen, utilizando ambos tensores de conexión C_p y $C_{b_2 b_4}$ como:

tensor resistencias	$R' = (C_p \cdot C_{b_2 b_4})^t \cdot R_p \cdot (C_p \cdot C_{b_2 b_4})$
tensor inductancias dispersión	$L'_\sigma = (C_p \cdot C_{b_2 b_4})^t \cdot L_{p\sigma} \cdot (C_p \cdot C_{b_2 b_4})$
tensor inductancias principales	$L'_\mu = (C_p \cdot C_{b_2 b_4})^t \cdot L_{p\mu} \cdot (C_p \cdot C_{b_2 b_4})$

(3.38)

3.5.4 Rotura de anillo de cortocircuito

El circuito del rotor de la máquina de jaula de ardilla con un segmento del anillo de cortocircuito roto (f_1 en este ejemplo) puede establecerse como se muestra en la Figura 3.18. Este circuito es similar al circuito de la jaula de rotor sana que se muestra en la Figura 3.15, pero ahora el primer bucle del rotor (que contiene el segmento del anillo roto) incluye todo el bucle del anillo de cortocircuito.

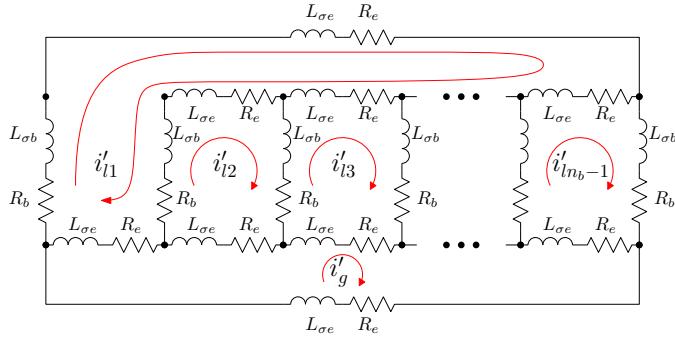


Figura 3.18: Bucles del rotor en un rotor de jaula de ardilla de n_b barras con un anillo de cortocircuito roto (f_1).

En el sistema de referencia de la Figura 3.18, el tensor de corrientes \mathbf{i}' tendrá $(n_s + n_b)$ componentes, las corrientes del estator n_s , las corrientes del bucle del rotor $n_b - 1$ y la corriente del anillo de cortocircuito sano.

$$\mathbf{i}' = \begin{bmatrix} s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & \dots & l'_{n_b-2} & l'_{n_b-1} & g' \\ i'_{s_1} & \dots & i'_{s_{n_s}} & i'_{l_1} & \dots & i'_{l_{n_b-2}} & i'_{l_{n_b-1}} & i'_g \end{bmatrix}^t \quad (3.39)$$

El tensor de transformación que relaciona las corrientes en los sistemas de referencia sano (3.25) y defectuoso (3.39), \mathbf{C}_{f_1} , en el que $\mathbf{i} = \mathbf{C}_{f_1} \cdot \mathbf{i}'$, puede establecerse por comparación directa de la Figura 3.13 con la Figura 3.18, como se muestra a continuación:

$$C_{f_1} = \begin{array}{|cccccccccc|} \hline & s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & l'_2 & \dots & l'_{n_b-3} & l'_{n_b-2} & l'_{n_b-1} & g' \\ \hline s_1 & 1 & & & & & & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & & & & & & \\ s_{n_s} & & & 1 & & & & & & & \\ l_1 & & & & 1 & & & & & & \\ l_2 & & & & & 1 & & & & & \\ l_3 & & & & & & 1 & & & & \\ \vdots & & & & & & & \ddots & & & \\ l'_{n_b-2} & & & & & & & & 1 & & \\ l'_{n_b-1} & & & & & & & & & 1 & \\ f & & & & & 1 & & & & & \\ g & & & & & & & & & & 1 \\ \hline \end{array} \quad (3.40)$$

Es decir, C_{f_1} refleja el efecto de un segmento de anillo de cortocircuito roto en la Figura 3.18, que puede representarse igualando la corriente en el bucle del rotor que contiene el segmento de anillo de cortocircuito perdido f_1 , en este caso el bucle l_1 , y la corriente en el bucle del anillo de cortocircuito. Como los tensores de transformación de las corrientes forman un grupo, su efecto combinado se obtiene mediante un producto simple. Por lo tanto, los tensores finales de la máquina con un segmento de anillo de cortocircuito roto de la Figura 3.18 se obtienen, utilizando ambos tensores de conexión C_p y C_{f_1} , mediante:

tensor resistencias	$R' = (C_p \cdot C_{f_1})^t \cdot R_p \cdot (C_p \cdot C_{f_1})$
tensor inductancias dispersión	$L'_\sigma = (C_p \cdot C_{f_1})^t \cdot L_{p\sigma} \cdot (C_p \cdot C_{f_1})$
tensor inductancias principales	$L'_\mu = (C_p \cdot C_{f_1})^t \cdot L_{p\mu} \cdot (C_p \cdot C_{f_1})$

(3.41)

3.5.5 Validación

Los fallos modelados con este enfoque en la jaula rotórica se detectan mediante el método de análisis de la magnitud de corriente (MCSA), mediante la identificación en el espectro de corriente de los componentes armónicos característicos generados por la avería, que se darán a frecuencias:

$$f_{bb} = (1 + 2k_s)f_1 \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3\dots \quad (3.42)$$

Donde s es el deslizamiento de la máquina, f_1 es la frecuencia de alimentación, y k es el número de armónicos.

Para las máquinas probadas y simuladas (Capítulo 6, Sección 6.9), la velocidad del rotor es la nominal, 1410 r.p.m, y la frecuencia de alimentación $f_1 = 50\text{Hz}$. Los armónicos de fallo utilizados para el diagnóstico son los correspondientes al valor $k = \pm 1$ en la Expresión 3.42: el armónico de la banda lateral inferior (LSH) con una frecuencia $f_{LSH} = (1 - 2S)f_1$, y el armónico de la banda lateral superior (USH) con frecuencia $f_{USH} = (1 + 2S)f_1$. En el caso de las máquinas simuladas $s = 0.06$, por lo tanto, $f_{LSH} = (1 - 2 \cdot 0.06) \cdot 50 = 44\text{Hz}$, y $f_{USH} = (1 + 2 \cdot 0.06) \cdot 50 = 56\text{Hz}$.

Para el caso de la rotura de dos barras, la magnitud del LSH es una función de la posición relativa de las dos barras rotas. En [39] se muestra que la relación del LSH entre la rotura doble o simple depende de del ángulo entre las barras rotas, con la expresión:

$$LSH_{pu} = \left| \frac{LSH_{doble}}{LSH_{simple}} \right| = |2\cos(p\alpha_{bb})| \quad (3.43)$$

Donde p es el número de pares de polos y α_{bb} es el ángulo entre las dos barras rotas.

En la Figura 3.19 se muestra el espectro de la corriente en el estator simulada, donde se marcan con flechas los armónicos de fallo y su magnitud. Tal y como se predice con la Expresión 3.43, la magnitud del LSH aumenta desde -37.93 dB para una barra rota (Figura 3.19b), hasta -34.59 dB para el caso de dos barras rotas consecutivas (Figura 3.19c). Por el contrario, en el caso de rotura de barras no consecutivas, el valor de LSH disminuye a -45.68 dB (Figura 3.19d), lo cual puede dar lugar a un diagnóstico erróneo como máquina sana.

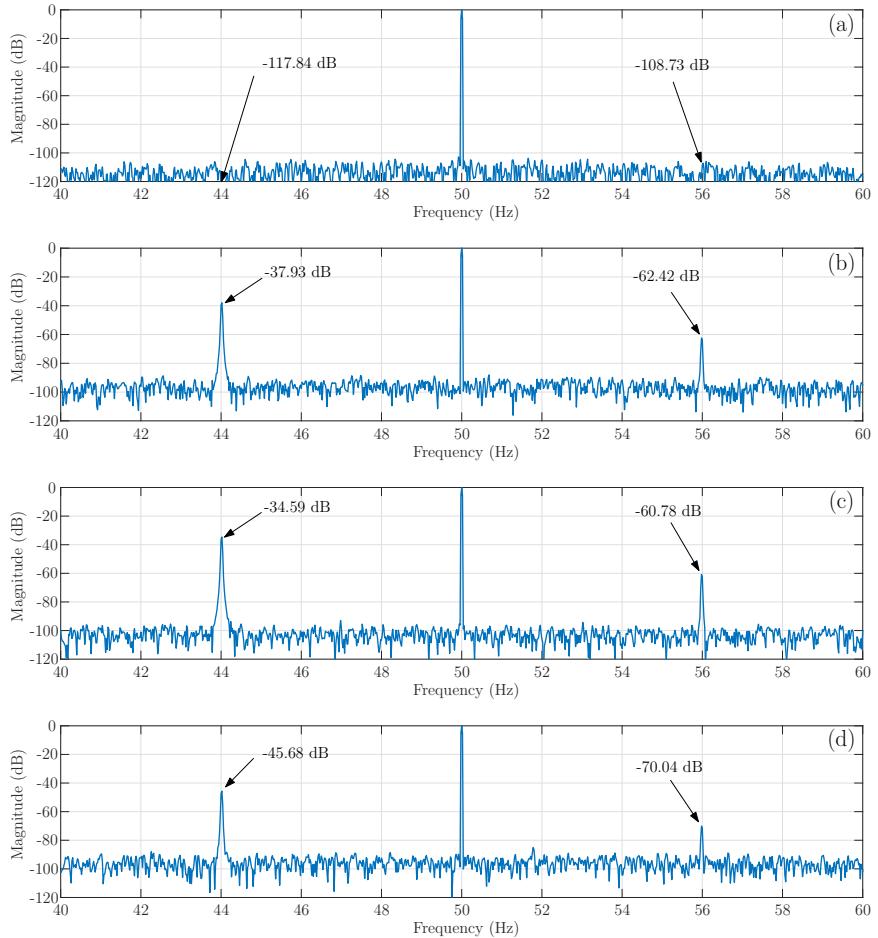


Figura 3.19: Espectro de la corriente estatórica obtenida de las simulaciones de una máquina de inducción en los siguientes casos de averías en la jaula: (a) sana, (b) una barra rota, (c) dos barras rotas consecutivas, (d) dos barras rotas no consecutivas. Los armónicos de fallo se indican con flechas y su magnitud.

Para validar los resultados obtenidos, se ha realizado la validación experimental de los cuatro casos presentados, mediante la adquisición de una de las corrientes del estator con la máquina funcionando a velocidad nominal. Los espectros de las corrientes experimentales se muestran en la Figura 3.20, donde se marcan los armónicos de fallo y su magnitud con flechas. De nuevo, como predice la Expresión 3.43, la magnitud del LSH aumenta desde -32,68 dB para

una barra rota (Figura 3.20b), hasta -29,06 dB para el caso de dos barras rotas consecutivas (Figura 3.20c). Por el contrario, en el caso de rotura de barras no consecutivas, el valor de LSH disminuye a -39,89 dB (Figura 3.20d). Este último escenario puede derivar en el diagnóstico erróneo de máquina sana, especialmente si la máquina tiene una asimetría inherente en el rotor, ya que genera un LSH pequeño, -63,03 dB (Figura 3.20a), incluso en condiciones sanas. Mencionar que, en el caso del ensayo de la máquina real, aparecen dos armónicos adicionales a frecuencias de 43,5 Hz y 56,5 Hz, debido a la correa que se utiliza para acoplar la carga al banco de pruebas. De hecho, cuando el motor se ensaya sin carga, con la correa retirada, estos armónicos no aparecen, por lo que probablemente sean generados por una excentricidad axial inducida por el acoplamiento asimétrico de la carga al eje del motor. Estos armónicos no aparecen en el caso de la máquina simulada, ya que el modelo desarrollado con el enfoque del tensor de los devanados (Sección 3.5) no tiene en cuenta el efecto de la excentricidad axial.

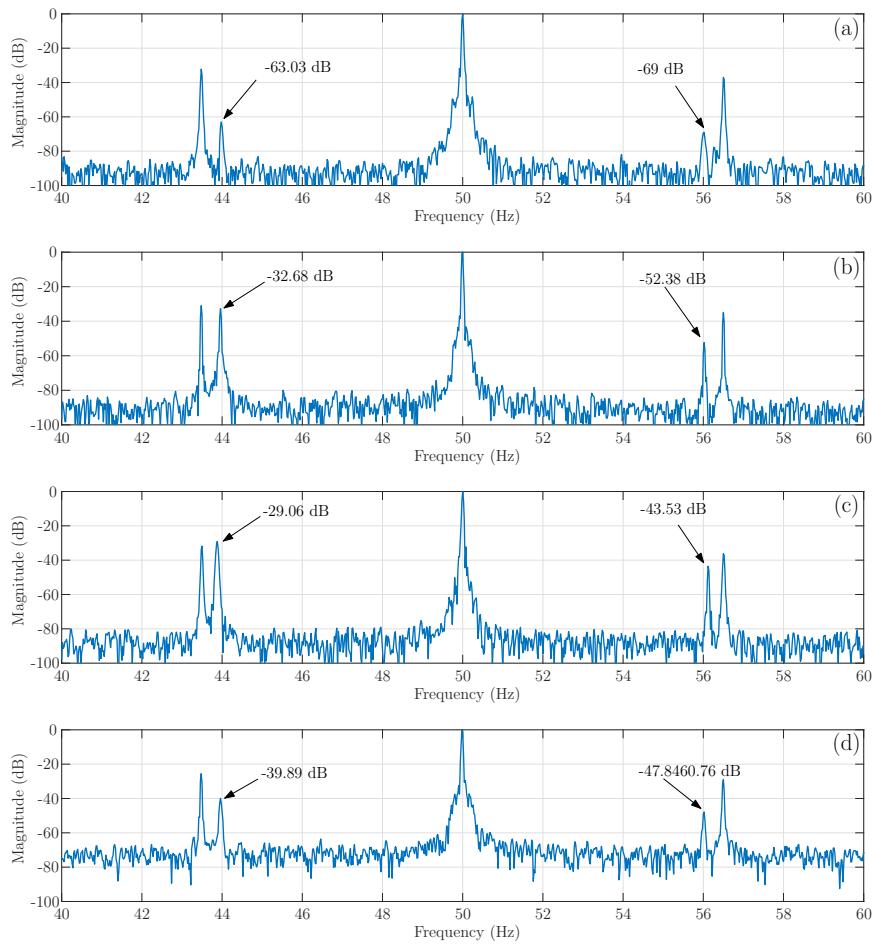


Figura 3.20: Espectro de la corriente del estator obtenida de las pruebas experimentales de una máquina de inducción en los siguientes casos de averías en la jaula: (a) sana, (b) una barra rota, (c) dos barras rotas consecutivas, (d) dos barras rotas no consecutivas. Los armónicos de fallo se indican con flechas y su magnitud.

3.5.6 Conclusiones

Se ha presentado un nuevo método analítico para el modelado de máquinas de inducción con devanados de jaula asimétricos mediante un enfoque basado en tensores, usando estos para obtener los parámetros del modelo de la máquina defectuosa a partir de la máquina sana. Se simplifica enormemente el proceso de cálculo de los parámetros del modelo de la máquina de inducción de jaula de ardilla. En lugar de obtener directamente los parámetros de la máquina en condiciones de fallo, que es un cálculo complicado y debe realizarse para cada tipo de fallo o combinación de fallos, solo es necesario calcular los parámetros de la máquina sana, basándose en el enfoque del tensor bobinado.

Por consiguiente, con el procedimiento propuesto en la Sección 3.4 y esta sencilla técnica, es posible representar tanto excentricidades como cualquier tipo y número de fallos de asimetría del rotor, de forma que se evita una configuración compleja de las ecuaciones de todos los posibles circuitos asimétricos del rotor que se corresponden con los fallos, manteniendo una buena precisión y menores requisitos computacionales que el enfoque FEM-analítico inicial (Sección 3.3).

3.6 Implementación en sistema HIL

En la Sección 3.3 se ha desarrollado el modelo híbrido del aerogenerador, basado en un modelo analítico provisto de los parámetros característicos de la máquina eléctrica rotativa para diferentes tipos de fallos y severidad de los mismos, mediante simulaciones FEM. A partir de este modelo, los métodos implementados en las Secciones 3.5 y 3.4 se centran en mantener la precisión de los parámetros característicos de la máquina eléctrica reduciendo los costes computacionales derivados de su obtención.

El modelo desarrollado se ha implementado en el sistema HIL OP4500 de OPAL-RT, cuyas principales características se detallan en la Sección 5.9 del Capítulo 5. Las señales de corriente estatóricas se adquieren utilizando las salidas analógicas del dispositivo HIL, como se muestra en la Figura 3.21.

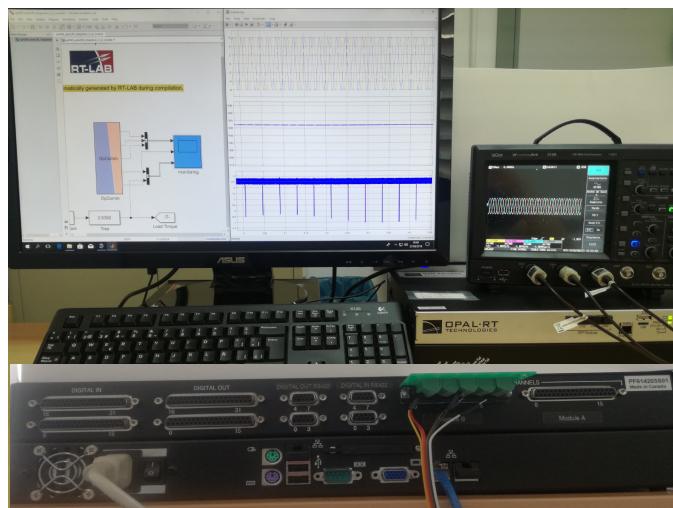


Figura 3.21: Modelo Simulink implementado en el sistema HIL OP4500. Las señales de corriente estatáticas se adquieren con un osciloscopio digital debidamente conectado al dispositivo HIL.

El sistema HIL permite ejecutar el modelo en tiempo real, posibilitando a través de sus señales analógicas muestrear señales como las corrientes estatáticas o la velocidad. Estas señales, como se representa en la Figura 3.22, pueden utilizarse para verificar técnicas de diagnóstico de averías implementadas en dispositivos embebidos, para entrenar y probar sistemas de monitorización del estado basados en redes neuronales o artificiales (ANN, SVM) o para adquirirse con un osciloscopio digital y ser procesadas offline en un ordenador personal con el propósito de desarrollar otras técnicas de diagnóstico de fallos.

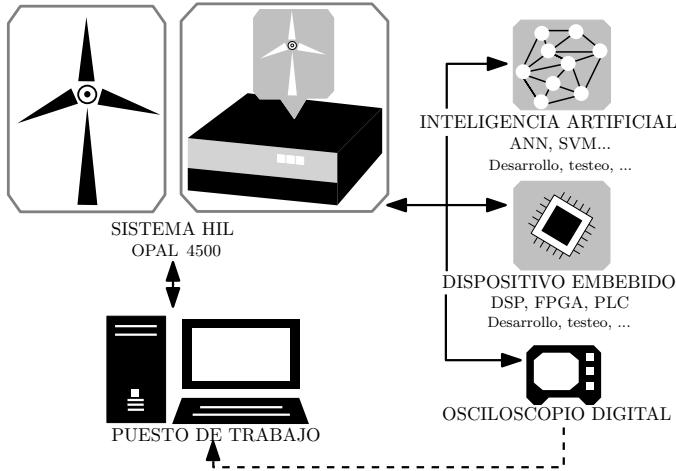


Figura 3.22: Implementación del modelo en el sistema HIL. Las señales en tiempo real necesarias (corrientes estáticas, velocidad) se conectan a las salidas analógicas del HIL y se utilizan para el desarrollo de diagnóstico de fallos, entrenar y verificar sistemas de diagnóstico de fallos online o basados en inteligencia artificial. Estas señales también pueden adquirirse mediante un osciloscopio digital o transferirse directamente al PC para su posterior procesamiento.

3.7 Técnicas de diagnóstico: algoritmo de Goertzel

La última etapa del desarrollo del banco de ensayos online es la integración de técnicas mediante las cuales se pueda analizar la presencia o no de fallo en la máquina. En las secciones anteriores (Sección 3.4 y 3.5) se utiliza MCSA y la FFT para observar la presencia o ausencia de fallo, así como para validar el modelo en el caso de la máquina trabajando bajo condiciones de estado estacionario y el enfoque basado en la transformada de Gabor para condiciones de estado transitorio. La FFT es una técnica ampliamente utilizada, pero con limitaciones para el aerogenerador, ya que no resulta adecuada para la máquina trabajando en condiciones transitorias. Por otro lado, el enfoque basado en la transformada de Gabor requiere el almacenamiento de la corriente y un cálculo más complejo que resulta en mayores requerimientos de memoria.

El propósito es desarrollar sistemas evaluación del estado de la máquina que pueda monitorizar, detectar e identificar los fallos. Esto implica el desarrollo de algoritmos de diagnóstico de fallos que habitualmente se ejecutan en dispositivos embebidos, como procesadores de señales digitales (DSP) o las matrices

de puertas programables (FPGA), los cuales tienen recursos computacionales limitados y no permiten la implementación de las técnicas habitualmente utilizadas. Con el propósito de reducir costes computacionales que permitan su implementación en dispositivos, se ha desarrollado una novedosa técnica de análisis de señal de la corriente del aerogenerador basado en el algoritmo de Goertzel, que ha dado lugar a la publicación presentada en el Capítulo 7.

Con esta técnica se ha calculado solo la banda del espectro de interés para el diagnóstico, implementándose de forma optimizada solo para calcular los puntos de frecuencia con mínima dispersión. Así, se evita la necesidad de tener que almacenar la señal de corriente y además únicamente es necesaria aritmética de números reales para los cálculos, que ayudan a lograr que los requerimientos de memoria sean muy reducidos.

El proceso de diagnóstico, como en los casos anteriores, comienza con la adquisición de la señal de corriente. La corriente de la máquina $i(t)$, se muestrea durante un tiempo de adquisición T_{acq} a una velocidad f_s , tomando su valor absoluto, dando lugar a una serie temporal $N = T_{acq} - f_s$ muestras de corriente $|i[n]|$, con el índice de tiempo $n = 0, \dots, N - 1$. La transformada discreta de Fourier (DFT) de N puntos de $|i[n]|$ da una serie de frecuencias, $\hat{i}[k]$, con el índice de frecuencias $k = 0, \dots, N - 1$. Su componente k_{th} viene dado por:

$$\hat{i}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi nk/N} |i[n]| \quad (3.44)$$

La FFT es un algoritmo de bloques que es capaz de calcular los N puntos de la DFT de forma eficaz. Sin embargo, el algoritmo de Goertzel es capaz de calcular una sola salida de esta DFT de N puntos. Se puede implementar utilizando una un filtro de respuesta al impulso infinito (IIR) de segundo orden, como se muestra en la Figura 3.23. Su función de transferencia en el dominio z es:

$$H_G(z) = \frac{1 - (e^{-j2\pi k/N}) \cdot z^{-1}}{1 - 2\cos(2\pi k/N) \cdot z^{-1} + z^2} \quad (3.45)$$

El valor de k en la Ecuación 3.45 y en la figura puede ser cualquier valor entre 0 y $N - 1$ y no está restringido a valores enteros. Por lo tanto, esta expresión ofrece total flexibilidad para especificar los componentes que se calculan con la Ecuación 3.45, ajustando su resonancia. Como se observa en la izquierda de la Figura 3.23, el algoritmo de Goertzel tiene una parte recursiva, que se debe

procesar para cada corriente muestreada, por lo que se debe implementar N veces, y una parte de avance, en la Figura 3.23 a la derecha, que solo necesita computarse después de procesar la última muestra de corriente.

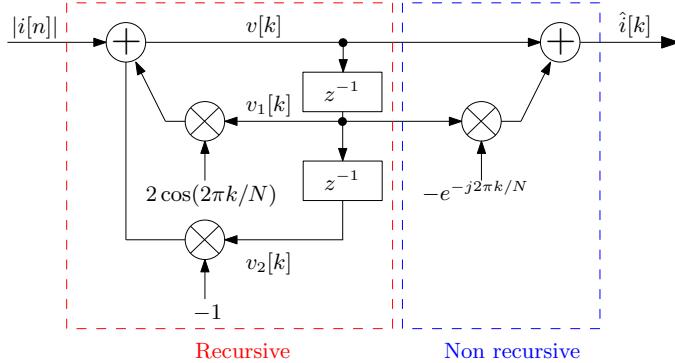


Figura 3.23: Filtro IIR que implementa el algoritmo de Goertzel aplicado a la señal de corriente rectificada.

3.7.1 Selección óptima de los bins de frecuencia calculados con el algoritmo de Goertzel

Los bins de frecuencia del espectro de corriente rectificada con interés de diagnóstico para una máquina de inducción con deslizamiento nominal s_n y frecuencia nominal de alimentación f_n pertenecen a la banda de frecuencias $[0 - 2s_n f_n]$. Dentro de esta banda, se seleccionan las franjas de frecuencia con la menor fuga de la componente fundamental para ser procesadas con la Expresión 3.45.

Como la anchura de banda de las frecuencias de interés para el diagnóstico está limitada a $2s_n$, el máximo valor de orden de armónico k necesario se da con la condición $k_{max} \cdot \Delta f \geq 2s_n f_n$, que da lugar:

$$k_{max} = \text{ceil}\left(\frac{2s_n f_n}{\Delta f}\right) = \text{ceil}\left(2s_n f_n T_{acq}\right), \quad (3.46)$$

Donde $\text{ceil}(x)$ es la función límite, que asigna x al menor número entero mayor o igual a x .

Por otra parte, la parte recursiva del algoritmo de Goertzel (Figura 3.23, izquierda) se calcula para cada una de las muestras de corriente rectificada $|i_n|$,

con $n = 0, \dots, N - 1$, y para cada uno de los bins de frecuencia de salida deseados $\hat{i}[k]$, con $k = 0, \dots, k_{max}$. Esta parte del algoritmo de Goertzel puede formularse de forma recursiva como:

$$\begin{cases} v_2[k] = v_1[k] \\ v_1[k] = v[k] \\ v[k] = v_1[k] \cdot 2 \cos(2\pi k/N) - v_2[k] + |i_n| \end{cases} \quad (3.47)$$

Donde $v[k]$ es un buffer de resultados intermedios, y $v_1[k]$ y $v_2[k]$ son buffers de memoria utilizados para almacenar el contenido de $v[k]$ en las recursiones anteriores, como se muestra en la Figura 3.23.

La parte de alimentación del algoritmo de Goertzel (Figura 3.23, derecha) da el valor final y complejo de la k ésima casilla de salida, después de la iteración N , como:

$$\hat{i}[k] = v[k] - e^{j2\pi k/N} \cdot v_1[k]. \quad (3.48)$$

Sin embargo, para el propósito de diagnóstico, sólo se necesita el módulo al cuadrado de la salida del algoritmo de Goertzel, que puede calcularse a partir de la Ecuación 3.48 de acuerdo a [42]:

$$\begin{aligned} |\hat{i}[k]|^2 &= (v[k] - v_1[k] \cos(2\pi k/N))^2 + (v_1[k] \sin(2\pi k/N))^2 = \\ &= v[k]^2 + v_1[k]^2 - 2 \cos(2\pi k/N) \cdot v[k] \cdot v_1[k] \end{aligned} \quad (3.49)$$

Utilizando la Ecuación 3.49, la señal de salida de diagnóstico, en escala de dB, viene dada por:

$$|\hat{i}[k]|_{dB} = 10 \log \frac{|\hat{i}[k]|^2}{|\hat{i}[0]|^2}. \quad (3.50)$$

A partir de las Ecuaciones 3.46, 3.47, 3.49 y 3.50, se desarrolla la metodología propuesta, cuyo diagrama de flujo se muestra en la Figura 3.24.

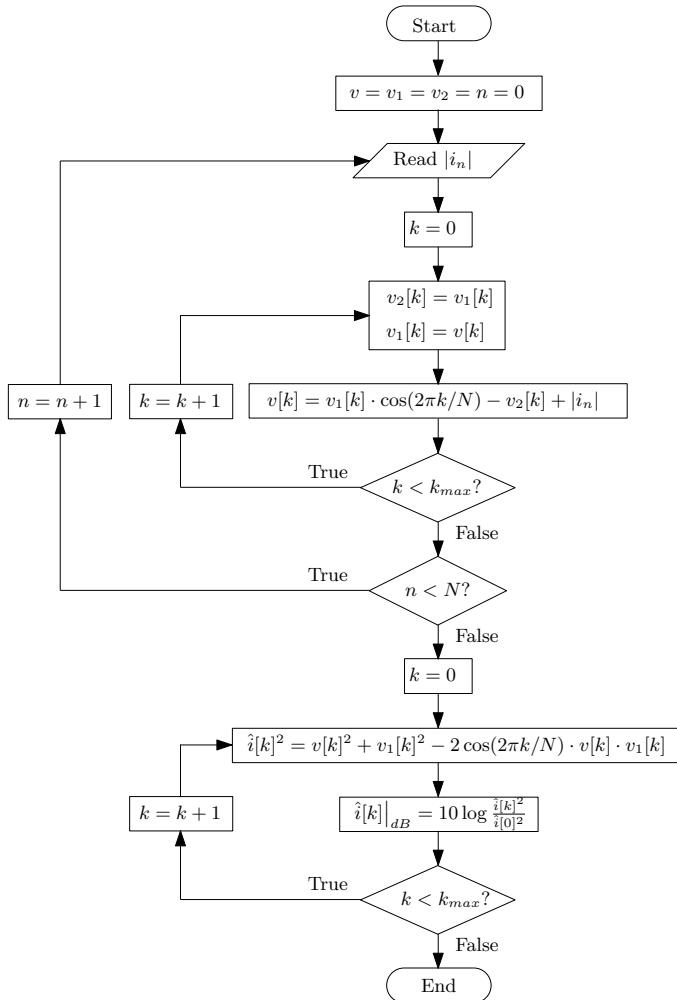


Figura 3.24: Diagrama de pasos para la implementación propuesta del algoritmo de Goertzel optimizado.

Como se puede observar en la Figura 3.24, la parte recursiva se ejecuta a la llegada de cada nueva muestra de corriente rectificada, utilizando una multiplicación y dos sumas de la parte real para cada bin, evitando el uso de números complejos. Este algoritmo se aplica sólo en los bins de menor dispersión espectral generada por la componente de alimentación en la banda de frecuencias de diagnóstico $[0 - 2s_n f_n]$.

Para validar experimentalmente el enfoque implementado en esta sección, se han realizado ensayos en una máquina de inducción de jaula de ardilla, cuyas características se muestran en el Capítulo 7, Sección 7.7. La Figura 3.25 presenta la señal de corriente obtenida con la máquina parcialmente cargada, a una velocidad constante de 2994.6 rpm ($s = 0.0018$). La vista ampliada muestra que, además de los componentes de fallo generados por la simetría del rotor, la señal contiene otros componentes generados por el ruido electromagnético y las no idealidades propias de la máquina.

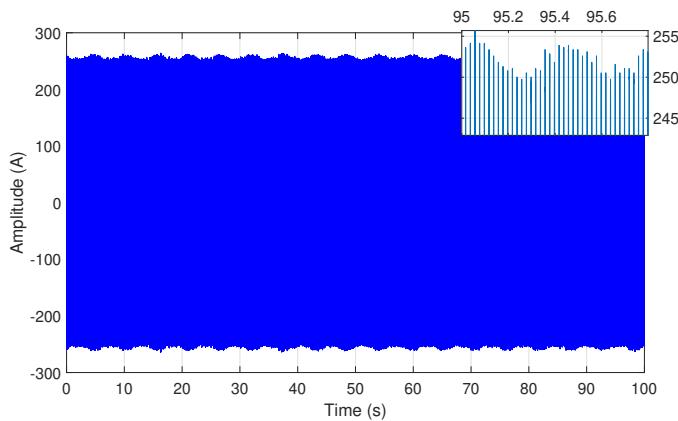


Figura 3.25: Señal de corriente obtenida con la máquina parcialmente cargada, a una velocidad constante de 2994.6 rpm ($s = 0.0018$).

La Figura 3.26 muestra el espectro FFT de la señal de corriente de la Figura 3.25, usando una ventana de Hanning para reducir la fuga espectral. En este espectro se pueden detectar los componentes característicos de barra rota, entorno a la frecuencia de alimentación, que se calculan en la Tabla 3.3, y confirmado visualmente.

Por otro lado, la Figura 3.27 muestra el espectro de la señal experimental de la corriente rectificada de la Figura 3.25, el cual se ha obtenido con el algoritmo de Goertzel optimizado (Figura 3.24). En este espectro se detectan los armónicos de fallo de barra rota que se calcularon teóricamente en la Tabla 3.3 (primera fila), lo que es un indicio del fallo de barra rota, confirmado posteriormente mediante inspección visual. Los círculos señalan los 61 puntos calculados por el algoritmo de Goertzel optimizado de la Figura 3.24.

Al comparar el algoritmo propuesto en esta sección con el enfoque clásico de la FFT (Figura 3.26), con el enfoque propuesto (Figura 3.27) se puede

observar que los armónicos de fallo de la barra rota se muestran correctamente en ambos espectros. Sin embargo, la memoria necesaria para implementar el algoritmo propuesto es de 2kB, lo que representa una reducción de 6000 veces el enfoque tradicional de la FFT, que implica 11,72 MB. Además, los picos de los armónicos de fallo en la Figura 3.27 son más nítidos que en la Figura 3.26 porque evita que la ventana se difumine en el dominio de la frecuencia. Por último, los resultados de la técnica propuesta están disponibles inmediatamente después de la lectura de la última muestra de corriente, mientras que la FFT tiene que esperar a completar todo el vector de muestras de corriente antes de su procesamiento.

En cuanto a los requisitos informáticos, solo $k_{max} + 1 = 61$ multiplicaciones y $2(k_{max} + 1) = 122$ en el dominio de los números reales por muestra de corriente son necesarios con el algoritmo optimizado de Goertzel.

Por otro lado, para verificar aún más la técnica propuesta, se ha aplicado a la máquina trabajando en estado estacionario tres cargas diferentes, como se muestra en la Tabla 3.3. En la Figura 3.28 se muestran los espectros generados con el método implementado (Figura 3.24) trabajando bajo las condiciones descritas en la Tabla 3.3. Arriba se encuentra el test 1, $s = 0.0011$, en el medio el test 2, $s = 0.001$ y abajo el test 3, $s = 0.0019$. Como se puede ver en la figura, los armónicos característicos de barra rota calculados teóricamente (Tabla 3.3) coinciden con los armónicos de fallo obtenidos con el método propuesto en todos los espectros, señalados con flechas, lo que indica la presencia de barra rota. Quedan señalados los armónicos de fallo a las frecuencias teóricas predichas con la expresión $f_{asym} = 2kf_1$, así como los círculos que señalan los puntos calculados con el algoritmo (Figura 3.24) que se propone en esta tesis.

Tabla 3.3: Frecuencias teóricas de los armónicos de fallo de barra rota en 3 pruebas trabajando con diferentes niveles de carga.

Test no.	n	s	f_1	$2sf_1$	$4sf_1$
1	2996,7 rpm	0,0011	49.97 Hz	0,11 Hz	0,22 Hz
2	2995,2 rpm	0,0016	49.99 Hz	0,16 Hz	0,32 Hz
3	2994,3 rpm	0,0019	49,99 Hz	0,19 Hz	0,38 Hz

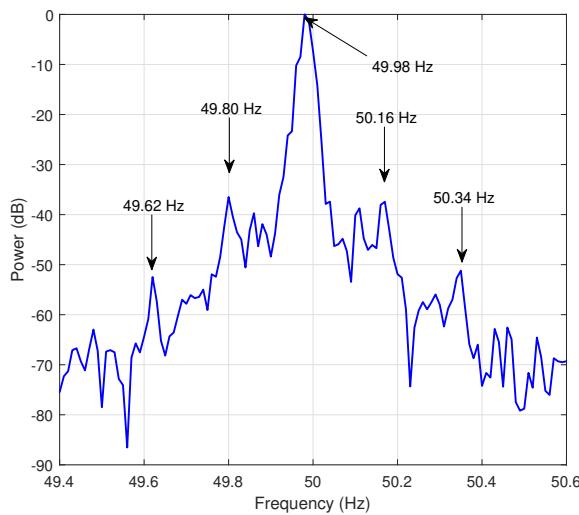


Figura 3.26: Espectro convencional de la señal de corriente de la Figura 3.25, usando una ventana de Hanning para reducir la fuga espectral.

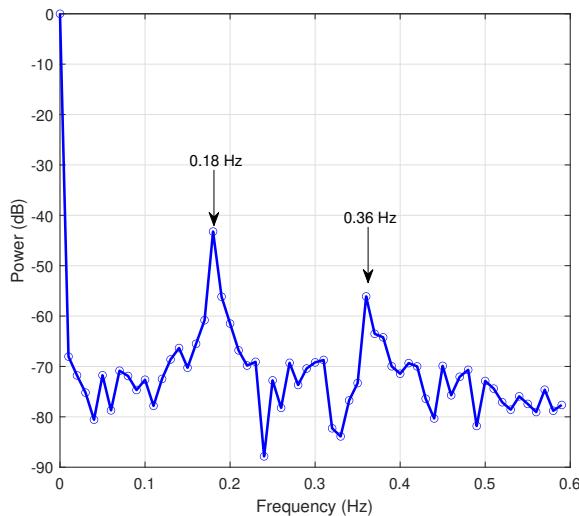


Figura 3.27: Espectro de la señal experimental de la corriente rectificada de la Figura 3.25, generado con el algoritmo de Goertzel optimizado (Figura 3.24).

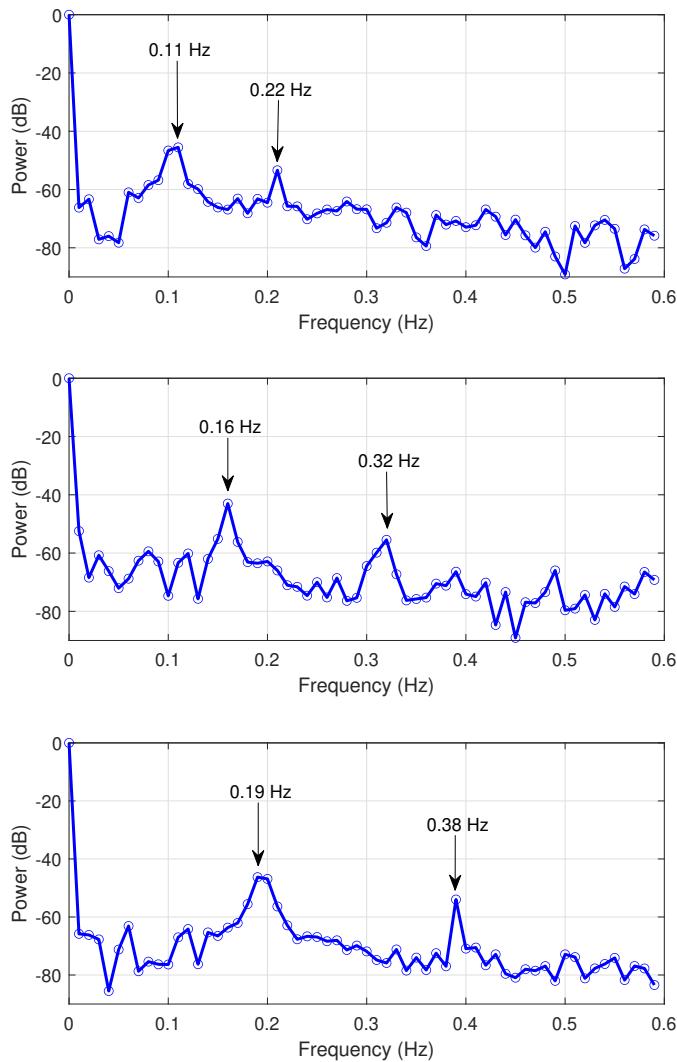


Figura 3.28: Espectro de la señal experimental de la medida de corriente rectificada en tres ensayos (Tabla 3.3), obtenidos con el algoritmo de Goertzel propuesto en la Figura 3.24.

3.7.2 Conclusiones

Se ha presentado una novedosa combinación de técnicas de diagnóstico, la corriente rectificada como señal de diagnóstico, y el algoritmo de Goertzel como herramienta de procesamiento de señales. Con esta combinación se ha implementado de forma optimizada el algoritmo de Goertzel, proporcionando una alta resolución espectral en todo el rango de carga de la máquina con un bajo coste computacional y requisitos de memoria prácticamente insignificantes.

Este método aumenta la fiabilidad del análisis del espectro de corriente para la detección de asimetrías en el rotor de máquinas de inducción de alta potencia, como las de los aerogeneradores, cuyo análisis es especialmente difícil debido a la proximidad de los armónicos característicos de la avería con su componente fundamental, separados solo por unos mHz.

Por un lado, se usa la señal de corriente rectificada para definir una única banda de diagnóstico que cubre todo el rango de carga, reducir su anchura a la mitad y trasladar su frecuencia inferior a la frecuencia cero. El algoritmo de Goertzel se ha implementado basándose en la técnica de números reales en los bins de frecuencia con mínima dispersión de la banda de diagnóstico, eliminando la necesidad de almacenar y acotar la señal de corriente completa.

Finalmente, el uso combinado de la señal de corriente rectificada y la implementación optimizada del algoritmo de Goertzel produce un espectro de corriente de alta resolución en todo el rango de carga de la máquina de inducción, con unos requisitos computacionales reducidos, que permite su incorporación en el banco virtual, así como en dispositivos embebidos, como FPGAs y DSPs, o en modernos sensores inteligentes, montados en la estructura de la máquina.

Capítulo 4

A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling

El artículo que se presenta en este capítulo ha sido publicado en la revista "Sensors" [99] del grupo Multidisciplinary Digital Publishing Institute (MDPI). De acuerdo con Journal Citation Reports (JCR) 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (14/72).

4.1 Abstract

Over the years IMs have become key components in industry applications as mechanical power sources (working as motors) as well as electrical power sources (working as generators). Unexpected breakdowns in these components can lead to unscheduled down time and consequently to large economic losses. Since breakdown of IMs for failure study is not economically feasible, several IM computer models under faulty conditions have been developed to investigate the characteristics of faulty machines and have allowed reducing the number of destructive tests. This paper provides a review of the available techniques for faulty IMs modelling. These models can be categorised as models based on electrical circuits, on magnetic circuits, models based on numerical methods

and the recently proposed in the technical literature hybrid models or models based on FEM-analytical techniques. A general description of each type of model is given with its main benefits and drawbacks in terms of accuracy, running times and ability to reproduce a given fault.

Keywords: analytical models; fault diagnosis; induction machines; numerical method based models.

4.2 Introduction

Induction machines (IMs) are widely used in industry applications because of their reduced cost, robustness and reliability. However, IMs are not free from failure. The main sources of faults in IMs can be internal, external or due to environmental conditions. Various perspectives can be found in the literature to categorize the IMs faults. For example, internal faults are usually classified according to their origin, i.e. electrical and mechanical, or to their outbreak location, i.e. stator and rotor [53]. Figure 4.1 shows a fault tree where faults in IMs are categorized according to their origin (mechanical or electrical) and location (stator or rotor).

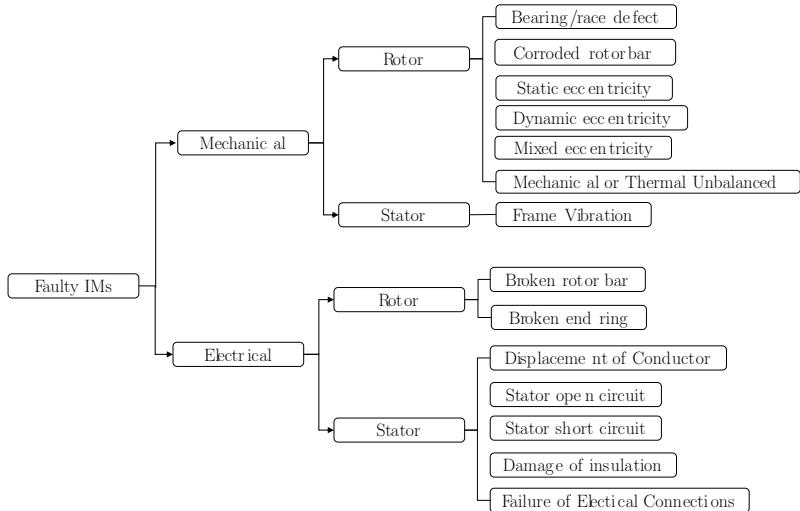


Figure 4.1: Summary of different types of faults in induction machine [35].

Some of these failures cause downtimes of the machines which could cause unexpected stoppages leading to important economical loses. Figure 4.2 illustrates the common reasons for downtimes of IMs. As can be seen, bearing related failures are responsible for 51 % of the downtime of IMs. They are followed by stator winding and external conditions damages related, which account 16 % each of them. Rotor related failures represent 5 % and other damages 12 % [10, 56]. Bearing and stator related faults are the most common type of faults, which together account for over 60 % of the downtime of electrical machines. Moreover, defective bearings can increase power consumption of IMs whereas efficiency decreases [17]. As such, the literature focuses on the conditioning monitoring systems and the development of fault diagnosis techniques with the aim to detect these of faults at early stage and to track their evolution. Hence, the maintenance tasks can be scheduled and the outage time imposed by sudden breakdown can be reduced [57]. With this purpose, there are many published condition monitoring techniques based on the analysis of different magnitudes such as thermal [38], chemical, acoustic [24], torque analysis, induced voltage analysis, partial discharge analysis [95], vibration analysis [88] or MCSA [23, 43]. The reliability of condition monitoring systems is based on understanding the behaviour of the machine in healthy and faulty status working under different conditions. The development of the techniques usually involves the analysis of data coming from simulated models and the identification of fault signatures. However, as IMs are key components, it is not only necessary to identify the presence or absence of a given fault but it must also be quantified. The severity degree of the fault must be indicated in order to plan maintenance tasks. For this purpose, the use of artificial intelligence applied to the fault diagnosis of IMs has been proposed in the recent years.

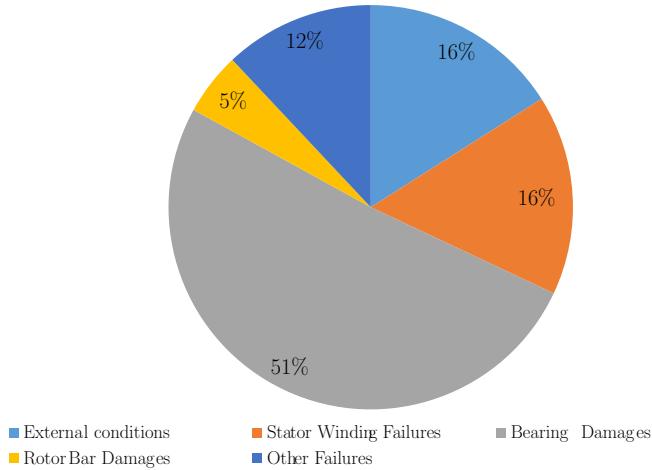


Figure 4.2: Pie chart for common reasons for downtimes of IMs.

There is a rising interest in developing condition monitoring systems based on artificial intelligence techniques such as support vector machine (SVM) [110], artificial neural networks (ANN) [1], Naïve Bayes classifier, Ensemble, k-nearest neighbors(KNN) or decision trees as they can determine not only the presence or absence but also the severity degree of given fault, which improves the reliability. In fact, they have been used to develop condition monitoring systems able to detect different types of faults such as broken rotor bar [2, 26], stator short circuit [37, 55] or bearing faults [1, 2, 102], among others.

Contrary to conventional fault diagnosis techniques, condition monitoring systems based on artificial intelligence do not work as an execution of a sequence of commands that finally generate a solution, but they develop a previous training stage to learn the problem and provide a suitable solution [18], that is, to determine the machine status. For this training, these expert systems analyse and interpret a failure representative database to evaluate the machine status.

Therefore, these expert systems need to be trained with a large number of cases, with different fault types, severity degrees and combination of faults, with signals in real time [55]. These requirements imply the need of accessing to many machines, which is only possible at a limited scale with wide industrial cooperation and, anyway, the number of faulty machines is limited. On the other hand, the IMs installed in laboratory test benches have the same problems: the limitation of machines available, and, in addition, the costs associated with a large number of destructive tests, and the difficulty to modify the working

conditions and to set the different failures. Numerical methods based approaches allow to replicate faulty conditions that cannot be tested in the field or test bench laboratories, providing the fault data for machine learning algorithms [2, 26]. IM faulty models should consider the detailed structure of the machine to obtain simulations results that faithfully reproduce the behaviour of the actual IM. These models must allow to monitor the magnitude required to detect the fault and besides, run in real time.

In summary, the modelling of faulty IMs would be very useful for looking into the operational characteristics of faulty machines minimising destructive testing, as well as validating new fault diagnostic techniques or training and test condition monitoring systems based on artificial intelligence [18]. Thus, high costs associated with machines and destructive testing would be greatly reduced. These savings will be more pronounced in industry and power generation, where the largest machines are found.

This paper presents a review of the most recent advances in the development of IM faulty models, breaking down into four broad categories, as illustrated in Figure 4.3. The categories can be further classified as models based on electrical circuits, models based on magnetic circuits, models based on numerical methods and hybrid models. For each type of model, various fault diagnosis methods are covered and a number of summary tables are presented at the end of the subsections dealing with some of the approaches to summarize the references to pertinent works.

The paper is structured as follows: in Section 4.3 faulty models based on coupled circuits, mainly those based on multiple coupled circuit and d-q transform are reviewed; in Section 4.4, faulty IM modelling based on magnetic circuits is presented; in Section 4.5 various models of faulty IMs using numerical techniques and specifically, those based on finite element method are presented. In Section 4.5, hybrid numerical-analytical based techniques for faulty IMs modelling are described. Finally, in Section 4.7 the main conclusions are presented.

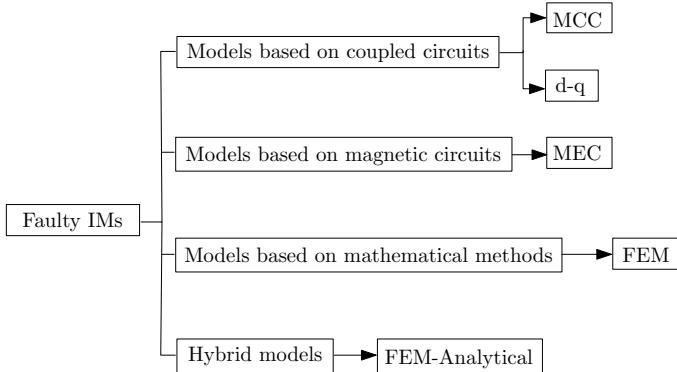


Figure 4.3: Breakdown of induction motor fault models.

4.3 Models based on coupled circuits

One of the most widely used models based on coupling circuits are those based on the vector space decomposition technique or d-q model. These models assume some assumptions such as fully symmetrical motors, linear iron permeability, air-gap uniformity or the absence of the tangential induction component in the air-gap. All these assumptions allow to simplify the resulting mathematical model. Therefore, it is fast to be computed and has enough accuracy for developing control systems. However, in case of the faulty models, these simplifications can no longer be applied as they affect the performance of the faulty machines. The following subsections include a review of the main advances of models based on coupling circuits and on the d-q decomposition.

4.3.1 Multiple coupled circuit models

The detailed modelling procedure as well as simulations' results of models based on coupled circuits are included in [76, 104]. The MCC models are developed considering that both stator and rotor are multiple inductive circuits coupled together, being the current in each circuit an independent variable. Figure 4.4 shows the rotor cage described as a mesh, where R_e and L_e are the resistance and leakage inductance of the end ring segment, respectively; R_b and L_b are the rotor bar resistance and leakage inductance, respectively; I_e is the end ring current and I_1 and I_2 are the currents of the first and second rotor loop, respectively. It can be observed that the rotor loop comprises two adjacent rotor bars together with the corresponding end ring segments [97].

Besides, the n rotor loop currents are coupled to each other and to the stator windings through mutual inductances. The end-ring loop does not couple with the stator windings, it however couples the rotor currents only through the end leakage inductance and the end-ring resistance [54]. Thus, the MCC method can be used to represent a wide variety of fault modes without modification of the model structure shown in Figure 4.4. In some cases, it only requires the modification of the values of the elements of the circuit in order to introduce the new fault. As an example, a rotor broken bar implies a large value of resistance associated to the broken bar.

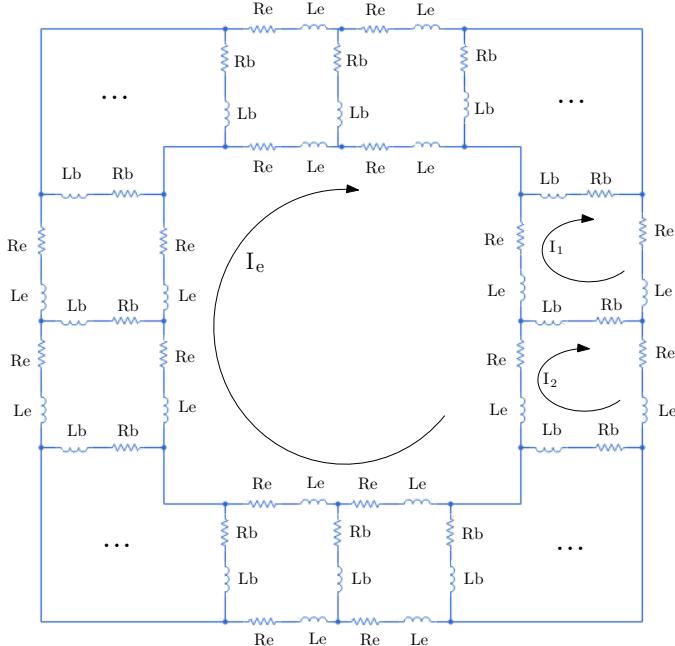


Figure 4.4: Multiple coupled circuit topology. Equivalent circuit of a rotor cage with multiple-coupled loops for healthy IM.

However, estimating the parameters of the machine is one of the critical steps in the modelling of faulty IMs. Resistance is usually estimated through the examination of the conducting paths dimensions. On the contrary, the computation of the coupling elements of a faulty machine is very challenging. There are several methods proposed in the technical literature, being the WFA one of the most commonly method used to evaluate the self and mutual inductances of the stator and rotor circuits [97]. This approach integrates the winding

functions to obtain the phase inductances, solving complex integrals in the process, specially in the case of arbitrary winding distributions, which results in a time consuming task. In an attempt to reduce the computation time, [86] proposes a method based on a single discrete circular convolution instead of the integrals of the windings functions for every rotor position, in order to obtain the winding inductances. With the proposed approach, the mutual inductances of two phases are calculated for every relative angular position using a single equation which is solved with the fast Fourier transform (FFT). Asymmetrical winding distributions, and the linear rise of the air gap MMF across skewed slots are easily modeled without increasing the computation time. In fact, the computation of the inductance matrix for the IM given takes just 0.26 s using the proposed method versus more than 7 s with WFA. Therefore, the calculation time is drastically reduced, by a factor around 30, while keeping similar accuracy to WFA approach.

On the other hand, although WFA includes the effect of space harmonics, usually assumes the symmetry of the main magnetic circuit, which makes it unsuitable for the analysis of eccentricities, as it is shown in [49]. In an attempt to overcome this drawback, the technical literature proposes the MWFA. This approach considers air-gap eccentricity for the inductance calculation, allowing to reproduce the effects of static, dynamic, or mixed eccentricity in IMs [109]. This approach is not only considered to perform eccentricity faults, authors as [107] use MWFA to reproduce accurately the air-gap variation according to the bearing fault. In [50] a method based on scaling techniques to compute the parameters for a machine with complex dynamic eccentricity from the inductance curves for healthy, symmetric IM previously computed with the WFA is proposed. These values can then be organized in look-up tables and easily “pulled out” in an iterative procedure of solution of system equations of the model (eqs 4.1 to 4.10). Moreover, in the technical literature an extension of the MWFA is proposed to include the influence of the rotor skew and the broken rotor bar fault which allows for all harmonics of magneto-motive forces to be taken into account [113].

Once the parameters of the model are known, the expressions (electrical axis attached to the rotor conductors) that define the behaviour of an IM and which have to be solved, for the stator, are:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (4.1)$$

and:

$$[\phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (4.2)$$

Where $[U_s]$ is the stator voltage vector, $[I_s]$ is the stator currents vector, $[I_r]$ is the rotor loop current vector, $[\phi_s]$ is the stator flux linkage vector, $[R_s]$ is a diagonal matrix with the stator phase resistances, $[L_{ss}]$ is the stator windings inductance matrix and $[L_{sr}]$ is the stator to rotor mutual inductance matrix.

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ss11} & L_{ss12} & L_{ss13} \\ L_{ss21} & L_{ss22} & L_{ss23} \\ L_{ss31} & L_{ss32} & L_{ss33} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

where $L_{ssi,j}$ is the mutual inductance between the stator phase i ($i=1, 2$ or 3) and the stator phase j ($j=1,2$ or 3). The mutual inductance L_{sr} matrix is an 3 by n , where n is the total sum of stator phases and rotor loops, matrix comprised of the mutual inductances between stator and the rotor loops:

$$[L_{sr}] = \begin{bmatrix} L_{sr11} & L_{sr12} & \cdots & L_{sr1n} & L_{sr1e} \\ L_{sr21} & L_{sr22} & \cdots & L_{sr2n} & L_{sr2e} \\ L_{sr31} & L_{sr32} & \cdots & L_{sr3n} & L_{sr3e} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

where $L_{sri,j}$ is the mutual inductance between the stator phase i ($i=1, 2$ or 3) and the rotor loop j ($j=1,2 \dots n$) and L_{srie} the mutual inductance between the stator phase i ($i=1, 2$ or 3) and the end ring.

On the other hand, any rotor loop is mutually coupled with the other rotoe loops and with the stator windings. From Figure 4.4, the voltage equations for the loops can be written as:

$$[U_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (4.5)$$

where:

$$[\phi_r] = [L_{rs}][I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (4.6)$$

where $[U_r]$ is the rotor voltages vector, $[I_r]$ is the rotor currents vector, $[I_r]$ is the rotor loops currents vector, $[\phi_r]$ is the rotor flux linkages vector, $[R_r]$ is the rotor resistance matrix and $[L_{rr}]$ is the rotor inductance matrix. The resistance matrix $[R_r]$ is given by:

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_b + R_e) & -R_b & 0 & \vdots & 0 & -R_b & -R_e \\ -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_b & \vdots & 0 & 0 & -R_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & 0 & 0 & \vdots & 2(R_b + R_e) & -R_b & -R_e \\ -R_b & 0 & 0 & \vdots & -R_b & 2(R_b + R_e) & -R_e \\ -R_e & -R_e & -R_e & \vdots & -R_e & -R_e & nR_e \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

The inductance between rotor phases matrix can be written by:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_{11} + L_{be} & L_{12} - L_b & \cdots & L_{1(n-1)} & L_{1n} - L_b & -L_e \\ L_{21} - L_b & L_{22} + L_{be} & \cdots & L_{2(n-1)} & L_{2(n-1)} & -L_e \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ L_{(n-1)1} & L_{(n-1)2} & \cdots & L_{(n-1)(n-1)} + L_{be} & L_{(n-1)n} - L_b & -L_e \\ L_{n1} - L_b & L_{n2} & \cdots & L_{n(n-1)} - L_b & L_{nn} + L_{be} & -L_e \\ -L_e & -L_e & \cdots & -L_e & -L_e & nL_e \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

where R_b , L_b are the rotor bar resistance and inductance, R_e , L_e are the end ring segment leakage resistance and inductance, L_{kk} is the self inductance of the k th rotor loop, L_b is the rotor bar leakage inductance and L_{ik} is the mutual inductance between rotor loops i and k and $L_{be} = 2(L_b + L_e)$.

The electromagnetic torque generated by the machine, T_e , is given by:

$$T_e = I'_s \left(\frac{d}{d\theta_r} [L_{sr}] \right) I_r \quad (4.9)$$

Finally, the mechanical behaviour is modelled by the following equation:

$$T_e - T_L = J \frac{d^2\theta_r}{dt^2} + B \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4.10)$$

where T_L is the mechanical load torque, J is the inertia moment, B is the friction coefficient and θ_r is the rotor angular position.

The MCC method has been used to developed different types of stator and rotor faults. Moreover, it allows to reproduce unrelated faults without the modification of the model structure. Table 4.1 provides a list of references for commonly reported faults where the procedure to include the given fault in the model based on coupling circuits is detailed. As an example, [109] develops a general winding machine with this approach, taking into account all space harmonics without any restriction concerning the the symmetry of the stator or rotor windings. Hence, the model proposed can be applied to analyse a complex dynamic problem such as dynamic eccentricity. Furthermore, [52] focuses their attention in MWFA to study the effects of simultaneous presence of static eccentricity and broken rotor bars on the stator current spectrum. Other author such as [97] propose fault and healthy models MCC based to reproduce stator and rotor faults. However, this approach considers some assumptions that can affect the accuracy of the results, such as the air gap is uniform, the machine has no eccentricity, rotor bars are insulated to each other or there are not inter-bar currents.

On the other hand, with the purpose of modelling the progression of the fault, [51] presents a corrosion model of a faulty rotor bar progress. This model considers the changes of the leakage inductance and resistance of the rotor during the progression of the fault, which affect the harmonic components of stator currents. Moreover, the simulations take a reasonably amount of time, about 30 min to perform.

In summary, MCC modelling and their variants, as WFA/MWFA, takes into account the geometry and winding layout of the machine without any restriction concerning either the symmetry of the stator windings or rotor bars. Also, the effect of space harmonics is considered. For these reasons, these models are specially suitable for the analysis of IMs with arbitrarily connected windings and unbalanced operating conditions [89]. On the other hand, although it is usual to disregard some phenomena such as saturation, skin effect, proximity effect and capacitance between windings, due to their complexity, there are some variants that also consider some of these phenomena [112]. Regarding time requirements, specially when compared to numerical based methods, [86] reports differences of 3 h using FEM versus 7.6 s for the same analysis using WFA. Furthermore, [45] compares the results for eccentric cage IM using FEM and MWFA, showing differences of 50 h versus 4 min for 1.5 s of actual machine run time. Thus, although these analytical models are not as accurate as numerical based models, their lower calculation time becomes them remarkable

for fault diagnosis purposes, specially in HIL systems [5]. The greater accuracy that these models provide is achieved at the cost of greater model complexity and higher requirements in both time and computing power [101], limiting its application for on-line fault diagnosis systems and condition monitoring systems based on artificial intelligence (AI).

Table 4.1: MCC reference for different types of faults.

Fault	References
Broken rotor bar	[14, 51, 52, 54, 80, 97, 113]
Broken end ring	[44, 76]
Stator open circuit	[25]
Stator short circuit	[25, 54, 97]
Static eccentricity	[30, 45, 109]
Dynamic eccentricity	[30, 50, 109]
Mixed eccentricity	[77, 109]
Corroded rotor bar	[51]
Bearing/race defect	[74, 75, 79, 107]

4.3.2 *d-q* models

One of the most commonly used modelling approaches for IMs is the d-q modelling, which arose with the aim of simplifying MCC models. These models are developed using orthogonal components of voltages and currents by the Clark and Park transforms. Thus, the expressions of the voltage equations of the IMs as well as the torque equation can be transformed from the abc frame to the reference frame dq, where the machine equations are therefore expressed in complex d-q variables [15]. Traditionally, the technical literature has proposed parameter estimation techniques to identify the main parameters of d-q models based on the analysis of data coming from the machine [19, 100]. They analyse data such as voltages or currents, under specific working conditions: steady state or start-up transients [20, 58]. These models are commonly used for control drive purposes, which requires testing to obtain signals of the

machine. Nevertheless, this procedure could not be the most suitable for fault diagnosis purposes since for each faulty model a faulty machine test is required [58, 108]. This means that it requires a large number of destructive tests with its associated costs to obtain the required wide variety of faulty models for the development of fault diagnosis techniques and condition monitoring systems. Hence, with the aim of reproducing faults with this kind of models, the same parameter estimation techniques are typically used as in the case of the MCC models. The main advantage of this type of models is that the number of equations required for simulation is reduced, since the use of the space vector transformation allows to represent any induction machine with structural symmetry using only four coupled differential equations [21].

Thus, the stator voltage equations are defined by:

$$[v_{ds}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega \phi_{qs} + R_s i_{ds'} \quad (4.11)$$

$$[v_{qs}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{qs}}{dt} - \omega \phi_{qs} + R_s i_{qs'} \quad (4.12)$$

$$[v_{0s}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{0s}}{dt} + R_s i_{0s'} \quad (4.13)$$

Where w_{base} is the per-unit base electrical speed, ϕ_{ds}, ϕ_{qs} and ϕ_{0s} , are the d-axis, q-axis and zero-sequence stator flux linkages, R_s is the stator resistance, and i_{ds} , i_{qs} , and i_{0s} are the d-axis, q-axis, and zero-sequence stator currents.

The rotor voltage equations are obtained from the expressions:

$$[v_{dr}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \phi_{qr} + R_{rd} i_{dr} \quad (4.14)$$

$$[v_{qr}] = \frac{1}{w_{base}} \frac{d\phi_{qr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \phi_{dr} + R_{rd} i_{qr} \quad (4.15)$$

Where v_{dr} and v_{qr} are the d-axis and q-axis rotor voltages, ϕ_{dr} and ϕ_{qr} are the d-axis and q-axis rotor flux linkages, ω is the per-unit synchronous speed, ω_r is the per-unit mechanical rotational speed, R_{rd} is the rotor resistance referred to the stator, and i_{dr} and i_{qr} are the d-axis and q-axis rotor currents. The rotor torque, T is defined by:

$$[T] = [\phi_{ds}][i_{qs}] - [\phi_{qs}][i_{ds}] \quad (4.16)$$

A more detailed description can be found in [108]. Therefore, these models can be run very fast and, furthermore, they can be easily implemented in real-time hardware simulator systems (HIL) [81]. Regarding the development of faulty IM models, d-q models are widely used to simulate transient and steady state phenomena, as well as to reproduce phase unbalances or oscillatory torque during start-up [73]. However, each fault case requires a modification in the model structure [89]. Besides, the faults considered are external and not from the machine itself, and, thus, they are almost unsuitable for fault diagnosis purposes. With the aim of including internal faults, [41] proposes the use of the multiple reference frames theory for the diagnosis of stator faults. This approach allows the extraction and manipulation of the information contained in the motor supply in a way that the effects of faults can be measured and isolated.

Typically d-q models are used to study rotor bar faults. Nevertheless, the technical literature proposes this approach to study stator shorts circuits as well as eccentricity and bearing faults. In Table 4.2 can be found a reference list for the various types of faults studied using d-q modelling. As an example, [9] proposes the development of a comprehensive set of d-q based algorithms with fault simulation and fault diagnosis purposes. This approach is used to study eccentricities and to compare a single broken bar with other breakages such as broken bars and broken connectors, reporting simulation times of 36 min for an average of 4 s. However, although d-q modelling reduces the number of equations required for simulation, it does not use nor provide any information about individual rotor bars or end rings currents.

In general terms, these models assume both uniformity in the air gap and that the electromotive force is sinusoidally distributed along the air gap. Besides, they do not include the effect of spatial harmonics making these models poorly suited to be used in diagnostic algorithms. The time and space harmonics have impact on speed, torque, currents and other performance parameters of electrical machines, whereby it is a very limited option for developing on-line condition monitoring systems.

Table 4.2: d-q reference for different types of faults.

Fault	References
Broken rotor bar	[7, 21, 62, 72, 83]
Broken end ring	[9, 66]
Stator open circuit	[48]
Stator short circuit	[21, 41, 108]
Static eccentricity	[7, 13]
Dynamic eccentricity	[7, 9]
Mixed eccentricity	[12]
Bearing/race defect	[111]

4.4 Models based on magnetic circuits

Contrary to MCC approach, based on coupled electrical circuits, MEC models are based on detailed magnetic modeling obtaining the machine's model by approximations of a network of reluctances and permeances.

Figure 4.5 illustrates a simplified MEC model of the induction machine. The MEC model is assembled such that every tooth on the stator is coupled to every tooth on the rotor, and vice versa. Air-gap reluctances depend on the relative position of the corresponding stator and rotor teeth [91]. The magnetic equivalent circuit includes closed loop paths containing rotor and stator teeth fluxes, ϕ^r and ϕ^s , respectively. Also, R_r and R_s are the stator and rotor teeth reluctances. The index, m , identifies a stator tooth and the index, n , identifies a rotor tooth. F_1, F_2, F_3 and F_4 correspond to the magneto-motive nodal forces and F_s, F_r correspond to the stator and rotor tooth magneto-motive forces. Contrary to MCC, where resistances and inductances must be estimated, in the case of MEC models, reluctances, R , or permeances must be obtained, usually via geometry calculations.

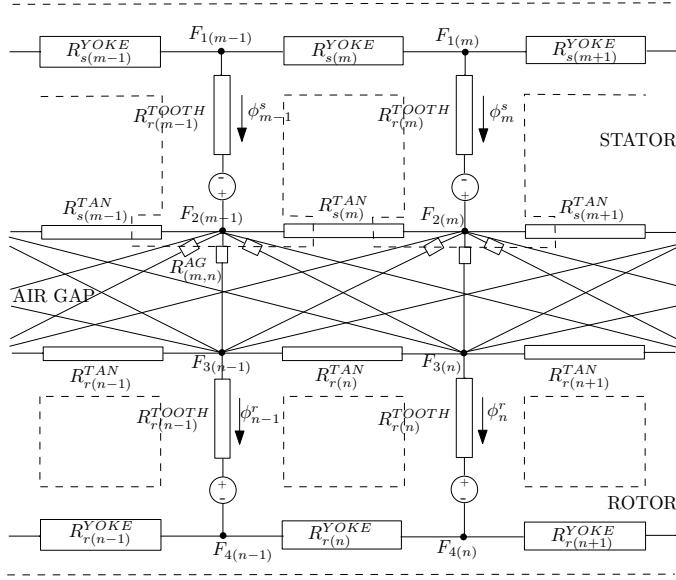


Figure 4.5: Simplified magnetic equivalent topology for healthy IM with closed rotor slot [91].

The magneto-motive forces can be approximated through FEM based simulations or the phase currents [69]. These permeances are expressed as functions of the machine geometry and the instantaneous fluxes. Thus, this approach allows to incorporate space-harmonics associated to discrete winding distributions, stator and rotor slotting and saliency effects caused by saturation of the magnetic materials [89]. The rotor and stator fluxes [ϕ] are related to the nodal magneto-motive forces [F] by the reluctances [R], from the equation:

$$[\phi] = [R][F] \quad (4.17)$$

On the other hand, the stator and rotor tooth magneto-motive forces are computed through the following expressions:

$$[F_s] = [F_2] - [F_1] + [R_s][\phi^s] \quad (4.18)$$

$$[F_r] = [F_3] - [F_4]^T - [R_r][\phi^r] \quad (4.19)$$

The expression for the electromagnetic torque, T_{em} , can be derived from the equation:

$$[T_{em}] = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{N_s} \sum_{n=1}^{N_r} (F_{2m} - F_{3n})^2 \frac{dP_{AG(m,n)}}{d\theta_r} \quad (4.20)$$

Where, θ_r is the rotor position in rads and $P_{AG(m,n)}$ is the air-gap permeance between the m stator tooth and the n rotor tooth.

The main difficulty of this type of modelling is to include the air gap permeance between a stator and a rotor tooth, since it is influenced by fringing. To overcome this, some authors propose to divide the permeance in four parts: a non interaction part, two partially overlapping parts and a constant part [71]. On the other hand, other authors as in [96] just exclude the fringing effect in the air gap permeance to reduce computation complexity obtaining a model able to run in a real-time simulation while keeping reasonable accuracy. Usually, due to the models characteristics, they require long simulation times. However, in [98], a MEC model suitable for real time simulation of IMs is proposed. To do this, the permeances are defined as a nonlinear function of magnetic scalar potentials due to iron saturation effect. Thus, the resulting model reduces the traditionally long simulation times and can be employed in the HIL test setup.

Regarding faulty IM's modelling, various IM faults have been modelled by the MEC approach, as shown in Table 4.3. However, very few work has been reported in the recent years for the case of bearings and eccentricity faults. As an example, [42] uses the MEC for the study of defective rolling bearings. For this purpose, the MEC model of the IM is developed by dividing the uniform distribution parts into a certain number of flux tubes. A magnetic equivalent network is formed by connecting these flux tubes with nodes. The defects in outer/inner raceways and rolling balls are, respectively, simulated by half-wave sinusoidal functions.

In the case of eccentricity, [56] proposes the implementation of a modified expression for the air gap permeance and includes the effects related to eccentric rotor positions in the development of their MEC model. These air gap permeances are able to represent a continuously changing permeance as a function of the rotor position. Alternatively, [47] develop a MEC model for real-time study of various faulted IMs. A discretization method in time-domain is utilised to keep the MEC coefficient matrix unchanged during nonlinear iterations,

in order to overcome the timing constraints of real-time simulation due to the non-linearity and rotation of electric machines.

According to the literature, MEC approach has the advantage of moderate computational complexity, especially when it is compared to the high accuracy modelling, but the accuracy during transient conditions is limited because it does not usually include distributed circuit effects in the rotor conductor or the stator ring leakage inductance [3, 67]. For example, in [67] the computing complexity is reduced by a single set of equations which includes magnetic and electric equations. Thus, this model can simulate the healthy and faulty machine under various kinds of faults by a single model, reducing the complexity of equations and the simulation time of the the conventional MEC approach. Similarly, [70] compares the the processing time for the same analysis for the proposed method and conventional MEC. This work reports processing times of more than 100 min for conventional MEC approach versus 64 min for the proposed method, which means a computation time improvement of about 39 %. Furthermore, if compared to FEM based, the resulting computation time is much shorter, about 5 %. More recently, [3] reports differences of 70 hours for a FEM analysis versus 18 min for the same analysis carried out via MEC approach. The MEC model achieves savings in computational costs of more than 97 % when compared with the FEM based while keeping good accuracy. To conclude, MEC based approach can be reasonably accurate in predicting machine performances over a range of operating points and load conditions as well as unbalanced excitation and faulty conditions, being considered a good compromise between the standard lumped parameter models and FEM based in terms of computation time and accuracy [96].

Table 4.3: MEC references for common faults.

Fault	References
Broken rotor bar	[47, 67, 91]
Stator short circuit	[33, 67, 69, 70]
Static eccentricity	[3, 31]
Dynamic eccentricity	[3]
Mixed eccentricity	[56]
Bearing/race defect	[42]

4.5 Models based on FEM

Circuit based models run fast but cannot provide comprehensive modeling as the field models. Techniques that can take into account the nonlinearities of the magnetic materials, as well as to avoid simplified assumptions about the geometry and arrangement of the windings, have been proposed. Numerical techniques based on FEM or boundary elements method, BEM, consider the above and can be used to accurately reproduce the performance of the induction machine [68]. Among them, FEM is the numerical method most reported in the technical literature, which can serve as a feasible approach in fault diagnosis of IMs.

This method uses the exact magnetic and geometric characteristics of the machine to compute their magnetic field distribution. This magnetic field distribution within the IM contains accurate information on the stator, rotor and the mechanical parts of the machine [29]. Moreover, it allows to calculate the machine parameters such as the magnetic flux density, inductances and electromagnetic torque including spacial harmonic effects and split winding pattern. Therefore, mostly IM faults can be reproduced by the monitoring the magnetic fields, [22, 92]. Faulty IM models are usually developed in 2D, which has the advantage of being very accurate in terms of magnetic phenomena. However these models do not include the skewing effect of the rotor, the end rings are disregarded and interconnection of the rotor bars is usually accounted for through the electrical circuit, considering the current source ideal [4].

The magneto-dynamic field problem for a general IM in 2D is expressed by the expression [11, 82]:

$$\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{\nu} \frac{dA_z}{dx} \right) + \frac{d}{dy} \left(\frac{1}{\nu} \frac{dA_z}{dy} \right) = -J_0 + \sigma \frac{dA_z}{dt} - \sigma \vec{v} \cdot \nabla x \vec{A} \quad (4.21)$$

Where \vec{A} is the magnetic vector potential, A_z is the z-component of the magnetic vector potential, J_0 is the applied density current source, \vec{v} is the velocity, σ is the electric conductivity and ν the permeability.

Magnetic flux density field, \vec{B} , is obtained from the expression:

$$\vec{B} = \nabla x \vec{A} \quad (4.22)$$

Subsequently, the forces are computed via the Maxwell stress tensor. It can be applied of in the modelling of IMs with fault and unbalanced cases. In recent years the technical literature has provided a wide variety of faulty IM

models based on FEM. Table 4.4 gives references for some typical faults. As an example, in [39] a fluxgate sensor is used to detect broken rotor bar fault pattern via the radial leakage flux using a 2D-time stepping finite element method (2D-TSFEM)

The proposed method and the traditionally used motor MCSA are compared to each other, stating that the proposed method is more accurate than the classical motor stator current analysis of the IMs [90]. However, the fluxgate sensor is challenging to use at the practical level. On the other hand, recently in [106] the effects of static eccentricity in electromagnetic parameters such as voltage, speed, torque, flux density and flux distribution for a faulty motor are accurately represented through TSFEM.

Although these models often produce better results in terms of accuracy, they require a significant computational capacity. Differences of 8 h for a FEM analysis versus 1 min for the same analysis using WFA have been reported in [60]. Even with modern processors, the computational effort required to complete FEM evaluation is notable [40]. Besides, they take long simulation times (from days to even weeks depending on the type of fault) for short time simulated periods [68]. On the other hand, the use of the machine symmetry, which would reduce meshing and computing time, cannot be applied in the case of faulty models. These constrains are even worse when a 3D analysis is performed, where the mesh increases in several orders of magnitude and therefore, simulation times increase exponentially [22]. Due to these drawbacks the use of FEM approach is limited in some fault diagnosis fields, such as the development of on-line condition monitoring (CM) systems or AI based fault diagnosis systems, which require a wide range of scenarios for different degrees of fault and combination of several types of fault. The evaluation of each scenario requires the full simulation of the new FEM model, with their corresponding long simulation times and high computational costs. Running these models in hardware simulators, which would allow reducing simulation times, is still challenging.

Table 4.4: FEM references for different types of faults.

Fault	References
Broken rotor bar	[4, 22, 27, 39, 63, 64, 90, 92, 94]
Broken end ring	[9]
Stator short circuit	[22, 28, 34, 78]
Static eccentricity	[22, 61, 92, 93, 106]
Dynamic eccentricity	[16, 92]
Mixed eccentricity	[29, 32, 103]
Bearing/race defect	[36, 46, 105]

4.6 Hybrid models

As mentioned above, the modelling based on FEM is very accurate but requires a high computing power and long running times, specially as compared with analytical models. However, analytical models assume some simplifications which affect their accuracy often render them unsuitable for fault diagnosis purposes. In an attempt to overcome this, the technical literature proposes the combination of FEM-analytical approaches to obtain models which can be run in real-time simulators with FEM level accuracy [59].

These models use FEM to pre-set the analytical model parameters accurately, allowing them to be run in real time simulators, which is a need for fault diagnosis purposes [8, 65]. For example, in [22] a hybrid model based on d-q approach, through equations (4.11)-(4.16), and finite element analysis is developed for looking into short circuit faults in IM drives. It proposes the integration of the model with real-time simulators. On the other hand, in [84] an analytical model with the accuracy of FEM is proposed. The sparse identification technique is used to reduce the number of FEM simulations required for the computing of the IM coupling parameters. The coupling parameters obtained are the ones used in the analytical model developed from MCC expressions (4.1)-(4.10), which is implemented in a real-time simulator for testing different severity degrees of static eccentricity. Thereby, simulation times and

memory resources are significantly reduced. Similarly, [6] solve through FEM the complete geometry of the IM to compute the coupling parameters and then, importing these parameters in the analytical model of the machine. In this case, FEM analysis run on multiple processor cores working in parallel with each other in order to speed up the simulations. Despite the improvements, these approaches still requires a large number of simulations and memory resources to obtain the coupling parameters.

In an attempt to overcome these issues, [85] propose the sparse identification to obtain a faulty IM model, reducing the FEM simulations required while keeping good accuracy. Savings in terms of computational capacity from more than 13 GB using FEM analysis to 5 MB with the proposed method are reported. This represents a reduction in computational costs of more than 99.9 %. However, it still require the full FEM analysis for every fault scenario, with their corresponding long simulation times and high computational costs. Differences of more than 10 hours for a FEM analysis versus 25 min for the same analysis carried out via a method based on computational mathematics is reported in [87]. This method allows to avoid the need of a FEM simulation for every new sampling point in the case of static eccentricity fault, reporting time savings of 95.83 % when compared to fully FEM simulations. These savings could be larger still in the case of TSFEM based models compared to the hybrid models. As mentioned in the previous section, TSFEM based models take long simulation times for short simulated spans, from days to even weeks depending on the type of fault. By contrast, the development of hybrid models to be run in real time platforms and implemented using computational reduction techniques can take about 25 minutes. Even adding the time to run one simulation (the same as the simulation time span being real time models) the time savings are over 98 %.

4.7 Conclusions

Accurate representation of faulty IMs is crucial for research and development in the area of condition monitoring to reduce the limitations of test benches. In this article, four research strategies for IM fault modelling in the literature are reviewed: models based on electrical circuits, models based on magnetic circuits, models based on numerical methods and hybrid models. Non-linearities and non-idealities of the IMs cannot be properly modeled using circuit-based models. On the other hand, although models based on numerical methods are more comprehensive, they require a significant computational capacity and long simulation times. Factors such as the size or the information available of

the machine can influence in the modelling technique applied; Nevertheless, for fault diagnosis purposes, the accuracy is one of the factors that can affect the most. There is a real need to establish a model which offer a good balance between accuracy and computation time. Thus, both models based on circuits and models based on numerical methods have limitations that the technical literature tries to overcome with the hybrid approach, obtaining promising results. Although the hybrid approach is more advanced, still few contributions have been reported in the technical literature so far. The combination of techniques for modelling faulty IMs can help in the development of methods, techniques and diagnosis systems with a substantial cost reduction when compared to the use of physical test benches. However a cost comparison between both alternatives will lack significance due to two main facts: first the cost associated with physical test benches largely depends on the rated power of the IM and auxiliary equipment, while for virtual ones it depends mainly on the required model complexity, and second, in real hardware the testing is often limited to a set of fault types and severity degrees and destructive testing results in additional equipment replacement costs, whereas virtual test benches are more flexible and can yield new simulations results at small additional costs.

References

- [1] Jaouher Ben Ali y col. “Application of empirical mode decomposition and artificial neural network for automatic bearing fault diagnosis based on vibration signals”. En: *Applied Acoustics* 89 (2015), págs. 16-27 (vid. pág. 122).
- [2] M. Z. Ali y col. “Machine Learning-Based Fault Diagnosis for Single- and Multi-Faults in Induction Motors Using Measured Stator Currents and Vibration Signals”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 55.3 (2019), págs. 2378-2391 (vid. págs. 122, 123).
- [3] Ramin Alipour-Sarabi, Zahra Nasiri-Gheidari y Hashem Oraee. “Development of a Three-Dimensional Magnetic Equivalent Circuit Model for Axial Flux Machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.7 (2019), págs. 5758-5767 (vid. pág. 136).
- [4] B. Asad y col. “The FEM Based Modeling and Corresponding Test Rig Preparation for Broken Rotor Bars Analysis”. En: *2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. 2019, págs. 1-9 (vid. págs. 137, 139).

- [5] B. Asad y col. “Winding Function Based Analytical Model of Squirrel Cage Induction Motor for Fault Diagnostics”. En: *2019 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED)*. 2019, págs. 1-6 (vid. pág. 130).
- [6] Bilal Asad y col. “The cluster computation-based hybrid FEM-analytical model of induction motor for fault diagnostics”. En: *Applied Sciences* 10.21 (2020), pág. 7572 (vid. pág. 140).
- [7] Lane Maria Rabelo Baccarini, Benjamim Rodrigues de Menezes y Walmir Matos Caminhas. “Fault induction dynamic model, suitable for computer simulation: Simulation results and experimental validation”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 24.1 (2010), págs. 300-311 (vid. pág. 133).
- [8] S. Bachir y col. “Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.3 (2006), págs. 963-973 (vid. pág. 139).
- [9] J. F. Bangura y col. “Diagnostics of eccentricities and bar/end-ring connector breakages in polyphase induction motors through a combination of time-series data mining and time-stepping coupled FE-state-space techniques”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.4 (2003), págs. 1005-1013 (vid. págs. 132, 133, 139).
- [10] M El Hachemi Benbouzid. “A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection”. En: *IEEE transactions on industrial electronics* 47.5 (2000), págs. 984-993 (vid. pág. 121).
- [11] Nicola Bianchi. *Electrical machine analysis using finite elements*. CRC press, 2005 (vid. pág. 137).
- [12] S Bindu y Vinod V Thomas. “A modified direct-quadrature axis model for characterization of air-gap mixed eccentricity faults in three-phase induction motor”. En: *International Review on Modelling and Simulations* 11.6 (2018), págs. 359-365 (vid. pág. 133).
- [13] S Bindu y Vinod V Thomas. “Detection of Static Air-Gap Eccentricity in Three-Phase Squirrel Cage Induction Motor Through Stator Current and Vibration Analysis”. En: *Advances in Power Systems and Energy Management*. Springer, 2018, págs. 511-518 (vid. pág. 133).
- [14] G. R. Bossio y col. “Evaluation of harmonic current sidebands for broken bar diagnosis in induction motors”. En: *2009 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*. 2009, págs. 1-6 (vid. pág. 130).

- [15] M Bouzid y Gérard Champenois. “An efficient, simplified multiple-coupled circuit model of the induction motor aimed to simulate different types of stator faults”. En: *Mathematics and computers in simulation* 90 (2013), págs. 98-115 (vid. pág. 130).
- [16] Ahcene Bouzida y col. “Dynamic eccentricity fault diagnosis in induction motors using finite element method and experimental tests”. En: *International Journal of Industrial Electronics and Drives* 3.4 (2017), págs. 199-209 (vid. pág. 139).
- [17] Aleksandar Brkovic y col. “Early fault detection and diagnosis in bearings for more efficient operation of rotating machinery”. En: *Energy* 136 (2017), págs. 63-71 (vid. pág. 121).
- [18] Jordi Burriel-Valecia y col. “Automatic fault diagnostic system for induction motors under transient regime optimized with expert systems”. En: *Electronics* 8.1 (2019), pág. 6 (vid. págs. 122, 123).
- [19] Martin Čalasan y col. “Parameter Estimation of Induction Machine Single-Cage and Double-Cage Models Using a Hybrid Simulated Annealing–Evaporation Rate Water Cycle Algorithm”. En: *Mathematics* 8.6 (2020), pág. 1024 (vid. pág. 130).
- [20] Hang Seng Che y col. “Parameter estimation of asymmetrical six-phase induction machines using modified standard tests”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.8 (2017), págs. 6075-6085 (vid. pág. 130).
- [21] Amit Choudhary, Duli Chand Meena y Animesh Kumar Patra. “Asynchronous Motor Modeling in Simulink for Stator and Rotor Fault Analysis”. En: *2019 International Conference on Green and Human Information Technology (ICGHIT)*. IEEE. 2019, págs. 82-85 (vid. págs. 131, 133).
- [22] A. Constantin. “Detection Based on Stator Current Signature of the Single and Combined Short-Circuit, Broken Bar and Eccentricity Faults in Induction Motors”. En: *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*. 2019, págs. 1-6 (vid. págs. 137-139).
- [23] I. Culbert y J. Letal. “Signature Analysis for Online Motor Diagnostics: Early Detection of Rotating Machine Problems Prior to Failure”. En: *IEEE Industry Applications Magazine* 23.4 (2017), págs. 76-81 (vid. pág. 121).
- [24] Paulo Antonio Delgado-Arredondo y col. “Methodology for fault detection in induction motors via sound and vibration signals”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 83 (2017), págs. 568 -589. ISSN: 0888-3270 (vid. pág. 121).

- [25] V. Devanneaux y col. “An accurate model of squirrel cage induction machines under stator faults”. En: *Mathematics and Computers in Simulation* 63.3 (2003). Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, págs. 377 -391. ISSN: 0378-4754 (vid. pág. 130).
- [26] K. Edomwandekhoe y X. Liang. “Advanced feature selection for broken rotor bar faults in induction motors”. En: *2018 IEEE/IAS 54th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I CPS)*. 2018, págs. 1-10 (vid. págs. 122, 123).
- [27] K. Edomwandekhoe y X. Liang. “Current Spectral Analysis of Broken Rotor Bar Faults for Induction Motors”. En: *2018 IEEE Canadian Conference on Electrical Computer Engineering (CCECE)*. 2018, págs. 1-5 (vid. pág. 139).
- [28] 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”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 55.6 (2019), págs. 1-5 (vid. pág. 139).
- [29] J. Faiz, B. M. Ebrahimi y H. A. Toliyat. “Effect of Magnetic Saturation on Static and Mixed Eccentricity Fault Diagnosis in Induction Motor”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 45.8 (2009), págs. 3137-3144 (vid. págs. 137, 139).
- [30] J. Faiz y M. Ojaghi. “Unified winding function approach for dynamic simulation of different kinds of eccentricity faults in cage induction machines”. En: *IET Electric Power Applications* 3.5 (2009), págs. 461-470 (vid. pág. 130).
- [31] Jawad Faiz, Mahmud Ghasemi-Bijan y Bashir Mahdi Ebrahimi. “Modeling and diagnosing eccentricity fault using three-dimensional magnetic equivalent circuit model of three-phase squirrel-cage induction motor”. En: *Electric Power Components and Systems* 43.11 (2015), págs. 1246-1256 (vid. pág. 136).
- [32] Jawad Faiz y Seyed Mohammad Mahdi Moosavi. “Detection of mixed eccentricity fault in doubly-fed induction generator based on reactive power spectrum”. En: *IET Electric Power Applications* 11.6 (2017), págs. 1076-1084 (vid. pág. 139).
- [33] Jawad Faiz y col. “Magnetic equivalent circuit modelling of doubly-fed induction generator with assessment of rotor inter-turn short-circuit fault indices”. En: *IET Renewable Power Generation* 10.9 (2016), págs. 1431-1440 (vid. pág. 136).

- [34] V. Fireteanu, V. Leconte y A. Constantin. “Finite element analysis on early detection of the short-circuit faults in induction machines through harmonics of the stator currents or of the neighboring magnetic field”. En: *2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP)*. 2017, págs. 420-427 (vid. pág. 139).
- [35] Purushottam Gangsar y Rajiv Tiwari. “Signal based condition monitoring techniques for fault detection and diagnosis of induction motors: A state-of-the-art review”. En: *Mechanical systems and signal processing* 144 (2020), pág. 106908 (vid. pág. 120).
- [36] Y. Gao, X. Liu y J. Xiang. “FEM Simulation-Based Generative Adversarial Networks to Detect Bearing Faults”. En: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 16.7 (2020), págs. 4961-4971 (vid. pág. 139).
- [37] E. Ghosh y col. “DNN-Based Predictive Magnetic Flux Reference for Harmonic Compensation Control in Magnetically Unbalanced Induction Motor”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 53.11 (2017), págs. 1-7 (vid. pág. 122).
- [38] Adam Glowacz y Zygfryd Glowacz. “Diagnostics of stator faults of the single-phase induction motor using thermal images, MoASoS and selected classifiers”. En: *Measurement* 93 (2016), págs. 86 -93. ISSN: 0263-2241 (vid. pág. 121).
- [39] T. Goktas y col. “Broken rotor bar fault monitoring based on fluxgate sensor measurement of leakage flux”. En: *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. 2017, págs. 1-6 (vid. págs. 138, 139).
- [40] Bon-Gwan Gu. “Offline interturn fault diagnosis method for induction motors by impedance analysis”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.7 (2017), págs. 5913-5920 (vid. pág. 138).
- [41] Amal Guezmil y col. “Detecting inter-turn short-circuit fault in induction machine using high-order sliding mode observer: simulation and experimental verification”. En: *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* 28.4 (2017), págs. 532-540 (vid. págs. 132, 133).
- [42] Qinkai Han y col. “Stator current model for detecting rolling bearing faults in induction motors using magnetic equivalent circuits”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 131 (2019), págs. 554-575 (vid. págs. 135, 136).

- [43] H. Henao y col. “Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines: A Review of Diagnostic Techniques”. En: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 8.2 (2014), págs. 31-42 (vid. pág. 121).
- [44] G. Houdouin y col. “A winding function theory based global method for the simulation of faulty induction machines”. En: *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03*. Vol. 1. 2003, 297-303 vol.1 (vid. pág. 130).
- [45] T. Ilamparithi y S. Nandi. “Comparison of results for eccentric cage induction motor using Finite Element method and Modified Winding Function Approach”. En: *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India*. 2010, págs. 1-7 (vid. págs. 129, 130).
- [46] F. Immovilli y col. “Bearing Fault Model for Induction Motor With Externally Induced Vibration”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.8 (2013), págs. 3408-3418 (vid. pág. 139).
- [47] Behzad Jandaghi y Venkata Dinavahi. “Real-time HIL emulation of faulted electric machines based on nonlinear MEC model”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 34.3 (2019), págs. 1190-1199 (vid. págs. 135, 136).
- [48] M. Jannati, N. R. N. Idris y Z. Salam. “A new method for modeling and vector control of unbalanced induction motors”. En: *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2012, págs. 3625-3632 (vid. pág. 133).
- [49] G. M. Joksimovic. “Double-fed Induction Machine Dynamic Modeling using Winding Function Approach”. En: *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*. Vol. 1. 2007, págs. 694-697 (vid. pág. 126).
- [50] G. M. Joksimovic y col. “Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-winding function approach”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 15.2 (2000), págs. 143-148 (vid. págs. 126, 130).
- [51] J. Jung y B. Kwon. “Corrosion Model of a Rotor-Bar-Under-Fault Progress in Induction Motors”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.6 (2006), págs. 1829-1841 (vid. págs. 129, 130).
- [52] Mohamed Yazid Kaikaa, Marouane Hadjami y Abdelmalek Khezzar. “Effects of the simultaneous presence of static eccentricity and broken rotor bars on the stator current of induction machine”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.5 (2013), págs. 2452-2463 (vid. págs. 129, 130).

- [53] S. Karmakar y col. *Induction motor diagnosis*. Springer, 2016 (vid. pág. 120).
- [54] M. S. R. Krishna y K. S. Ravi. “Fault diagnosis of induction motor using Motor Current Signature Analysis”. En: *2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*. 2013, págs. 180-186 (vid. págs. 125, 130).
- [55] R. R. Kumar y col. “A Topological Neural Based Scheme for Classification of Faults in Induction Machines”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2020), págs. 1-1 (vid. pág. 122).
- [56] Jonas Lannoo y col. “Improved air gap permeance model to characterise the transient behaviour of electrical machines using magnetic equivalent circuit method”. En: *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields* (2020), pág. 2749 (vid. págs. 121, 135, 136).
- [57] X. Liang y K. Edomwandekhoe. “Condition monitoring techniques for induction motors”. En: *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 2017, págs. 1-10 (vid. pág. 121).
- [58] Whei-Min Lin, Tzu-Jung Su y Rong-Ching Wu. “Parameter identification of induction machine with a starting no-load low-voltage test”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.1 (2011), págs. 352-360 (vid. págs. 130, 131).
- [59] Zaixun Ling y col. “Equivalent circuit parameters calculation of induction motor by finite element analysis”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 50.2 (2014), págs. 833-836 (vid. pág. 139).
- [60] Thierry Lubin y col. “Comparison between finite-element analysis and winding function theory for inductances and torque calculation of a synchronous reluctance machine”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 43.8 (2007), págs. 3406-3410 (vid. pág. 138).
- [61] M. M. Mafruddin, S. Suwarno y A. Abu-Siada. “Finite Element Simulation of a 126 MW Salient Pole Synchronous Generator with Rotor Eccentricity”. En: *2019 2nd International Conference on High Voltage Engineering and Power Systems (ICHVEPS)*. 2019, págs. 1-96 (vid. pág. 139).
- [62] G. S. Magagula, A. F. Nnachi y A. O. Akumu. “Broken Rotor Bar Fault Simulation And Analysis In D-q Reference Frame”. En: *2020 IEEE PES/IAS PowerAfrica*. 2020, págs. 1-4 (vid. pág. 133).

- [63] E. Makhetha, M. Muteba y D. V. Nicolae. “Effect of Rotor bar Shape and Stator Slot Opening on the Performance of Three Phase Squirrel Cage Induction Motors with Broken Rotor Bars”. En: *2019 Southern African Universities Power Engineering Conference/Robotics and Mechatronics/Pattern Recognition Association of South Africa (SAUPE-C/RobMech/PRASA)*. 2019, págs. 463-468 (vid. pág. 139).
- [64] 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, págs. 240-246 (vid. pág. 139).
- [65] J Martinez, A Belahcen y JG Detoni. “A 2D magnetic and 3D mechanical coupled finite element model for the study of the dynamic vibrations in the stator of induction motors”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 66 (2016), págs. 640-656 (vid. pág. 139).
- [66] Min Kang y Jin Huang. “Simulation and analysis of squirrel cage induction machines under rotor internal faults”. En: *2005 International Conference on Electrical Machines and Systems*. Vol. 3. 2005, 2023-2027 Vol. 3 (vid. pág. 133).
- [67] Peyman Naderi. “Modified magnetic-equivalent-circuit approach for various faults studying in saturable double-cage-induction machines”. En: *IET Electric Power Applications* 11.7 (2017), págs. 1224-1234 (vid. pág. 136).
- [68] Peyman Naderi y Farzad Fallahi. “Eccentricity fault diagnosis in three-phase-wound-rotor induction machine using numerical discrete modeling method”. En: *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields* 29.5 (2016), págs. 982-997 (vid. págs. 137, 138).
- [69] Peyman Naderi, Mohsen Rostami y Arman Ramezannezhad. “Phase-to-phase fault detection method for synchronous reluctance machine using MEC method”. En: *Electrical Engineering* 101.2 (2019), págs. 575-586 (vid. págs. 134, 136).
- [70] Peyman Naderi y Abbas Shiri. “Rotor/stator inter-turn short circuit fault detection for saturable wound-rotor induction machine by modified magnetic equivalent circuit approach”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 53.7 (2017), págs. 1-13 (vid. pág. 136).
- [71] Jalal Nazarzadeh y Vahid Naeini. “Magnetic reluctance method for dynamical modeling of squirrel cage induction machines”. En: *Electric machines and Drives* (2011), pág. 262 (vid. pág. 135).

- [72] Mitja Nemec y col. “Simplified model of induction machine with broken rotor bars”. En: *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*. IEEE. 2016, págs. 1085-1090 (vid. pág. 133).
- [73] D. Novotny y T. Lipo. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Claredon Press, Oxford, 2007 (vid. pág. 132).
- [74] M. Ojaghi, M. Sabouri y J. Faiz. “Analytic Model for Induction Motors Under Localized Bearing Faults”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 33.2 (2018), págs. 617-626 (vid. pág. 130).
- [75] M. Ojaghi y N. Yazdandoost. “Winding function approach to simulate induction motors under sleeve bearing fault”. En: *2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. 2014, págs. 158-163 (vid. pág. 130).
- [76] T. Omar y col. “Modeling of the induction machine for the diagnosis of rotor defects. Part I. An approach of magnetically coupled multiple circuits”. En: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005*. 2005, 8 pp (vid. págs. 124, 130).
- [77] Ranjan Pal y Amiya Mohanty. “A simplified dynamical model of mixed eccentricity fault in a three phase induction motor”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* (2020) (vid. pág. 130).
- [78] K. Prasob, N. P. Kumar y T. B. Isha. “Inter-turn short circuit fault analysis of PWM inverter fed three-phase induction motor using Finite Element Method”. En: *2017 International Conference on Circuit ,Power and Computing Technologies (ICCPCT)*. 2017, págs. 1-6 (vid. pág. 139).
- [79] A. Purvee y G. Banerjee. “Dynamic simulation and experimental results of bearing faults of squirrel cage induction motor”. En: *2012 IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*. 2012, págs. 718-722 (vid. pág. 130).
- [80] A. Purvee y col. “Rotor Fault Detection of Squirrel Cage Induction Motor Using Spectrum Analysis of Dynamic Simulation and Experimental Validation”. En: *2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. 2019, págs. 1623-1628 (vid. pág. 130).
- [81] Ashraf Saleem, Rateb Issa y Tarek Tutunji. “Hardware-in-the-loop for on-line identification and control of three-phase squirrel cage induction motors”. En: *Simulation Modelling Practice and Theory* 18.3 (2010), págs. 277-290 (vid. pág. 132).
- [82] Sheppard Joel Salon. *Finite element analysis of electrical machines*. Vol. 101. Kluwer academic publishers Boston, 1995 (vid. pág. 137).

- [83] H. Samir, T. Omar e I. Rachid. “Generalized two axes model of a squirrel-cage induction motor for rotor fault diagnosis”. En: *Serbian Journal of Electrical Engineering* 5.1 (2008), págs. 155-170 (vid. pág. 133).
- [84] A. Sapena-Bano y col. “FEM-Analytical Hybrid Model for Real Time Simulation of IMs Under Static Eccentricity Fault”. En: *2019 IEEE 12th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. 2019, págs. 108-114 (vid. pág. 139).
- [85] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with finite element accuracy for condition monitoring running in real time using hardware in the loop system”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 111 (2019), págs. 315 -324. ISSN: 0142-0615 (vid. pág. 140).
- [86] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with space harmonics for fault diagnosis based on the convolution theorem”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 100 (2018), págs. 463-481 (vid. págs. 126, 129).
- [87] A. Sapena-Bano y col. “Model reduction based on sparse identification techniques for induction machines: Towards the real time and accuracy-guaranteed simulation of faulty induction machines”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 125 (), pág. 106417 (vid. pág. 140).
- [88] J. Seshadrinath, B. Singh y B. K. Panigrahi. “Vibration Analysis Based Interturn Fault Diagnosis in Induction Machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10.1 (2014), págs. 340-350 (vid. pág. 121).
- [89] Arvind Singh y col. “A review of induction motor fault modeling”. En: *Electric Power Systems Research* 133 (2016), págs. 191 -197 (vid. págs. 129, 132, 134).
- [90] N. Sittisrijan y S. Ruangsinchaiwanich. “Analysis of stator current waveforms of induction motor with broken bar conditions”. En: *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*. 2011, págs. 1-6 (vid. págs. 138, 139).
- [91] Gennadi Y Sizov, Chia-Chou Yeh y Nabeel AO Demerdash. “Magnetic equivalent circuit modeling of induction machines under stator and rotor fault conditions”. En: *2009 IEEE International Electric Machines and Drives Conference*. IEEE. 2009, págs. 119-124 (vid. págs. 133, 134, 136).

- [92] T. J. Sobczyk y col. “Characteristic Features of Rotor Bar Current Frequency Spectrum in Cage Induction Machine with Inner Faults”. En: *2019 IEEE 12th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. 2019, págs. 115-120 (vid. págs. 137, 139).
- [93] J. Sobra y col. “Experimental Verification of the Finite Element Analysis of an Induction Machine with Implemented Static Eccentricity Fault”. En: *2018 18th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*. 2018, págs. 1-5 (vid. pág. 139).
- [94] D. V. Spyropoulos y col. “The influence of the broken bar fault on the magnetic field and electromagnetic torque in 3-phase induction motors”. En: *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*. 2012, págs. 1868-1874 (vid. pág. 139).
- [95] G. C. Stone, H. G. Sedding y C. Chan. “Experience With Online Partial-Discharge Measurement in High-Voltage Inverter-Fed Motors”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.1 (2018), págs. 866-872 (vid. pág. 121).
- [96] S. D. Sudhoff y col. “Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Motors”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 22.2 (2007), págs. 259-270 (vid. págs. 135, 136).
- [97] Jing Tang y col. “Modeling and Evaluation of Stator and Rotor Faults for Induction Motors”. En: *Energies* 13.1 (2020). ISSN: 1996-1073 (vid. págs. 124, 125, 129, 130).
- [98] Nariman Roshandel Tavana y Venkata Dinavahi. “Real-time nonlinear magnetic equivalent circuit model of induction machine on FPGA for hardware-in-the-loop simulation”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 31.2 (2016), págs. 520-530 (vid. pág. 135).
- [99] Carla Terron-Santiago y col. “A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling”. En: *Sensors* 21.14 (2021), pág. 4855 (vid. pág. 119).
- [100] Hamid A Toliyat, Emil Levi y Mona Raina. “A review of RFO induction motor parameter estimation techniques”. En: *IEEE transactions on Energy conversion* 18.2 (2003), págs. 271-283 (vid. pág. 130).
- [101] Hamid A Toliyat, Thomas A Lipo y J Coleman White. “Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. I. Motor analysis”. En: *IEEE Transactions on Energy conversion* 6.4 (1991), págs. 679-683 (vid. pág. 130).

- [102] Rafia Nishat Toma, Alexander E Prosvirin y Jong-Myon Kim. “Bearing Fault Diagnosis of Induction Motors Using a Genetic Algorithm and Machine Learning Classifiers”. En: *Sensors* 20.7 (2020), pág. 1884 (vid. pág. 122).
- [103] H. Torkaman, E. Afjei y P. Yadegari. “Static, Dynamic, and Mixed Eccentricity Faults Diagnosis in Switched Reluctance Motors Using Transient Finite Element Method and Experiments”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 48.8 (2012), págs. 2254-2264 (vid. pág. 139).
- [104] O. Touhami y col. “Modeling of the induction machine for the diagnosis of rotor defects. Part. II. Simulation and experimental results”. En: *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005.* 2005, 6 pp (vid. pág. 124).
- [105] C Vinothraj, N Praveen Kumar y TB Isha. “Bearing fault analysis in induction motor drives using finite element method”. En: *International Journals of Engineering & Technology* 7.3.6 (2018), págs. 30-34 (vid. pág. 139).
- [106] Sreedharala Viswanath, N Praveen Kumar y TB Isha. “Static Eccentricity Fault in Induction Motor Drive Using Finite Element Method”. En: *Advances in Electrical and Computer Technologies*. Springer, 2020, págs. 1291-1302 (vid. págs. 138, 139).
- [107] Chen Wang y col. “A model-based method for bearing fault detection using motor current”. En: *Journal of Physics: Conference Series*. Vol. 1650. 3. IOP Publishing. 2020, pág. 032130 (vid. págs. 126, 130).
- [108] N Yassa y M Rachek. “Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis”. En: *Mathematics and Computers in Simulation* 167 (2020), págs. 325-339 (vid. págs. 131-133).
- [109] N Yassa, M Rachek y H Houassine. “Motor current signature analysis for the air gap eccentricity detection in the squirrel cage induction machines”. En: *Energy Procedia* 162 (2019), págs. 251-262 (vid. págs. 126, 129, 130).
- [110] Zuyu Yin y Jian Hou. “Recent advances on SVM based fault diagnosis and process monitoring in complicated industrial processes”. En: *Neurocomputing* 174 (2016), págs. 643 -650. ISSN: 0925-2312 (vid. pág. 122).
- [111] Shen Zhang y col. “Model-Based Analysis and Quantification of Bearing Faults in Induction Machines”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 56.3 (2020), págs. 2158-2170 (vid. pág. 133).

- [112] Y. Zheng y col. “Dynamic Startup Characteristics Analysis of Single-winding Pole Changing Line-start Canned Solid-Rotor Induction Motor with Squirrel-cage”. En: *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2019, págs. 1-6 (vid. pág. 129).
- [113] Salah Zouzou y col. “Modeling of induction machines with skewed rotor slots dedicated to rotor faults”. En: oct. de 2005, págs. 1 -6 (vid. págs. 126, 130).

Capítulo 5

Low Computational Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation

El artículo ha sido publicado en la revista "Sensors" [40] del grupo MDPI. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (14/72).

5.1 Abstract

Since it is not efficient to physically study many machine failures, models of faulty IMs have attracted a rising interest. These models must be accurate enough to include fault effects and must be computed with relatively low resources to reproduce different fault scenarios. Moreover, they should run in real time in order to develop on-line CM systems. Hybrid FEM-analytical models have been recently proposed for fault diagnosis purposes since they keep good accuracy, which is widely accepted, and they can run in real-time simulators. However, these models still require the full simulation of the FEM model to compute the parameters of the analytical model for each faulty scenario with its corresponding computing needs. In an attempt to address these drawbacks (large computing power and memory resources requirements) this paper proposes the sparse identification techniques in combination with the trigonometric interpolation polynomial for the computation of an IM model parameters. The proposed model keeps accuracy similar to a FEM model at a much lower computational effort, which could contribute to the development and to the testing of condition monitoring systems. This approach has been applied to develop an IM model under static eccentricity conditions, but this may extend to other fault types.

Keywords:fault diagnosis; sparse identification; model order reduction; induction machines.

5.2 Introduction

One of the most common electrical machines in industry are IMs. These machines play an important role in the safe and efficient operation of various types of industrial applications due to their numerous strengths, such as simplicity, ruggedness and high reliability, at relatively low cost. However, they are not free from faults that may lead to unexpected failures, causing large economic losses. For this reason, reducing operation and maintenance costs as well as improving reliability have become crucial issues in their maintenance [28]. Many magnitudes have been proposed in the technical literature for CM systems, being the stator current one of the most widely used due to its low requirements. Few hardware (only a current clamp is needed) and low software resources are required [13]. Therefore, MCSA approach for IM fault diagnosis has become one of the most common and well-established method nowadays.

On-line CM systems and CM systems based on AI, as neural networks (ANN) [17], principal component analysis [27] and more recently support vector machines (SVM) [44], are becoming very important in IMs CM since they greatly improve reliability and maintainability in a wide range of industrial applications. The development of these systems would allow to detect faults at early stage and to evaluate their evolution in order to define not only the maintenance operations but also the right time to implement them. As an example, knowing the right time to carry out maintenance tasks would help keeping the profitability of a wind farm along its operational life time [20].

IMs in many applications scenarios work under non-stationary conditions or even transient conditions; such as in wind farms, where the wind variability involves non stationary working conditions. Under these conditions, traditional fast Fourier transform (FFT)-based techniques are no longer effective to the fault diagnosis of the IM. Several advanced signal processing techniques have already been investigated to overcome the limitations of the conventional FFT-based techniques [10]. Nonetheless, the use of these complex techniques results in a large volume of data and its analysis requires high skilled maintenance professionals.

In an attempt to avoid these problems and to make diagnostic algorithms more reliable, artificial intelligence (AI) tools are used for fault diagnosis of the electrical rotating machines with the aim of detecting faults at very early stage and of reducing false alarms rates. These techniques could also be used with on-line CM systems, which continuously monitor the machine status. However, the development and training of these expert systems to predict the upcoming failure from IMs is a challenge nowadays, since it requires to obtain a large number of current measurements from different types of machines and with different severity degrees of a given fault or simultaneous faults under different working conditions [8]. These requirements are difficult to replicate with actual IMs working in the industry, since there is a limited number of IMs running under faulty conditions. On the other hand, the use of IMs in laboratory test benches is costly; a large number of destructive testing is needed and the artificial introduction of progressive failure degrees and varying working conditions is challenging. Moreover, the condition monitoring systems could be only tested with the machines available in the test benches and with the working conditions the test bench can reproduce. Therefore, test benches are a somehow limited source of data for the development and training of CM based on AI.

Alternatively, the interest in accurate models of faulty IMs is increasing. Models would allow to reduce the number of destructive tests needed to develop

new diagnostic techniques and to develop and test CM based on embedded devices [25]. They would also be very helpful to train expert systems [4], to develop vector classifiers [23], to get a comprehensive understanding of the observed phenomena and to define and compare different fault indexes [12]. These models, therefore, should consider the detailed structure of the machine to obtain simulation results that faithfully reproduce the behaviour of the actual IM [34]. Moreover, they must allow to monitor the magnitude analyzed for fault detection, as well as running in real time to develop and test on-line condition monitoring systems [19]. In the following subsection, the most recent advances in the development of faulty IM models are reviewed.

5.2.1 Fault modelling methods

Several models of faulty IMs can be found in the technical literature, which can be broadly categorized as models based on electrical circuits, models based on magnetic circuits, models based on numerical methods and hybrid models. Models based on MCC comprise the stator and rotor in multiple inductive circuits, which are coupled together [45]. Resistance parameters are usually estimated by analyzing the dimensions of conducting paths. However, the calculation of the inductance parameters of a faulty machine is far more complex. Several methods have been reported, being WFA and MWFA some of the most common methods to compute the inductance parameters, [18, 37].

Afterwards, with the aim of simplifying MCC models, d-q models were introduced. They use orthogonal components of voltage and currents by Park and Clark transforms [42]. The same parameter estimation techniques are typically used as in MCC models. They are very fast and, thus, can be implemented in HIL simulation systems [30]. However, the applicability of these kind of models for fault diagnosis purposes is quite limited since they are not able to reproduce the effect of spatial harmonics or asymmetries, which directly affect variables such as speed, currents and other performance IM parameters required for CM systems.

Contrary to MCC approach, which is based on coupled electrical circuits, MEC is based on detailed magnetic modeling of the machine by estimation of reluctances and permeances [16]. These models have the advantage of moderate computational complexity if compared to high accuracy modelling such as FEM based, but the accuracy during transient conditions is usually limited, since these models do not usually include distributes circuit effects in the rotor conductor or the stator ring leakage inductance [1].

Accurate simulations of faulty IMs requires taking into account the non-linearities of the magnetic materials as well as avoiding the simplifying hypotheses regarding the geometry and windings arrangement. Circuit based models run fast but cannot provide comprehensive modelling as numerical methods, as those based on FEM. FEM methods use the exact magnetic and geometric characteristics of the machine to compute their magnetic field distribution, thus, accurately reproduce the IM behaviour under failure conditions. However, they require a significant computational capacity and long simulation times, which can vary from minutes to weeks or even months in cases of highly asymmetrical faults such as eccentricity or rotor broken bars [7]. The effects of these type of faults in electromagnetic parameters such as voltage, speed, torque, flux density and flux distribution for a faulty machine are accurately represented through TSFEM [35, 41]. However, even with modern processors, the computational effort required to complete FEM evaluation is notable [14]. Differences of more than 3h for a FEM analysis versus 7.6 s via an analytical method have been reported in [32]. On the other hand, fault conditions often imply that the simplifications commonly used to reduce computational costs and increase simulation speed, such as machine symmetry, cannot be used [39]. Thus, the study of several degrees of failure using FEM is a complex matter [24]. Besides, running these models in hardware simulators, which allow reducing these times, is problematic so far.

To overcome these drawbacks, hybrid FEM-analytical models simulations have been recently proposed in the technical literature for fault diagnosis purposes [38]. FEM analysis is used to identify the parameters of an analytical model of the machine. The high accuracy of the model obtained can run in real time in HIL systems. However, the study of different degrees of a given fault or combination of several types of fault could be unaffordable, since it requires the full simulation of the FEM model for each scenario. To address these drawbacks, [31] proposes the sparse subspace learning (SSL) and hierarchical Lagrange interpolation (HLI) polynomial from a selected number of FEM simulations to compute the inductance matrix of the faulty IM model. This method reduces the number of FEM simulations to obtain the coupling parameters of the faulty machine for each fault and severity degree under study, resulting in large savings in memory resources when compared with FEM. However, it still requires several GB in memory resources for every degree of a given fault. Therefore, although it reduces computational costs compared to traditional FEM methods, it still needs a large number of fully FEM simulations. Moreover, its implementation for other kind of machines or the inclusion of different kind of faults is challenging. In a similar way, [2] presents an analytical model where FEM is used to compute the coupling parameters of the faulty machine. In this

case, FEM analysis run on multiple processor cores working in parallel with each other to reduce the simulation time needs. Despite the improvements these approaches present, they still require long simulation times and large computational resources. Savings on these issues are essential where a large number of studies are required, such as fault diagnosis testing. In this context, this paper proposes the use of the sparse identification and trigonometric interpolation polynomial to minimize the number of FEM simulations required to develop a hybrid FEM-analytical model of a faulty IM. A very reduced set of magneto-static FEM simulations is required to build the trigonometric polynomial basis with which compute the inductance matrix of a faulty machine. The proposed method is applied to develop an accurate model, valid to run in real time, that simulates various static eccentricity fault scenarios. The resulting model keeps a good accuracy while drastically reducing computational effort and simulation times.

The paper is structured as follows. In Section 5.3 the equations that define the analytical model of an IM are described and the process to calculate the coupling parameters is introduced. In addition, the characteristics of the case of study and the main drawbacks of the approach are shown. Section 5.4 presents the methodology followed to calculate the parametric basis. The main results are in Section 5.5, where the coupling parameters obtained with the proposed method are compared to the those obtained using FEM simulations. In Section 5.6 the fault diagnosis results are analyzed in detail. Finally experimental results and conclusions are presented in Section 5.7 and 5.8 respectively.

5.3 System equations

The behaviour of an IM with m stator and n rotor phases can be defined by the following equations system [6, 15]:

$$[U_s] = [R_s][I_s] + d[\Psi_s]/dt \quad (5.1)$$

$$[U_r] = [R_r][I_r] + d[\Psi_r]/dt \quad (5.2)$$

Where subscripts s and r are used for the stator and rotor, respectively. $[U]$ is the phase voltage matrix, $[I]$ is the phase current matrix, $[\Psi]$ is the flux linkages matrix and $[R]$ is the resistances matrix. $[R_s]$ is the submatrix of resistances for every stator phase and $[R_r]$ is the submatrix of resistances of

every rotor phase in the case of wound rotor, or of every bar in the case of squirrel-cage rotor. $[U]$ and $[\Psi]$ are composed of:

$$[U_s] = [u_{s1}, u_{s2}, \dots, U_{sm}]^T \quad (5.3)$$

$$[U_r] = [u_{r1}, u_{r2}, \dots, U_{rn}]^T \quad (5.4)$$

$$[\Psi_s] = [L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r] \quad (5.5)$$

$$[\Psi_r] = [L_{sr}]^T[I_s] + [L_{rr}][I_r] \quad (5.6)$$

On the other hand, the electromechanical torque generated by the machine, T_e , is given by:

$$[T_e] = \frac{1}{2}[I]^T \frac{d[L]}{d\theta}[I] \quad (5.7)$$

Where θ is the mechanical or geometric angle between the main rotor axis and the stator fixed reference and $[L]$ is the inductance matrix, which is given by:

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Where $[L_{ss}]$ contains the mutual inductances between the stator phases and their leakage inductances, $[L_{rr}]$ are the mutual rotor inductances between rotor phases and their leakage inductances and $[L_{sr}]$ contains the mutual inductances between stator and rotor phases. Finally, the mechanical behaviour is modelled by the following equation:

$$[T_e] - [T_{load}] = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (5.9)$$

Where T_{load} is the mechanical load torque, J is the inertia moment and B is the friction coefficient.

In this work, the system of Equations (5.1)-(5.9) is solved using Matlab/Simulink. Thus, a model in Simulink has been developed for obtaining its numerical solution in the time domain, as shown in Figure 5.1. To this end, stator and rotor items are grouped in terms of differential equations as it shown in the following:

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \right) \quad (5.10)$$

$$T_e = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} I_s & I_r \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \left(\begin{bmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^T & L_{rr} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$T_e - T_{load} = J \frac{d^2\theta}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (5.12)$$

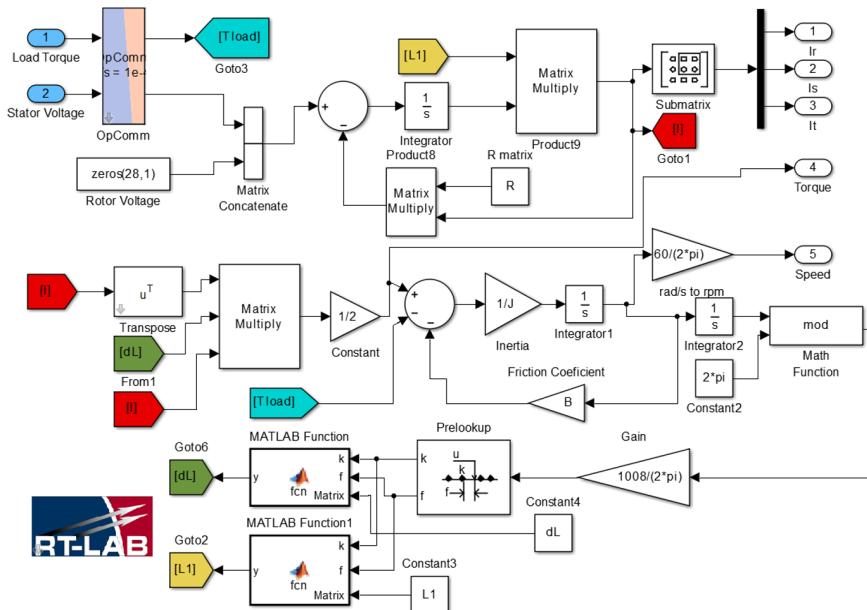


Figure 5.1: Analytical model of the induction machine using Equations (5.10)-(5.12) in Matlab/Simulink. The characteristics of the machine are found in Table 5.3.

Due to the presence of the derivatives in the Expressions 5.1, 5.2 and 5.7, the inductance matrix components $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$ and $[L_{sr}]$, also known as coupling parameters, must be computed with high accuracy and for every rotor position, especially if different fault conditions are to be detected and reliably diagnosed. This would require a large number of FEM simulations, with their corresponding long simulation times and memory requirements, which this work tries to reduce using an approach based on the sparse identification and trigonometric interpolation polynomial. The computed coupling parameters are used in the analytical model, which can run in real time in a HIL system. Besides, the user can modify in real time different parameters, such as the stator voltages, the frequency and the load torque. Thus, the model allows to simulate the machine under a wide range of working conditions and degrees of fault severity, which is one of the main requirements for the development of CM systems.

5.4 Proposed method for computing the coupling parameters of the faulty IM via sparse identification and trigonometric interpolation polynomial

The main issue to address in this work is the accurate computation of the coupling parameters to develop a faulty IM analytical model minimizing computational effort and simulation times. These inductance or coupling parameters matrix should be calculated depending on the rotor position and saved in a Simulink 3D look up table, where the third dimension corresponds to the rotor position. This computation is performed offline using FEM, whose accuracy is widely accepted. However, this method has a number of drawbacks that the proposed method tries to overcome, as it is illustrated in the following subsections.

5.4.1 Computation of the coupling parameters using FEM

The general process to compute the coupling parameters $[L]$ using FEM can be followed within the finite element analysis section of the diagram in Figure 5.3. First of all, the FEM based model is built according to the geometry of the machine and the characteristic of the fault. For each rotor position, each stator phase is fed with 1A of direct current and the magneto-static FEM simulation runs. The results obtained allows to calculate the coupling parameters between stator phases $[L_{ss}]$ and between stator and rotor phases $[L_{sr}]$ for a given rotor position N . After that, each rotor phase is also fed with 1A of direct current, the FEM magneto-static simulation runs again in order to obtain the

parameters $[L_{rr}]$ for the corresponding rotor position M . As a result, a three dimension coupling parameters matrix $[L]$ is obtained, whose first and second dimension correspond to the inductance related to the stator and rotor phases and the third to the rotor position. Therefore, the higher the number of rotor positions, i.e., the smaller the movement of the rotor for each step, the higher the accuracy and position resolution of the coupling parameters matrix $[L]$. Likewise, greater accuracy involves longer running times, and also higher requirements for computing power and memory resources.

The process just described assumes linear conditions for the computation of the coupling parameters of the faulty IM. Magnetic effects such as saturation have little effect of fault harmonics and the main objective of this work is to present an efficient method for computing the coupling parameters of an IM that reproduces accurately the effect of the static eccentricity. Hence, considering only the linear, incremental problem, the results are less computational intense and a reasonably accurate solution for fault diagnosis purposes.

In this paper, a different way of addressing the computation of the inductance matrix is undertaken, presenting a new method based on FEM results but a much lower cost, while keeping good accuracy. FEM is used to compute the coupling parameters for a few specific rotor positions. Once these FEM coupling parameters are computed, they are used to build a trigonometric interpolation polynomial basis from which the coupling parameters for the other rotor positions are obtained.

5.4.2 Case of study

The proposed method is applied to an IM whose characteristics are shown in Table 5.3, focusing on static eccentricity fault case, which is one of the most common mechanical faults in IMs [21]. Static eccentricity fault occurs when the axis of rotation coincides with the axis of rotor, but it displaces from axis of stator [9]. The positions for the minimum and maximum air gap widths are fixed regarding the stator for any rotor orientation.

The severity of the fault is usually defined by degrees, between 0% for healthy machine (axis of rotation coincides with the axis of rotor and the axis of stator) and 100% for the maximum rotor rotation centre displacement, which corresponds to the maximum displacement of the rotor rotation, 0.28 mm in the case of study.

On the other hand, to exemplify the cost savings in running times, computer power and memory resources, the inductance matrix for each degree of fault

severity was obtained using FEM software open source femm 4.2 running on a computer with intel processor (R) Core (TM) i5-6400 CPU@2.70GHz and 16GB of RAM memory. To build the FEM model, as aforementioned in the previous subsection, it is necessary to feed sequentially the stator phases (i in Figure 5.3), a rotor phase, perform the magneto-static analysis and compute the inductances for each rotor position. Regarding the rotor positions (k in Figure 5.3), a total number of $28 \cdot 36 = 1008$ positions have been considered, which is the result of multiplying the number of stator slots by the number of rotor bars, $K = RotorBars \cdot StatorSlots$. Therefore, for each rotor position, the rotor moves in increments of $rd = 2\pi/k = 2\pi/1008 = 0.00632$ rads. Each FEM simulation lasts about 1 minute and takes up 22.5 MB of disk. For a generic scenario, considering 1008 rotor positions, a rotor phase is the loop (44) of two adjacent rotor bars (28), and the stator phases (3), each fault severity needs a total of $(14 + 3) \cdot 1008 = 17,136$ FEM simulations, which means approximately 12 days and more than 370 GB of memory space for saving the results.

Specifically in the case of static eccentricity fault, it is possible to reduce the number of simulations taking into account the symmetry of the machine. When a stator phase is fed, each rotor bar has the same flux linkage but with a specific geometry offset. According to this, the rotor positions can be reduced to a rotor bar travelling through a stator slot ($N = 36$ in Figure 5.3) to calculate the coupling parameters between stator and stator phases [L_{ss}] and between stator and rotor phases or bars [L_{sr}]. On the other hand, only the feeding of one rotor phase along a half of the rotor positions ($M = 504$ in Figure 5.3) is required to obtain the coupling parameters between rotor bars [L_{rr}]. Therefore, to identify the coupling parameters of one machine working under a certain static eccentricity degree it needs $3 \cdot 36 + 504 = 612$ FEM simulations, which implies a computing time of 10.2 hours and 13.45 GB of memory. It represents a significant reduction of both simulation times and computing effort, but these values are for machine and with a single severity degree of a given fault. Testing fault diagnosis techniques to be implemented in embedded devices, as well as the training of expert systems to classify faults, involve a considerable number of machines and fault scenarios. As a result, time and computing requirements continue to be excessive, whereby there is a rising interest in approaches that try to reduce these requirements.

5.4.3 Proposed method based on sparse identification and trigonometric interpolation polynomial to compute the coupling parameters under static eccentricity conditions

Alternatively, [31] apply the SSL to compute the inductance matrix for each desired degree of failure, based on the values obtained from FEM simulations. However, it still requires a large number of FEM simulations, since the parameterization of a new faulty IM as well as every fault and every severity degree of the same fault, involve the input of several inductances matrix fully FEM computed with their corresponding long simulation times and memory requirements. In fact, in [31] the polynomial basis is obtained with the data of 9 models fully computed with FEM which means more than 90 hours of simulation time and more than 120 GB needed to save the results.

In a try to address these drawbacks, this paper proposes the use of the sparse identification and trigonometric interpolation polynomial to compute the coupling parameters matrix $[L]$ of an IM under static eccentricity conditions. From a few number of FEM simulations set via the sparse identification, a trigonometric polynomial basis is built to obtain the coupling parameters matrix. Following the same reasoning this method could be extended to other types of faults or even simultaneous faults, since the algorithm for computing the inductance matrix of the IM will compute the suitable terms to faithfully reproduce each type of fault. In the case of end ring-related faults can be simulated with the proposed model using simple tensor transformations from the starting resistance and inductance matrix, following the procedure proposed in [22].

Hence, the process will reduce computing time and memory requirements while keeping a similar accuracy to FEM with the interpolated solution using the trigonometric approximation.

As the coupling parameters or inductance matrix of the IM model under a specific degree of eccentricity fault change with the rotor stepping, this paper proposes the SSL to select the rotor positions θ in the parametric space $[\theta_{min}, \theta_{max}]$ in which perform the FEM simulations. Once the coupling parameters for these specific rotor positions have been computed via FEM, they are used to build the trigonometric polynomial basis [3]. This basis allows to calculate in a reliable way the parameters of the inductance matrix $[L]$ for the remaining rotor positions. To determine the parametric space, it must be underlined the geometry characteristics of the IMs under static eccentricity fault. To illustrate these characteristics, Figure 5.2 shows the coupling parameters between the stator phase 1 and itself $[L_{s1s1}]$, between stator phase 1 and rotor

bar 1 [L_{s1r1}] and between rotor bar 1 and itself [L_{r1r1}] for a static eccentricity of 30.87% depending on the rotor position using FEM simulations. As can be noted from the graphs, they are periodic functions. Therefore, a trigonometric polynomial approach can improve the interpolation performance to compute the coupling parameters when compared to other approaches based on algebraic polynomials such as Lagrange interpolation [11].

The bottom graph of the Figure 5.2 presents additionally the characteristics of the coupling parameters between rotor bar 1 and itself [L_{r1r1}] for a static eccentricity of 14.65% and 69.13%. This graph illustrates that according to the degree of failure, the coupling parameters between rotor bars approximates to a 2π period function, and the higher the degree of eccentricity, the greater the amplitude of the function. Furthermore, the slot effect causes a ripple, which is associated to the movement of a rotor bar through a stator slot. Apart from this, the trigonometric polynomial basis should include the same space harmonics contents of the inductance matrix as the space harmonics of the inductance matrix obtained using FEM, as will be discussed in the next section.

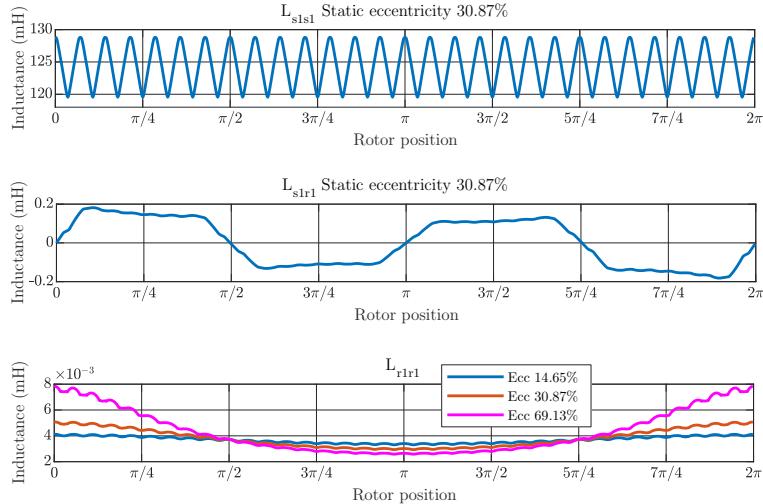


Figure 5.2: Coupling parameters between stator phase 1 and itself (top), between stator phase 1 and rotor bar 1 (middle) and between rotor bar 1 and itself (bottom) for static eccentricity of 30.87% depending of the rotor position using FEM simulations. The bottom graph also shows the coupling parameters between rotor bar 1 and itself for static eccentricity of 14.65% and 69.13%.

For the case of trigonometric interpolation polynomial, the recommendations are to select equally spaced points in the parametric space [11]. Thus, Table 5.1 presents the selected rotor positions θ for $[L_{ss}]$ and $[L_{sr}]$ in the parametric space $[0, \pi/14]$ where the FEM simulations are performed. The parametric space of the coupling parameters $[L_{ss}]$ and $[L_{sr}]$, only requires the bar travelling a stator slot, 36 rotor positions for computing their values in the complete parametric space, in other words, it is only necessary the rotor movement from 0 to $\pi/14$ rad. A new rotor position of the parametric space interval is added to the set of points as long as the results of this FEM simulation significantly improve the accuracy of the computed new interpolation basis. It will notably reduce the number of FEM simulations and therefore, the computing requirements, while keeping a good accuracy of the coupling parameters of the faulty machine model.

Table 5.1: Set of points in the parametric space $[0, \pi/14]$ to compute $[L_{ss}]$ and $[L_{sr}]$.

Point	Rotor position θ (rad)
1	0
2	0.0374
3	0.0748
4	0.1122
5	0.1495
6	0.1867
7	0.2244

On the other hand, the mutual inductance between rotor bars, due to their geometric complexity, requires a detailed explanation of their parametric space to interpolate as well as the selected points to perform FEM simulations. In order to reproduce accurately both the eccentricity and slot effect characteristic of $[L_{rr}]$, 5 points of each parametric subspace for a rotor slot (every 36 rotor positions from 0 to π) are selected to perform the FEM simulations. Thus, the subsequent trigonometric interpolation polynomial only have 5 space harmonics and moreover the amplitude is readjusted to the $[L_{rr}]$ function, reducing the fully FEM simulations to one ninth.

Once the set FEM simulations are performed, the parametric basis is developed using the trigonometric interpolation polynomial with separated cases for odd and even number of data [33]. For an odd number of nodes ($p^{(k)} = 2m + 1$),

traditional trigonometric interpolation polynomial has the form:

$$L_{ab}^{2m+1}(\theta) = \frac{c_0}{2} + \sum_{i=1}^m (c_i \cos(i\theta) + d_i \sin(i\theta)) \quad (5.13)$$

For an even number of data ($p^{(k)} = 2m$) traditional trigonometric interpolation polynomial has the form:

$$L_{ab}^{2m}(\theta) = \frac{c_0}{2} + \sum_{i=1}^{m-1} (c_i \cos(i\theta) + d_i \sin(i\theta)) + \frac{a_m}{2} \cos(m\theta) \quad (5.14)$$

The space harmonics of the coupling parameters computed could introduce cross terms that would have a major impact in the fault diagnosis results [36]. Specifically, these cross terms would greatly affect the current simulated results and their harmonic content. For this reason, this work proposes a small modification of the Expressions 5.13 and 5.14, considering the space harmonics in the computation of the coupling parameters. For that purpose, the exponent i of the expressions does not vary from 1 to m in 1 to 1, but it does according to the harmonic content of $[L_{ss}]$, $[L_{sr}]$ and $[L_{rr}]$, respectively. Thus, in the case of stator self-inductance, the space harmonics take values from 28 in 28, because of the influence of the 28 rotor slots. This number 28 corresponds to the rotor bars of the machine simulated, as can be seen in Table 5.3. Likewise, in the case of rotor self-inductance the space harmonics take values from 36 in 36, because of the influence of the 36 stator slots.

Therefore, the trigonometric interpolation is applied to obtain the polynomial basis with which computes the inductance matrix. The base is generated for the whole range of rotor positions, obtaining a 2D matrix for every rotor position. Thereby, only the coefficients of the polynomial are saved, which reduces the memory requirements compared to other approaches where all the positions must be preset, obtaining directly a 3D inductance matrix instead.

The proposed method can be summarized in the following steps, which are illustrated in Figure 5.3:

1. Define the parametric space of the fault (Section 5.4.3).
2. Create the set of equally spaced points (Section 5.4.3).
3. Calculate the inductance matrix for the set of points obtained in step 2 using FEM simulations and following the process described in Section 5.4.1.
4. Develop the trigonometric polynomial basis from the results of step 3 using Equations (5.13) and (5.14).

5. Calculate the inductance matrix for the desired degree of severity of the fault using the polynomial base obtained in the step 4.

It must be highlighted that contrary to analytical approaches as MWFA based models where the trigonometric interpolation is used to model the air gap and simplifications as radial magnetic field B in which the magnetic permeability is infinite and smooth air gap are assumed [43], in this work the full motor geometry and material are modelled through FEM, which considers the actual geometry of the air gap and the tangential component of the magnetic induction.

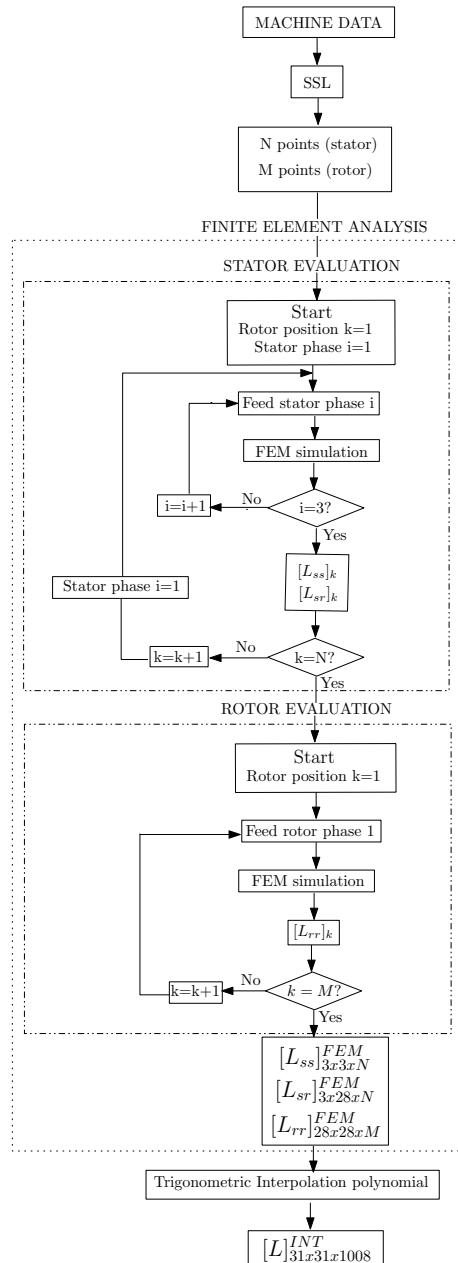


Figure 5.3: Diagram of the proposed method to obtain the inductance matrix of an IM model using FEM based software and sparse subspace combined to trigonometric interpolation polynomial techniques.

5.5 Results

To illustrate the accuracy of the proposed method, the inductance matrix for three different levels of static eccentricity (14.64%, 30.87% and 69.13%) are computed and compared with those obtained with a full FEM analysis as shown in Figure 5.4, for the coupling parameters between the stator phase 3 and itself, $[L_{s3s3}]$, between the stator phase 3 and rotor bar 28, $[L_{s3r28}]$, and between the rotor bar 1 and itself, $[L_{r1r1}]$ respectively. As can be seen, the coupling parameters obtained with the proposed method are essentially the same as those computed using only FEM, but minimizing the computational effort as shown in Table 5.2. This table illustrates the resulting computational savings for the proposed method, which computes the coupling parameters almost 10 times faster and only needs a 11% of the memory resources required when compared to the generic case particularized for a static eccentricity fault.

Table 5.2: Computational costs, computational time and memory resources to obtain the coupling parameters of a faulty IM for a generic case, a case of static eccentricity and using the proposed method.

	FEM simulations	Computation time	Memory resources
Generic case	17,136	11 days 21 h 36 min	376.52 GB
Static eccentricity	612	10 h 12 min	13.45 GB
Proposed method	70	1 h 10 min	1.54 GB

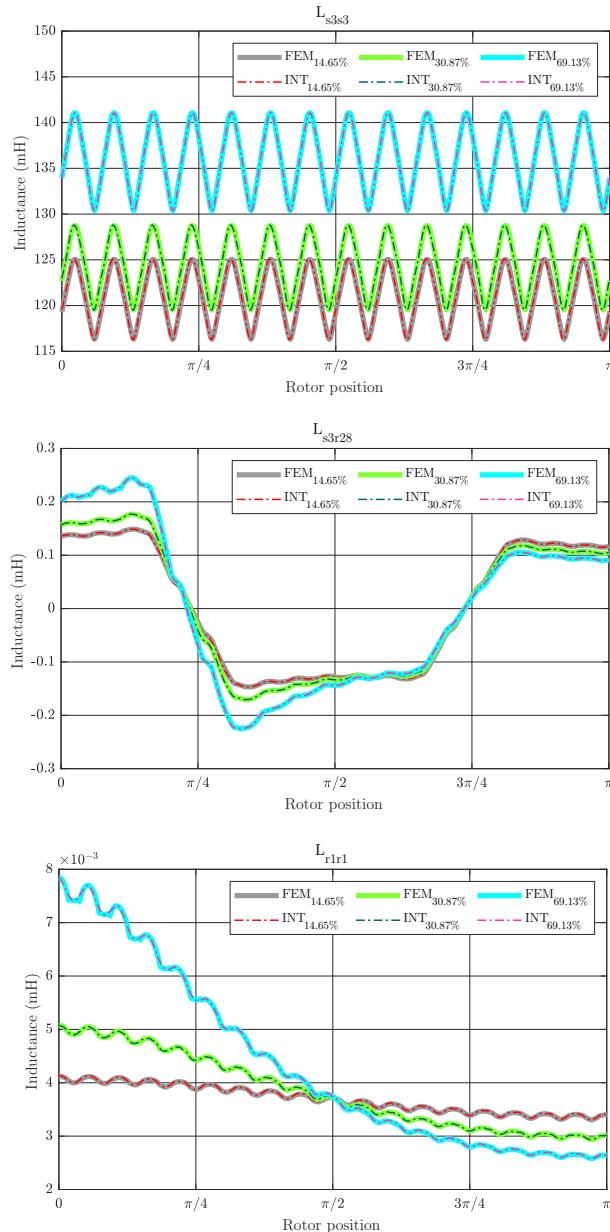


Figure 5.4: Coupling parameters between stator phase 3 and itself, between stator phase 3 and rotor bar 28 and between rotor bar 1 and itself depending of the rotor position using FEM simulations and the proposed method (INT), for three different degrees of static eccentricity fault. The proposed method obtains mostly the same values as FEM.

5.6 Fault diagnosis analysis

The inductance matrix obtained using FEM, sparse identification and trigonometric polynomial interpolation, $[L^{INT}]$, as well as the obtained inductance matrix using fully FEM simulations, $[L^{FEM}]$ are implemented in the analytical model shown in Figure 5.1. This model runs in real time in the HIL OP4500 from OPAL-RT, whose characteristics can be found in Appendix 5.9. The eccentricity fault is detected using the MCSA method so that the different centers of rotor and stator axes result in current harmonic components induced in the stator winding at frequencies calculated through the expression [26]:

$$f_h = \left[(k \cdot R_d \pm n_d) \frac{1-s}{p} \pm \nu \right] \cdot f_1 \quad (5.15)$$

where k is any positive integer, n_d is 0 for static eccentricity case, s is the slip, p is the number of pole pairs, R_d is the number of rotor slots, f is the main frequency and ν is the order of the stator time harmonics. According to specific machine parameters defined in Table 5.3, $R_d = 28$ and $p = 2$.

Table 5.3: Data of the simulated machine.

Power	1.1kW	Pole pairs	2
Voltage	230/400 V	Speed	1415 rpm
Current	4.4/2.55 A	Nº of rotor bars	28
Frequency	50 Hz	Nº of stator slots	36
Airgap length	0.28 mm	Type of fault	Static Eccentricity

The stator current signals are acquired using the analogue outputs of the HIL device and can be used for fault diagnosis and classification under different working conditions, the development and training of expert fault diagnosis systems, the creation of data bases, etc.

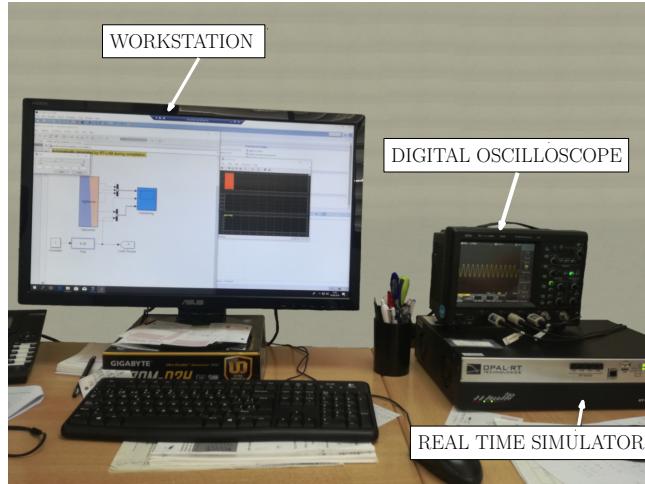


Figure 5.5: Faulty hybrid FEM-Analytical model implemented in HIL System OP4500. Stator currents are acquired using a digital oscilloscope properly connected to the HIL. HIL characteristics are found in Appendix 5.9.

5.6.1 Detection of the fault harmonics under transient conditions

It is very common for IMs to work under transient conditions, such as the start-up transient, varying load conditions or supplying frequency changes. In these cases, the expression (5.15) indicates that the frequency of the fault harmonics is no longer constant, but changes with the motor slip.

Under these conditions, traditional FFT based diagnostic techniques cannot be used for fault diagnosis purposes. The current analysis of the start-up transient of the IM and time-frequency distributions as the spectrogram [4], can correctly detect and generate the evolution of the fault harmonics in the joint time-frequency domain [5].

This approach has attracted a rising interest in the technical literature in recent years. It provides advantages such as greater accuracy, since various operating points are analyzed. On the other hand, the slip evolution is well known, from 1 to ≈ 0 in start-up transient conditions, which allow to identify the patterns in the fault harmonic components. Moreover, IMs such as wind turbines usually work under non-stationary working conditions, so developing diagnosis techniques and systems that can work under these conditions is reasonable. Thus, the amplitude evolution of the USH is used to validate the proposed model

in transient regime, using the start transient of the IM. The fault analysis is based on Gabor analysis of the current to capture the characteristic pattern from the start up machine current generating an image of the trajectory of the USHst in the time-frequency plane. The procedure followed is detailed in [29]. The method is mainly based on the development of Gaussian window to capture the transient of the fault harmonic USH, which is computed as:

$$g(t) = (2\beta)^{1/4} \exp -\beta\pi t^2 \quad (5.16)$$

Where β is theoretical slope in hertz per second of the fault harmonics in the time-frequency plane, defined as $\beta = \Delta f/t_{startup}$, being Δf the variation of the fault harmonic frequency and $t_{startup}$ the duration of the transient.

Figures 5.6, 5.7 and 5.8 show the spectrogram of the start-up stator current of the simulated machine using the coupling parameters computed via full FEM analysis (FEM in the figures) and with the proposed method (INT in the figures) for the three different levels of static eccentricity 14.64%, 30.87% and 69.13% respectively. As can be seen, the proposed model is able to display the characteristic signature of the static eccentricity fault. Besides, these figures illustrate that the amplitude of the USH signature is greater as the fault severity degree increases when using both FEM and the proposed method. Therefore, the proposed method could be a very good approximation for fault diagnosis purposes.

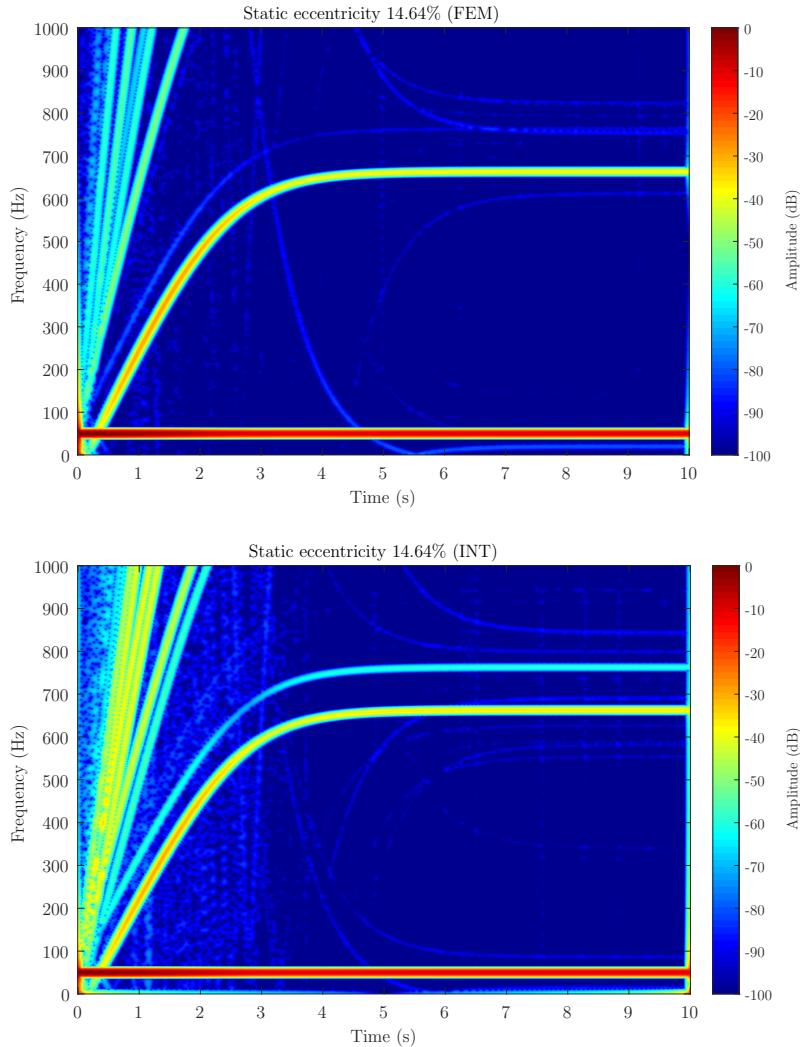


Figure 5.6: Stator current spectrogram for static eccentricity level 14.64% using FEM software (FEM) and the proposed method (INT) to calculate the coupling parameters of the hybrid FEM-Analytical model. The hybrid model obtains a good approximation of the amplitude for detecting the presence of the fault.

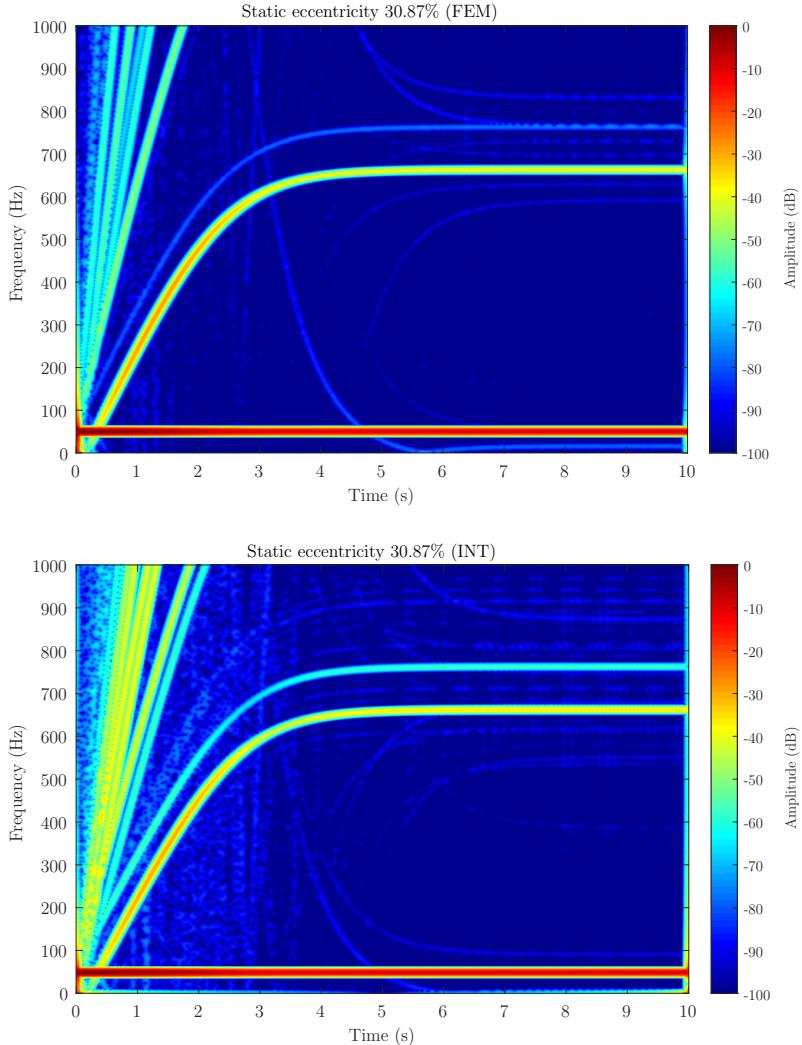


Figure 5.7: Stator current spectrogram for static eccentricity level 30.87% using FEM software (FEM) and the proposed method (INT) to calculate the coupling parameters of the hybrid FEM-Analytical model. The hybrid model obtains a good approximation of the amplitude for detecting the presence of the fault.

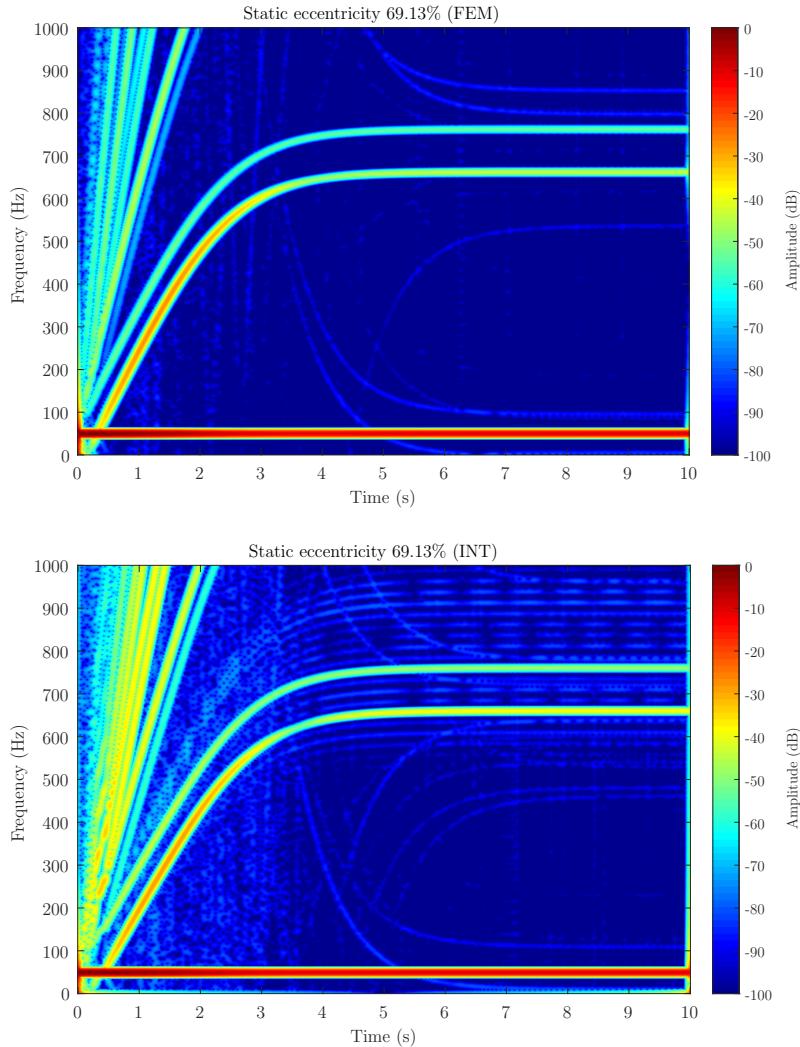


Figure 5.8: Stator current spectrogram for static eccentricity level 69.13% using FEM software (FEM) and the proposed method (INT) to calculate the coupling parameters of the hybrid FEM-analytical model. The hybrid model obtains a good approximation of the amplitude for detecting the presence of the fault.

5.6.2 Effect of space harmonics into the fault analysis under transient conditions

The effect of the spaces harmonics when applied the trigonometric interpolation polynomial to build the basis to obtain the coupling parameters is analyzed as follows. The inductance matrix for a level of static eccentricity of 30.87% is computed using trigonometric interpolation and compared with the inductance matrix obtained with a full FEM analysis, as shown in Figure 5.9, for the coupling parameters between the stator phase 1 and itself, $[L_{s1s1}]$, between the stator phase 1 and rotor bar 1, $[L_{s1r1}]$, and between the rotor bar 1 and itself, $[L_{r1r1}]$ respectively.

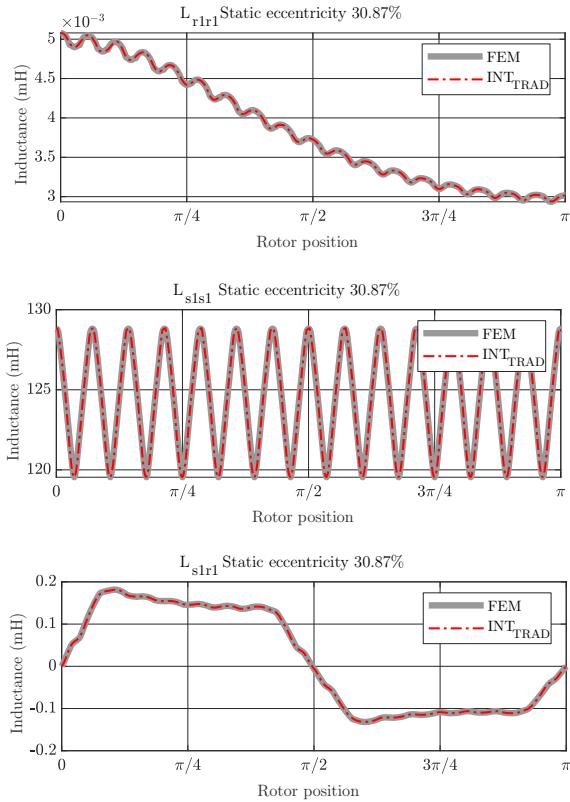


Figure 5.9: Coupling parameters between rotor bar 1 and itself (top), between stator phase 1 and itself (middle) and between stator phase 1 and rotor bar 1 (bottom), depending on the rotor position using FEM simulations and traditional trigonometric interpolation polynomial for 30.87% of static eccentricity. Both methods obtain essentially the same values as FEM.

As can be seen, the coupling parameters obtained with the trigonometric interpolation are essentially the same as those computed using only FEM, and therefore very similar to the results obtained using the approach considering the space harmonic content.

Regarding the space harmonics, Figure 5.10 on the left shows the space harmonic content of the coupling parameters between stator phase 1 and itself, stator phase 1 and rotor bar 1 and between the rotor bar 1 and itself in the case of 30.87% of static eccentricity, using the trigonometric interpolation polynomial and trigonometric interpolation polynomial considering the space harmonics. The space harmonics obtained with trigonometric interpolation are considerably different to those obtained with FEM. Nonetheless, Figure 5.10 on the right shows the space harmonic content of the coupling parameters between stator phase 1 and itself, stator phase 1 and rotor bar 1 and between the rotor bar 1 and itself in the case of 30.87% of static eccentricity using trigonometric interpolation polynomial considering the space harmonics and compared to the obtained using FEM. It can be seen that the proposed method obtains good results in terms of space harmonic contents not only in order but also in amplitude compared with those computed with full FEM analysis.

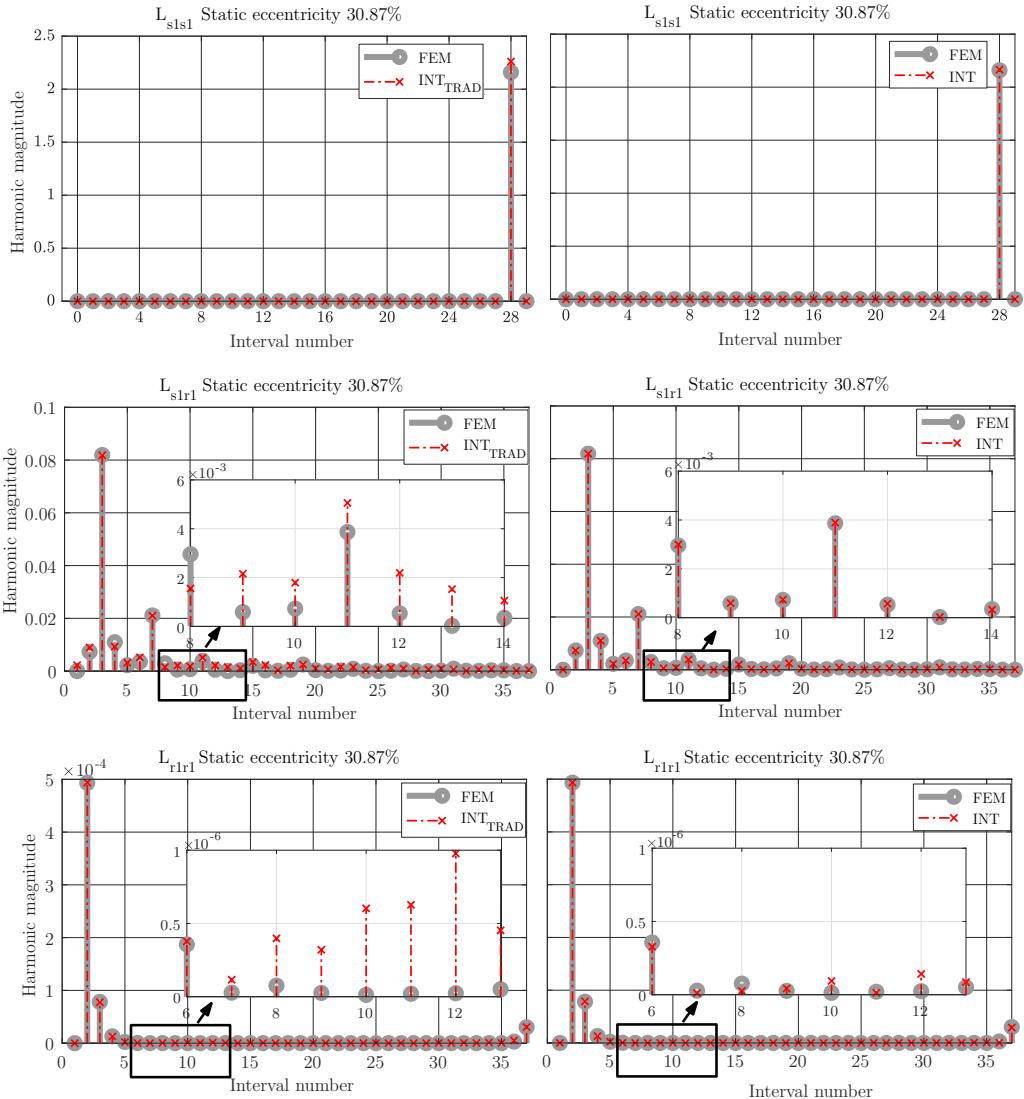


Figure 5.10: Coupling parameters between rotor bar 1 and itself (top), between stator phase 1 and itself (middle) and between stator phase 1 and rotor bar 1 (bottom), depending on the rotor position using FEM simulations and traditional trigonometric interpolation polynomial (left) and using FEM and trigonometric interpolation considering space harmonics (right) for 30.87% of static eccentricity. The traditional trigonometric interpolation obtains values of space harmonics other than FEM while both the order and the amplitude of the space harmonics contents using the proposed method are the same as using FEM with a very small error.

Therefore, the ideal is that the parameters computed with the proposed method have not only the same distribution along the rotor position as shown in Figure 5.4 but also have the same content of space harmonics as shown on the right of Figure 5.10, as the coupling parameters computed with full analysis. The space harmonics of the coupling parameters based on trigonometric interpolation could introduce cross terms that would interfere in the fault diagnosis results [36]. These cross terms would greatly affect the current simulated results and their harmonic content, making the post-processing results difficult to interpret and not very accurate to the actual machine. Figure 5.11 illustrates the effect of considering the space harmonics to build the trigonometric polynomial basis. This figure shows the spectrogram of the start-up stator current of the simulated machine using the coupling parameters computed via FEM (top) and traditional trigonometric interpolation polynomial (Eqs. 5.13-5.14) (bottom). As can be seen, the traditional method could make fault analysis difficult to interpret and lead to misdiagnoses.

Cross terms may even overlap with the desired harmonic signals. Thus, if the graphs of this figure are compared, it can be seen that the USH amplitude resulting using the traditional trigonometric interpolation polynomial is far from the USH amplitude obtained using FEM for the degree of severity simulated. The results obtained using the traditional trigonometric interpolation correspond to a higher degree of fault, which would imply a misdiagnosis.

Attending to the results, as can be seen in Figures 5.6, 5.7 and 5.8 when compared to Figure 5.11, the proposed method, which considers the space harmonic content, greatly reduces the cross terms that could interfere in the fault diagnosis analysis and obtains essentially the same results than FEM. Besides, Figures 5.6, 5.7 and 5.8 also illustrates how the USH amplitude evolves according to the degree of eccentricity. The proposed method provides more accurate results than the traditional method, reproducing a very good approximation of the USH characteristic amplitude for the specific degree of eccentricity if compared to FEM method. Therefore, the proposed method, by obtaining more accurate results, could be used both for detecting the presence of the fault and establishing fault thresholds.

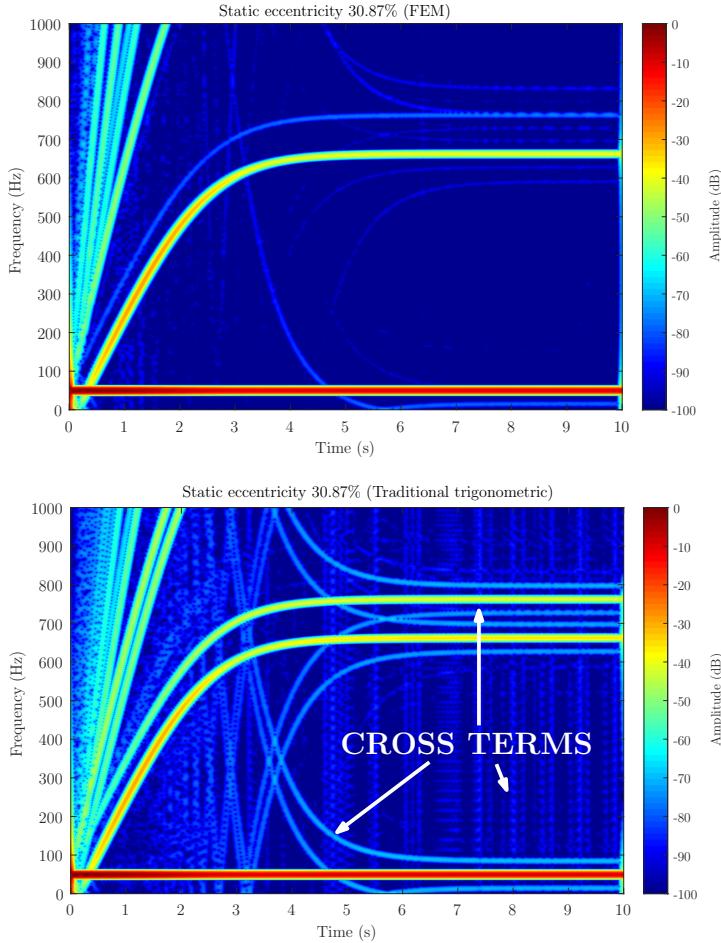


Figure 5.11: Stator current spectrogram for static eccentricity level 30.87% using FEM (top) and traditional trigonometric interpolation polynomial (bottom). Traditional trigonometric interpolation polynomial introduces cross terms in the post-processing that could lead to misdiagnosis.

5.7 Experimental validation

To validate the proposed method, an experimental setup has been arranged with a commercial 1.1 kW, 50 Hz IM, in healthy state and with eccentricity in order to compare the presence of the fault harmonics to the obtained results using the hybrid model. The characteristics of the machines used are given in Table 5.3. To achieve longer startup transients the IM has been feed to reduced voltage using an autotransformer and no external load.

Secondly, to reproduce the eccentricity conditions, the hood fastening holes have been enlarged to introduce a small tolerance in the rotor axis place, as detailed in the zoom in Figure 5.12. This figure shows the experimental setup performed for the validation of the proposed method. The stator currents have been acquired using the current clamps connected to a Yokogawa DL750 Oscilloscope at a sampling rate of 10 kHz during 10 seconds. The stator current spectrogram of the actual machine in healthy or initial conditions (top) and in faulty conditions (bottom) is shown in Figure 5.13. As can be seen, the machine shows the same characteristic signature of the fault harmonic as the simulated machine. In addition, it should be noted that, as well as using the proposed model, the amplitude of the USH increases when the fault degree does (Faulty), which confirm the simulation results. Magnetic saturation as well as other magnetic effects could affect to the space harmonics. However, these harmonics have little influence on the evolution and amplitude of the fault harmonics as can be seen if compared the results in Figure 5.7 and Figure 5.13. Therefore, this kind of analysis could be a very useful tool for condition monitoring and fault diagnosis purposes in IMs.

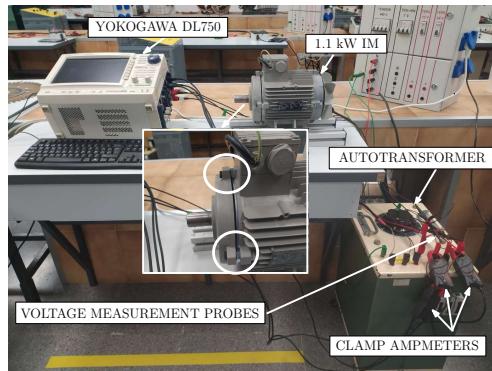


Figure 5.12: Experimental setup used for validation of the methodology. The zoom shows the IM hood fastener holes drilled to allow for static eccentricity faults.

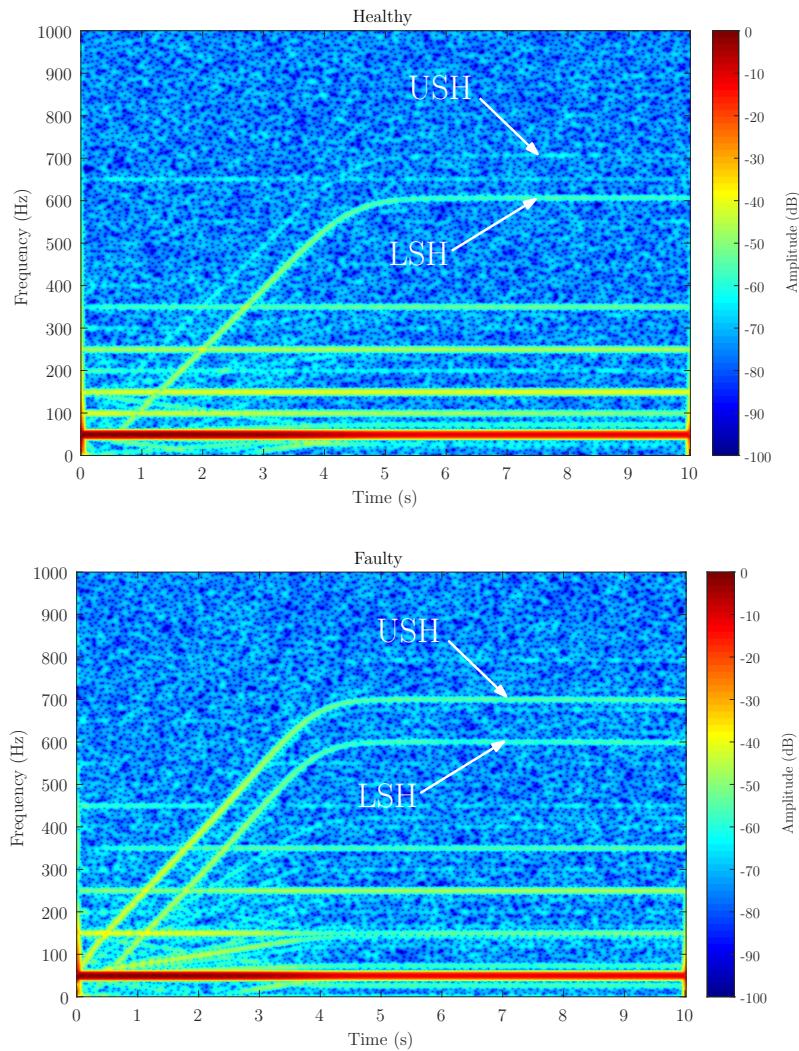


Figure 5.13: Stator current spectrogram of the experimental machine, in healthy (top) and in faulty (bottom) conditions. It can be seen the characteristic trajectory in the time-frequency plane of the USH, generated in the case of a start-up transient of 5 seconds, as well as the evolution of the USH amplitude, which increases as the degree of the severity fault does.

5.8 Conclusions

Hybrid FEM-Analytical modelling has become a powerful tool for rotating electrical machine analysis, since it can provide very accurate modelling for various faulty IM conditions, offering insight and the needed signals for further analysis using signal processing and/or machine learning. By exploiting the benefits of this hybrid approach and advanced numeric techniques for computation, in this paper the SSL and the trigonometric interpolation polynomial are proposed to reduce the computation requirements to calculate an accurate hybrid FEM-Analytical model of a faulty IM. FEM is used to compute a reduced set of coupling parameters along the rotor positions. These FEM coupling parameters are used to build a trigonometric interpolation polynomial through which the full set of coupling parameters of the machine are computed. The proposed method has been illustrated for various degrees of static eccentricity fault, from an incipient level to more severe, in order to associate the amplitude of the fault harmonic components with the fault severity degree. Following the same reasoning the method could be extended to other types of faults or even to simultaneous faults since the proposed algorithm will compute the suitable coefficients to faithfully reproduce each type of fault.

Coupling parameters are calculated in Section 5.4, and the results are saved in 3D matrices as a function of rotor position. Using the SSL and taking into account the symmetry characteristics of the fault, the parametric space and the simulation points for FEM are defined. Thus, the trigonometric polynomial basis is developed and the inductance matrix for the desired degree of severity computed. As shown in the paper the proposed method obtains a similar accuracy to fully FEM analysis to compute the coupling parameters of a faulty machine; however, the computing requirements are significantly smaller. Once the coupling parameters are calculated, they can be used in the analytical dynamic model where the currents can be investigated. The fault diagnosis results, i.e. fault harmonic components, have been compared to those obtained using fully FEM simulations to compute the coupling parameters. The method has been illustrated for the static eccentricity fault, but the same approach can be applied to other types of faults and/or different degrees of severity. For the validation of the results, the frequency spectrum of the stator current measured in a laboratory set up under healthy and eccentricity case is analyzed. Thus, the approach proposed can contribute to the development of the testing of fault diagnosis techniques to be implemented in embedded devices, as well as to train expert systems to asses the machine condition.

5.9 HIL OP4500 main features

Real-time target: 4 INTEL processor cores 3.3 GHz (only 1 activated).

Solid state disk: 125 Gb.

Memory RAM: 4Gb. Real-time operating system: Linux RedHat.

Xilinx Kintex 7 FPGA (326.000 Logic cells and 840 DSP slice).

Sampling rate: 200 MHz.

96 user inputs/outputs (I/O): 16 analog inouts and 16 analog outputs, 24 digital inputs and 24 digital outputs, 8 RS422 digital inputs and 8 RS422 digital outputs.

References

- [1] Ramin Alipour-Sarabi, Zahra Nasiri-Gheidari y Hashem Oraee. “Development of a Three-Dimensional Magnetic Equivalent Circuit Model for Axial Flux Machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.7 (2019), págs. 5758-5767 (vid. pág. 158).
- [2] Bilal Asad y col. “The cluster computation-based hybrid FEM-analytical model of induction motor for fault diagnostics”. En: *Applied Sciences* 10.21 (2020), pág. 7572 (vid. pág. 159).
- [3] James L. Buchanan y Peter R. Turner. *Numerical methods and Aalysis*. McGraw-Hill Education, 1992 (vid. pág. 166).
- [4] J. Burriel-Valencia y col. “Short-Frequency Fourier Transform for Fault Diagnosis of Induction Machines Working in Transient Regime”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.3 (2017), págs. 432-440 (vid. págs. 158, 175).
- [5] Jordi Burriel-Valencia y col. “Multi-Band Frequency Window for Time-Frequency Fault Diagnosis of Induction Machines”. En: *Energies* 12.17 (2019) (vid. pág. 175).
- [6] Arunava Chatterjee y Debasish Chatterjee. “An improved excitation control technique of three-phase induction machine operating as dual winding generator for micro-wind domestic application”. En: *Energy Conversion and Management* 98 (2015), págs. 98 -106 (vid. pág. 160).
- [7] A. Constantin. “Detection Based on Stator Current Signature of the Single and Combined Short-Circuit, Broken Bar and Eccentricity Faults in Induction Motors”. En: *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*. 2019, págs. 1-6 (vid. pág. 159).

- [8] K. Edomwandekhoe y X. Liang. “Advanced feature selection for broken rotor bar faults in induction motors”. En: *2018 IEEE/IAS 54th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I CPS)*. 2018, págs. 1-10 (vid. pág. 157).
- [9] Jawad Faiz y S.M.M. Moosavi. “Eccentricity fault detection – From induction machines to DFIG—A review”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 55 (2016), págs. 169 -179 (vid. pág. 164).
- [10] Lucia Frosini. “Novel Diagnostic Techniques for Rotating Electrical Machines—A Review”. En: *Energies* 13.19 (2020) (vid. pág. 157).
- [11] Dengwei Fu y Alan N Willson. “Trigonometric polynomial interpolation for timing recovery”. En: *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers* 52.2 (2005), págs. 338-349 (vid. págs. 167, 168).
- [12] Vahid Ghorbanian y Jawad Faiz. “A survey on time and frequency characteristics of induction motors with broken rotor bars in line-start and inverter-fed modes”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 54 (2015), págs. 427-456 (vid. pág. 158).
- [13] Y. Gritli y col. “Condition monitoring of mechanical faults in induction machines from electrical signatures: Review of different techniques”. En: *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. 2017, págs. 77-84 (vid. pág. 156).
- [14] Bon-Gwan Gu. “Offline interturn fault diagnosis method for induction motors by impedance analysis”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.7 (2017), págs. 5913-5920 (vid. pág. 159).
- [15] Yoram Horen, Pavel Strajnikov y Alon Kuperman. “Simple mechanical parameters identification of induction machine using voltage sensor only”. En: *Energy Conversion and Management* 92 (2015), págs. 60 -66 (vid. pág. 160).
- [16] Behzad Jandaghi y Venkata Dinavahi. “Real-time HIL emulation of faulted electric machines based on nonlinear MEC model”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 34.3 (2019), págs. 1190-1199 (vid. pág. 158).
- [17] Xiaodong Jia y col. “Wind turbine performance degradation assessment based on a novel similarity metric for machine performance curves”. En: *Renewable Energy* 99 (2016), págs. 1191 -1201 (vid. pág. 157).

- [18] Mohamed Yazid Kaikaa, Marouane Hadjami y Abdelmalek Khezzar. “Effects of the simultaneous presence of static eccentricity and broken rotor bars on the stator current of induction machine”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.5 (2013), págs. 2452-2463 (vid. pág. 158).
- [19] R. R. Kumar y col. “A Topological Neural Based Scheme for Classification of Faults in Induction Machines”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2020), págs. 1-1 (vid. pág. 158).
- [20] Andrew Kusiak, Zijun Zhang y Anoop Verma. “Prediction, operations, and condition monitoring in wind energy”. En: *Energy* 60 (2013), págs. 1-12 (vid. pág. 157).
- [21] X. Liang y K. Edomwandekhoe. “Condition monitoring techniques for induction motors”. En: *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 2017, págs. 1-10 (vid. pág. 164).
- [22] Javier Martinez-Roman y col. “Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach”. En: *Sensors* 21.15 (2021), pág. 5076 (vid. pág. 166).
- [23] Mohammed Obaid Mustafa y col. “Detecting broken rotor bars in induction motors with model-based support vector classifiers”. En: *Control Engineering Practice* 52 (2016), págs. 15 -23 (vid. pág. 158).
- [24] Peyman Naderi y Farzad Fallahi. “Eccentricity fault diagnosis in three-phase-wound-rotor induction machine using numerical discrete modeling method”. En: *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields* 29.5 (2016), págs. 982-997 (vid. pág. 159).
- [25] Arunava Naha y col. “Low complexity motor current signature analysis using sub-Nyquist strategy with reduced data length”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.12 (2017), págs. 3249-3259 (vid. pág. 158).
- [26] Mohamed El Kamel Oumaamar y col. “Static air-gap eccentricity fault diagnosis using rotor slot harmonics in line neutral voltage of three-phase squirrel cage induction motor”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 84 (2017), págs. 584-597 (vid. pág. 174).
- [27] Francesc Pozo y Yolanda Vidal. “Wind Turbine Fault Detection through Principal Component Analysis and Statistical Hypothesis Testing”. En: *Energies* 9.1 (2016) (vid. pág. 157).

- [28] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu y G. Capolino. “Advances in Electrical Machine, Power Electronic, and Drive Condition Monitoring and Fault Detection: State of the Art”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.3 (2015), págs. 1746-1759 (vid. pág. 156).
- [29] M. Riera-Guasp y col. “Diagnosis of Induction Motor Faults via Gabor Analysis of the Current in Transient Regime”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 61.6 (2012), págs. 1583-1596 (vid. pág. 176).
- [30] Ashraf Saleem, Rateb Issa y Tarek Tutunji. “Hardware-In-the-Loop for on-line identification and control of three-phase squirrel cage induction motors”. En: *Simulation Modelling Practice and Theory* 18.3 (2010), págs. 277 -290 (vid. pág. 158).
- [31] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with finite element accuracy for condition monitoring running in real time using hardware in the loop system”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 111 (2019), págs. 315 -324. ISSN: 0142-0615 (vid. págs. 159, 166).
- [32] A Sapena-Bano y col. “Induction machine model with space harmonics for fault diagnosis based on the convolution theorem”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 100 (2018), págs. 463-481 (vid. pág. 159).
- [33] Ernest Scheiber. “On the Interpolation Trigonometric Polynomial with an Arbitrary Even Number of Nodes”. En: *2011 13th International Symposium on Symbolic and Numeric Algorithms for Scientific Computing*. 2011, págs. 71-74 (vid. pág. 168).
- [34] Arvind Singh y col. “A review of induction motor fault modeling”. En: *Electric Power Systems Research* 133 (2016), págs. 191-197 (vid. pág. 158).
- [35] N. Sittisrijan y S. Ruangsinchaiwanich. “Analysis of stator current waveforms of induction motor with broken bar conditions”. En: *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems*. 2011, págs. 1-6 (vid. pág. 159).
- [36] Baoping Tang, Wenyi Liu y Tao Song. “Wind turbine fault diagnosis based on Morlet wavelet transformation and Wigner-Ville distribution”. En: *Renewable Energy* 35.12 (2010), págs. 2862-2866 (vid. págs. 169, 183).
- [37] Jing Tang y col. “Modeling and Evaluation of Stator and Rotor Faults for Induction Motors”. En: *Energies* 13.1 (2020). ISSN: 1996-1073 (vid. pág. 158).

- [38] Nariman Roshandel Tavana y Venkata Dinavahi. “Real-time nonlinear magnetic equivalent circuit model of induction machine on FPGA for hardware-in-the-loop simulation”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 31.2 (2016), págs. 520-530 (vid. pág. 159).
- [39] Carla Terron-Santiago y col. “A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling”. En: *Sensors* 21.14 (2021), pág. 4855 (vid. pág. 159).
- [40] Carla Terron-Santiago y col. “Low-Computational-Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, Based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation”. En: *Sensors* 21.21 (2021), pág. 6963 (vid. pág. 155).
- [41] Sreedharala Viswanath, N Praveen Kumar y TB Isha. “Static Eccentricity Fault in Induction Motor Drive Using Finite Element Method”. En: *Advances in Electrical and Computer Technologies*. Springer, 2020, págs. 1291-1302 (vid. pág. 159).
- [42] N Yassa y M Rachek. “Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis”. En: *Mathematics and Computers in Simulation* 167 (2020), págs. 325-339 (vid. pág. 158).
- [43] N Yassa, M Rachek y H Houassine. “Motor current signature analysis for the air gap eccentricity detection in the squirrel cage induction machines”. En: *Energy Procedia* 162 (2019), págs. 251-262 (vid. pág. 170).
- [44] Zuyu Yin y Jian Hou. “Recent advances on SVM based fault diagnosis and process monitoring in complicated industrial processes”. En: *Neurocomputing* 174 (2016), págs. 643 -650. ISSN: 0925-2312 (vid. pág. 157).
- [45] Y. Zheng y col. “Dynamic Startup Characteristics Analysis of Single-winding Pole Changing Line-start Canned Solid-Rotor Induction Motor with Squirrel-cage”. En: *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2019, págs. 1-6 (vid. pág. 158).

Capítulo 6

Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach

El artículo que se presenta en este capítulo ha sido publicado en la revista "Sensors" [29] del grupo MDPI. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (14/72).

6.1 Abstract

Induction machines (IMs) are one of the main sources of mechanical power in many industrial processes, especially squirrel cage IMs (SCIMs), due to their robustness and reliability. Their sudden stoppage due to undetected faults may cause costly production breakdowns. One of the most frequent types of faults are cage faults (bar and end ring segment breakages), especially in motors that directly drive high-inertia loads (such as fans), in motors with frequent starts and stops, and in case of poorly manufactured cage windings. A continuous monitoring of IMs is needed to reduce this risk, integrated in

plant-wide condition based maintenance (CBM) systems. Diverse diagnostic techniques have been proposed in the technical literature, either data-based, detecting fault-characteristic perturbations in the data collected from the IM, and model-based, observing the differences between the data collected from the actual IM and from its digital twin model. In both cases, fast and accurate IM models are needed to develop and optimize the fault diagnosis techniques. On the one hand, the finite elements approach can provide highly accurate models, but its computational cost and processing requirements are very high to be used in on-line fault diagnostic systems. On the other hand, analytical models can be much faster, but they can be very complex in case of highly asymmetrical machines, such as IMs with multiple cage faults. In this work, a new method is proposed for the analytical modelling of IMs with asymmetrical cage windings using a tensor based approach, which greatly reduces this complexity by applying routine tensor algebra to obtain the parameters of the faulty IM model from the healthy one. This winding tensor approach is explained theoretically and validated with the diagnosis of a commercial IM with multiple cage faults.

Keywords: Inductance tensor; induction machines; fault diagnosis; winding asymmetries.

6.2 Introduction

The growing importance of electrical machines, and especially SCIMs [21, 55], in industrial production lines, electricity generation, and electric mobility, has sparked a growing demand of condition based monitoring (CBMs) systems, which help maintain their operation and avoid costly breakdowns of machines and production lines due to the sudden appearance of undetected IMs faults. Among IM machines, cage IMs are considered to be the most rugged and reliable ones, due to the robustness of the cage assembly. Nevertheless, in motors that directly drive high-inertia loads (such as fans), in motors with frequent starts and stops, or in case of poorly manufactured cage windings [9, 28], bars or end rings can have failures, due to high mechanical and thermal stresses of the rotor cage, specially during the start-up process of line fed IMs [6, 48]. These faults must be detected as early and fast as possible, because they can produce heat damage to the rotor core, an increase of the current for a given load, and a reduction of the torque and efficiency [9, 36].

Responsive CBMs must be able to operate on-line, in a non-invasive way, so that any fault can be detected in an incipient state and corrective maintenance

measures can be applied before it becomes a catastrophic one. Although the cage fault is a slowly developing one, it is important to deploy fast and simple diagnostic techniques that can be applied on-site, without the need of transmitting a huge amount of machine data to higher-level processing centres, so saving valuable communications bandwidth resources. This requires fast and simple fault diagnostic techniques, which can be implemented in embedded field devices, such as digital signal processors (DSPs) or field-programmable arrays (FPGAs) [51]. For example, a growing trend in the condition monitoring of induction motors is the use of smart sensors, attached to the motor frame, such as the SIEMENS Simotics Connect 400 [45], or the ABB Ability Smart Sensor [1], which perform the diagnostic procedure locally, and transmit the diagnostic results to the Internet of Things (IoT). Other scenario that benefits of fast diagnostic techniques is the case of companies dedicated to diagnosis responsible for monitoring big sets of motors, which might need several analyses in case of alarm, needing, moreover, a quick response of the motor state to avoid unnecessary stops [35].

Among the different fault diagnostic techniques that can be deployed in CBM systems, the use of digital twins is attracting a rising interest: a digital model of the IM is built, and the model outputs (currents and voltages) are compared with the quantities measured at the machine terminals. Divergences between the predicted and measured values, as well as the increase with time of these differences, are clear indications of a possible fault. Recent developments in this field propose to integrate also discrete component prognosis in model based CBMs of hybrid systems, with a new event-triggering mechanism using degradation model selection [57]. This methodology enables even the prognosis of intermittent faults in discrete components, as shown in [54]. Digital twins of an IM can be built using different approaches. The finite elements method (FEM) provides highly accurate IM models [5], but it demands huge computing resources in terms of speed and processing power, especially when simulating non-symmetrical, faulty IMs. This hampers its use in low-power embedded units. On the contrary, analytical models, based on a circuital approximation, can be very fast, but they lack the precision of FEM models. Nevertheless, from a diagnostic point of view, it suffices that the analytical models can reproduce accurately the effects of the faults in the IM currents or voltages, and they can do this at a much higher speed and lower cost than FEM models [49]. As [15] points out, these analytical models allow finding the most important effects of cage asymmetry and require only the basic motor parameters. Another diagnostic area in which IM models are used is in the training of neural networks or expert systems for fault diagnosis, which need thousands of tests performed under different working conditions with contro-

lled degrees of IM faults. In this area, again, the speed of analytical models can give them a decisive edge over FEM .

One of the main difficulties in the development of circuital models of the IM is the dependency of the mutual and self inductances of the windings, and their derivatives, on the rotor position. This is a complex, non-linear function, which depends on the windings configurations, and on their relative positions [49]. Besides, these configurations may become asymmetrical in case of cage faults, which renders useless many labour-saving procedures that can only be applied to symmetrical windings. Indeed, mutual and self inductances of rotor and stator windings must be recalculated for each type of fault. A common simplification is to consider only pure sinusoidal air-gap spatial waves, that is, approximating the winding inductances by their fundamental harmonic component. Nevertheless, the complex interactions between spatial and time harmonics that generate the characteristic fault harmonics in the machine current cannot be accurately reproduced by these simplified models, what prevents their use for fault simulation and diagnosis of SCIMs.

Diverse approaches have been presented in the technical literature for an accurate computation of the inductance matrix needed in analytical models of the SCIM under fault conditions. In [12, 38], this matrix is obtained by direct measurements, in [23] a FEM model has been used for inductance computation, and in [3, 41] a hybrid FEM-analytical method has been presented. In [32] a reduced-order model of the rotor cage is used to take into account non-sinusoidal magnetomotive (MMF) forces. Saturation and non-linearities of the magnetic circuit have been taken into account in circuital IM models using modified air gap length functions [13], the co-energy based method [49], or a complex multi-harmonic model ([14]). In [34], the partial-inductance method has been proposed for obtaining the inductance matrix using an analytical solution of the air gap magnetic vector potential. Linear models allow for a further simplification, using a one-dimensional analysis in which the radial component of the flux density is determined as a function of the angular position of the coils along the air gap circumference [49]. Many formulas for determining the self and mutual inductances of an arbitrary pair of coils situated in the air gap zone have been presented in the technical literature, as in [8, 24], and they are the base of the winding function approach (WFA) [11, 13]. Nevertheless, this approach requires complex winding functions that depend on the relative position of the coils, on the coils MMF functions, on the permeance function of the air gap, and on the rotor position, leading to triple integrals for each pair of coils [49]. On the contrary, the winding tensor function approach [30] uses the conductor as the most basic unit, instead of the coil, and gives the self

and mutual inductances of the IM windings applying routine tensor algebra functions, following the Kron's method [24, 31].

The methodology proposed in this work simplifies greatly the process for calculating the parameters of the SCIM model under different rotor asymmetry conditions, using a novel approach: instead of obtaining directly the parameters of the SCIM under faulty conditions, which is a difficult computation that must be done for each type of fault or combination of faults, only the parameters of the healthy SCIM are obtained, using the winding tensor approach [30]. The parameters of the SCIM under any type of rotor asymmetry (bar breakages, end-ring breakages) are then obtained using simple connection tensors, whose elements are only zeros, ones or minus ones, and applying routine tensor algebra operations. It is proven, both theoretically and experimentally, that this simple approach is able to account for any type and number of rotor asymmetry faults, so avoiding a cumbersome setup of the equations of all the possible asymmetrical rotor circuits that correspond to these faults.

The paper's structure is the following one. In Section 6.3 the analytical model of the SCIM is presented. In Section 6.4, the parameters of the SCIM are obtained in a primitive reference frame, where they have its simplest expression. In Section 6.5, the model of a SCIM in healthy state is developed using these parameters and a simple tensor transformation. The model of the faulty SCIM is derived by an additional tensor transformation of the healthy SCIM model in Section 6.6. An experimental validation of the proposed approach is carried on in Section 6.7 using a commercial SCIM with different cage faults. Finally, Section 6.8 presents the conclusions of this work.

6.3 Analytical model of the SCIM

Let's consider a generic IM with n_s stator windings and n_r rotor windings, with a total number of windings $n = n_s + n_r$. A holonomic reference frame [24] will be used in this paper, with an electrical axis rigidly connected to each winding, as seen in Figure 6.1. Therefore, the axes attached to the n_s windings phases (s_1, s_2, \dots, s_{n_s} , in Figure 6.1) will be static, and those attached to the n_r rotor windings (r_1, r_2, \dots, r_{n_r} , in Figure 6.1) will move with the rotor.

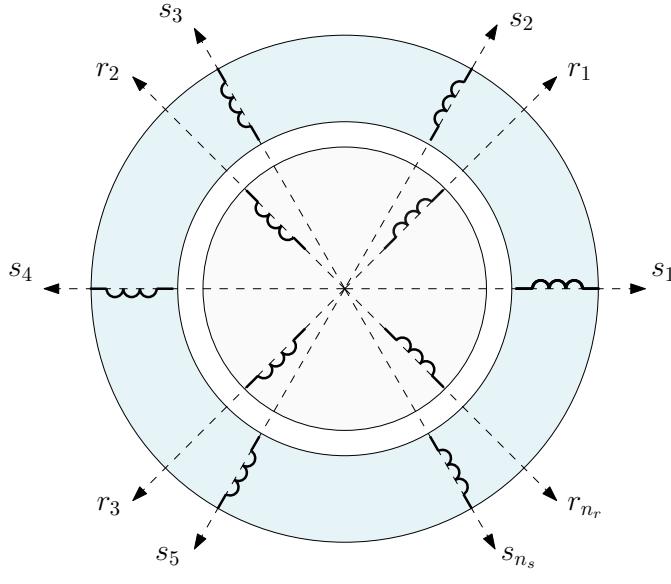


Figure 6.1: Coordinate system of the IM with an electrical axis rigidly connected to each phase, static in the case of the n_s stator windings and moving with the rotor in case of the n_r rotor windings.

The n winding currents are the components of the current tensor \mathbf{i} in this reference frame, that is

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \dots & s_{n_s} & r_1 & r_2 & \dots & r_{n_r} \end{bmatrix}^t \quad (6.1)$$

where the superscript t stands for the transpose operator. For easy of notation, if the axes information in 6.1 is omitted, then only the tensor components will be indicated as $\mathbf{i} = [is_1, is_2, \dots, is_{n_s}, ir_1, ir_2, \dots, ir_{n_r}]^t$.

The tensor equations of voltage and torque of the IM in this coordinate system are [24, 25]

- Equation of voltage: $\mathbf{e} = \mathbf{R}\mathbf{i} + \frac{d\varphi}{dt}$
- Equation of torque: $T = J \frac{d\dot{\theta}}{dt} - \frac{1}{2} \mathbf{i}^t \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \mathbf{i}$

Besides the current tensor, \mathbf{i} , the quantities that appear in Equation 6.2 are the following ones:

- \mathbf{e} is the voltage tensor. Its n components are the instantaneous terminal voltages applied to each winding $\mathbf{e} = [e_{s_1}, e_{s_2}, \dots, e_{s_{n_s}}, e_{r_1}, e_{r_2}, \dots, e_{r_{n_r}}]^t$.
- $\boldsymbol{\varphi}$ is the flux linkage tensor. Its n components are the instantaneous flux linkages of each winding $\boldsymbol{\varphi} = [\varphi_{s_1}, \varphi_{s_2}, \dots, \varphi_{s_{n_s}}, \varphi_{r_1}, \varphi_{r_2}, \dots, \varphi_{r_{n_r}}]^t$.
- \mathbf{R} is the resistance tensor. It is a diagonal tensor, with n^2 components, whose elements are the resistances of the windings.
- \mathbf{L} is the inductance tensor. It is a dyadic tensor, whose n^2 components are the self and mutual inductances of the windings. It relates the current and flux linkage tensors as $\boldsymbol{\varphi} = \mathbf{L} \cdot \mathbf{i}$.
- The rest of the terms that appear in Equation 6.2 are the instantaneous applied shaft torque T , the rotor instantaneous angle θ and speed $\dot{\theta}$, and the moment of inertia of the rotor J .

The inductance tensor \mathbf{L} can be expressed as the sum of two components, one with the inductances corresponding to the main flux linkages, the main inductance matrix \mathbf{L}_μ , and other with the leakage inductances \mathbf{L}_σ , as

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_\mu + \mathbf{L}_\sigma \quad (6.3)$$

End turns, end rings, and slots leakage inductances, included in the diagonal \mathbf{L}_σ matrix, need to be pre-calculated, as usual in the technical literature, where explicit expressions for these inductances can be found in [2, 19, 20]. Only the analytical computation of \mathbf{L}_μ in Equation 6.3 will be carried out in this work.

A Simulink model that implements 6.2 is shown in Figure 6.2. As seen in Figure 6.2, the mutual inductances between the stator and rotor windings depend on the rotor position, and must be updated at each step of the simulation.

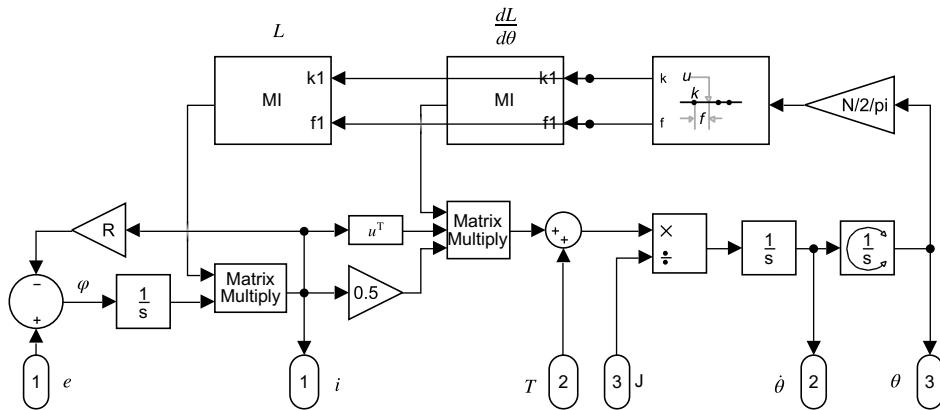


Figure 6.2: Analytical model that implements Equation 6.2 in Simulink.

The reference frame used for the analytical model of the IM in Figure 6.1 is not unique. If the current tensor is expressed in a different reference frame, its new components \mathbf{i}' would be different than the old ones, \mathbf{i} . Nevertheless, if the matrix \mathbf{C} of the coordinate transformation is given, then the relation between the old components and the new ones is given by

$$i = C \cdot i' \quad (6.4)$$

and the transformation law of the rest of tensors e , \mathbf{R} and \mathbf{L} is given, applying tensor algebra, by

$$\begin{aligned} e' &= C^t \cdot e \\ \varphi' &= C^t \cdot \varphi \\ L' &= C^t \cdot L \cdot C \\ R' &= C^t \cdot R \cdot C \end{aligned} \tag{6.5}$$

In the case that the new reference frame is also holonomic, with all the electrical axes rigidly attached to the windings, then Equation 6.2 remains valid, just substituting the old tensors by the new ones [24], as

- Equation of voltage: $\mathbf{e}' = \mathbf{R}'\mathbf{i}' + \frac{d\varphi'}{dt}$
- Equation of torque: $T = J \frac{d\dot{\theta}}{dt} - \frac{1}{2} \mathbf{i}'^T \frac{d\mathbf{L}'}{d\theta} \mathbf{i}'$

In this work, only holonomic reference frames, with all the electrical axis rigidly attached to the windings, will be used. Therefore, Equation 6.6 will remain valid for all the reference frames used for modelling the SCIM both in healthy and faulty conditions.

The parameters of the model of Figure 6.2, both in healthy and faulty conditions, are obtained in this work using simple tensor transformations based on constructive data and on the resistances and leakage inductances of stator windings, rotor bars and end-ring segments. Most of these basic parameters can be found in the technical data provided by the manufacturer of the IM, as in the case of the machine used for the experimental tests in this work. If these specifications are not available, they can be estimated using offline [10, 26, 33] or online parameter estimation techniques [56]. A comprehensive review of these techniques can be found in [52]. Recently, artificial intelligence (AI) methods for parameter estimation have been proposed in [37], or using differential evolution algorithms [17]. Additionally, IM parameters change with temperature, frequency, and saturation, which has not been considered in the model used in this work.

It is worth mentioning that the model of Figure 6.2 is a dynamical one. Therefore, it can be applied to IMs working in stationary regime, or under transient conditions, as in [42]. Besides, being an analytical model, it is very fast, and can be run in real time. This opens the possibility of using it not only for fault diagnosis of IMs, which is the focus of this work, but also for speed estimation in sensorless control systems [46], or for reducing torque oscillations produced by space harmonics [27, 50], among many other technical applications.

6.4 Primitive reference frame of the SCIM

Let's consider a SCIM with n_s stator windings and a cage with n_b rotor bars. Instead of deriving directly the inductance and resistance matrices of the rotor loops and stator windings, a simpler reference frame will be used as starting point, the primitive reference frame, as proposed in [24]. The matrices obtained in this simpler reference frame will be converted to the final ones using easy tensor transformations.

Following the method of tensor analysis proposed by Kron in [24], the rotor cage network is modelled first by considering bar and end ring currents as independent variables, shown in Figure 6.3. The actual rotor cage parameters will be obtained from this primitive network by using a transformation matrix that represents the connections between those elements, and applying Expression 6.5.

The characteristics of the primitive reference frame represented in Figure 6.3 are the following ones:

- The stator electrical axes are attached to the n_s stator windings (usually three for industrial SCIMs). The unit vectors along these axes will be denoted as s_1, s_2, \dots, s_{n_s} , and the components of the current tensor will be denoted as $i_{s_1}, i_{s_2}, \dots, i_{s_{n_s}}$. All the stator windings are considered to have the same resistance R_s and leakage inductance $L_{\sigma s}$.
- Each bar of the rotor cage has attached rigidly an electrical axis. The unit vectors along these axes will be denoted as b_1, b_2, \dots, b_{n_b} , and the components of the current tensor will be denoted as $i_{b_1}, i_{b_2}, \dots, i_{b_{n_b}}$. All the bars are considered to have equal resistance R_b and leakage inductance $L_{\sigma b}$.
- Each end ring segment of the cage has attached rigidly an electrical axis. The unit vectors along the axes of the segments of one end ring will be denoted as f_1, f_2, \dots, f_{n_b} , and g_1, g_2, \dots, g_{n_b} for the opposite end ring. The components of the current tensor along these axes will be denoted as $i_{f_1}, i_{f_2}, \dots, i_{f_{n_b}}$ for the segments of one end ring and $i_{g_1}, i_{g_2}, \dots, i_{g_{n_b}}$ for the opposite one. All the end ring segments are considered to have equal resistance R_e and leakage inductance $L_{\sigma e}$.

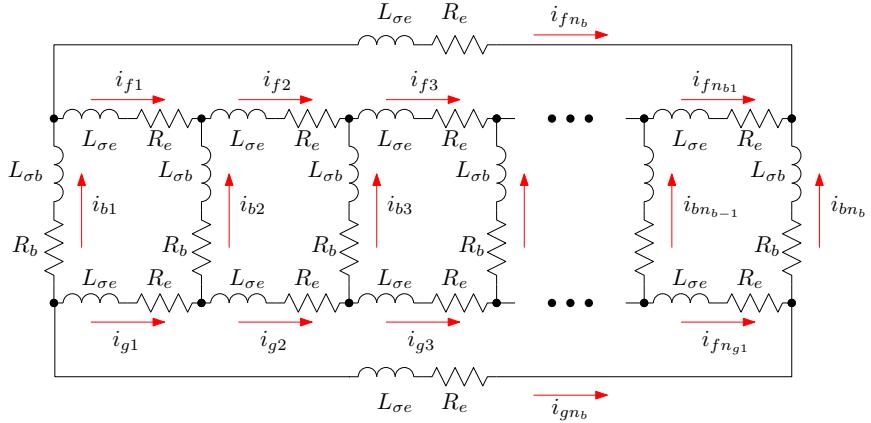


Figure 6.3: Primitive reference frame used for the rotor cage, with n_b bars. Each bar and each end ring segment have a rigidly attached coordinate axis. The bar and end ring segment currents are the components of the current tensor in this frame. The bars are coupled to each other and to the stator currents through their mutual inductances (not shown in this circuit). On the contrary, the end ring segments do not couple with the other windings through mutual inductances.

Therefore, the primitive network of the SCIM is built by removing all interconnections between the windings and short circuiting each, as shown in Figure 6.4.

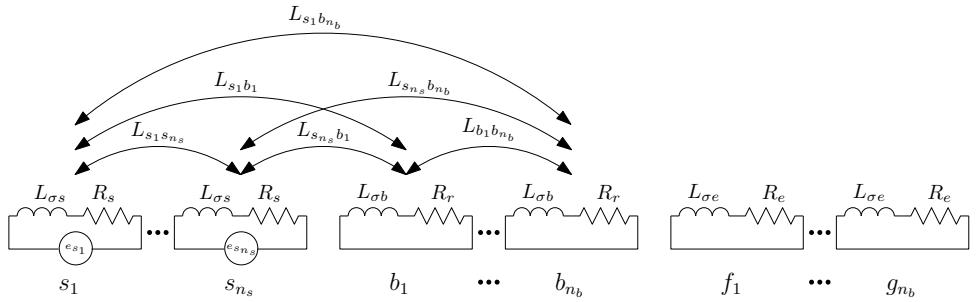


Figure 6.4: Primitive reference frame of the SCIM, found by removing all interconnections between the windings, and short circuiting each. The arrows show the mutual impedances between stator windings and cage bars. The end ring segments do not couple with the other windings through mutual impedances.

In the primitive reference frame of Figure 6.4, the current tensor \mathbf{i}_p has $(n_s + 3 \cdot n_b)$ components:

$$\mathbf{i}_p = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\ i_{s_1} & \dots & i_{s_{n_s}} & i_{b_1} & \dots & i_{b_{n_b}} & i_{f_1} & \dots & i_{f_{n_b}} & i_{g_1} & \dots & i_{g_{n_b}} \end{bmatrix}^t \quad (6.7)$$

In this primitive reference frame, the voltages of the stator windings are considered to be independent variables, while the voltages applied to the rotor windings are zero. That is, the voltage tensor is given by

$$\mathbf{e}_p = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\ e_1 & \dots & e_{n_s} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}^t \quad (6.8)$$

6.4.1 Resistance tensor of the SCIM in the primitive reference frame

The resistance tensor in the primitive reference frame \mathbf{R}_p is a diagonal tensor, of size $(n_s + 3 \cdot n_b) \times (n_s + 3 \cdot n_b)$, with the following components (from now on, the matrix elements with a zero value will be left blank, for easy of presentation):

$$\mathbf{R}_p = \begin{array}{ccccccccc|c} & s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\ \begin{array}{c} s_1 \\ \vdots \\ s_{n_s} \\ b_1 \\ \vdots \\ b_{n_b} \\ f_1 \\ \vdots \\ f_{n_b} \\ g_1 \\ \vdots \\ g_{n_b} \end{array} & \begin{array}{c} R_s \\ \ddots \\ R_s \\ R_b \\ \ddots \\ R_b \\ R_e \\ \ddots \\ R_e \\ R_e \\ \ddots \\ R_e \end{array} \end{array} \quad (6.9)$$

6.4.2 Leakage inductance tensor of the SCIM in the primitive reference frame

The leakage inductance tensor in this reference frame, Equation 6.3, is also a diagonal tensor, of size $(n_s + 3 \cdot n_b) \times (n_s + 3 \cdot n_b)$, with the following components:

$$\mathbf{L}_{p\sigma} = \begin{array}{|c|cccccccccc|} \hline & s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\ \hline s_1 & L_{\sigma s} & & & & & & & & & & & \\ \vdots & \ddots & & & & & & & & & & & \\ s_{n_s} & & L_{\sigma s} & & & & & & & & & & \\ b_1 & & & L_{\sigma b} & & & & & & & & & \\ \vdots & & & & \ddots & & & & & & & & \\ b_{n_b} & & & & & L_{\sigma b} & & & & & & & \\ f_1 & & & & & & L_{\sigma e} & & & & & & \\ \vdots & & & & & & & \ddots & & & & & \\ f_{n_b} & & & & & & & & L_{\sigma e} & & & & \\ g_1 & & & & & & & & & L_{\sigma e} & & & \\ \vdots & & & & & & & & & & \ddots & & \\ g_{n_b} & & & & & & & & & & & L_{\sigma e} & \\ \hline \end{array} \quad (6.10)$$

It is worth mentioning that, in the primitive reference frame, the resistance \mathbf{R}_p (6.9) and the leakage inductance $\mathbf{L}_{p\sigma}$ (6.10) matrices are diagonal ones.

6.4.3 Main inductance tensor of the SCIM in the primitive reference frame

The main inductance tensor in this reference frame, corresponding to the main flux linkages, $\mathbf{L}_{p\mu}$ (6.3), is a dyadic tensor of size $(n_s + 3 \cdot n_b) \times (n_s + 3 \cdot n_b)$, with the following components:

$$\begin{array}{ccccccccccccc}
 & s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\
 \hline
 s_1 & L_{s_1 s_1} & \dots & L_{s_1 s_{n_s}} & L_{s_1 b_1} & \dots & L_{s_1 b_{n_b}} & & & & & & \\
 \vdots & \vdots & \ddots & \dots & \dots & \dots & \dots & & & & & & \\
 s_{n_s} & L_{s_{n_s} s_1} & \dots & L_{s_{n_s} s_{n_s}} & L_{s_{n_s} b_1} & \dots & L_{s_{n_s} b_{n_b}} & & & & & & \\
 b_1 & L_{b_1 s_1} & \dots & L_{b_1 s_{n_s}} & L_{b_1 b_1} & \dots & L_{b_1 b_{n_b}} & & & & & & \\
 \vdots & \vdots & \dots & \dots & \dots & \ddots & \dots & & & & & & \\
 L_{p\mu} = b_{n_b} & L_{b_{n_b} s_1} & \dots & L_{b_{n_b} s_{n_s}} & L_{b_{n_b} b_1} & \dots & L_{b_{n_b} b_{n_b}} & & & & & & \\
 f_1 & & & & & & & & & & & & \\
 \vdots & & & & & & & & & & & & \\
 f_{n_b} & & & & & & & & & & & & \\
 g_1 & & & & & & & & & & & & \\
 \vdots & & & & & & & & & & & & \\
 g_{n_b} & & & & & & & & & & & & \\
 \end{array} \tag{6.11}$$

As displayed in $\mathbf{L}_{p\mu}$ (6.11), the mutual inductances between the end ring segments and the rest of the windings due to the main flux linkages are zero, because their only flux linkages are the leakage ones. As for the rest of the components of $\mathbf{L}_{p\mu}$ (6.11), they depend on the actual stator and rotor winding configurations, and, besides, the mutual inductances between stator and rotor windings also depend on the rotor angular position. Among the many available methods in the technical literature for obtaining their values (FEM, WFA, etc.), in this work the winding tensor approach has been selected, which is described briefly in the next subsection.

6.4.4 Computation of the main inductances of the SCIM using the winding tensor approach

Neglecting the iron saturation and losses, mutual inductances depend only on the geometry of the system [16]. Only the radial component of the main flux that crosses the smooth air gap is considered in this work, and the iron permeability has been considered as infinite. The analytical computation of

mutual inductances considering also the tangential component of the flux can be found in [34], and with non-uniform air-gap in [30]. A higher precision can be achieved using numerical methods, such as those based in FEM [41, 44], but at the cost of an increased computing complexity. Nevertheless, the simple, analytical approach followed in this work has proven to be able to reproduce correctly the fault harmonics of the cage fault, while keeping a low computational burden.

A simplified computation of the self and mutual inductances between the IM windings can be made assuming a sinusoidal distribution of their MMFs, thereby neglecting the spatial harmonics generated by the windings distribution. This simplification hampers the use of the analytical model presented in Figure 6.2 for fault diagnosis, because in case of a fault there are complex interactions between spatial and time harmonics that can not be reproduced by such a simplified model. In [24] the calculation of self and mutual winding inductances with spatial harmonics was made by first establishing the mutual inductance between two elementary coils, in different relative positions, and then transforming it into winding inductances using a transformation matrix, as in 6.5. In [30], a similar procedure was presented, but using a single conductor instead of a coil as the most basic unit, which avoids the need to establish a different winding function for each relative position between two coils.

For using the conductor as the most basic unit, a reference frame is established by considering that the circular air gap is evenly divided into N segments, and that each of them is filled with an elementary conductor, located in the air gap zone, with an electrical axis attached to it (see Figure 6.5). In [34] two layers of conductors have been considered instead, one placed on the inner stator surface and the other one placed on the outer rotor surface. The maximum spatial harmonic of the winding that can be represented in this reference frame is $N/2$, and, therefore, a high value of N is selected ($N = 3600$ in [30]).

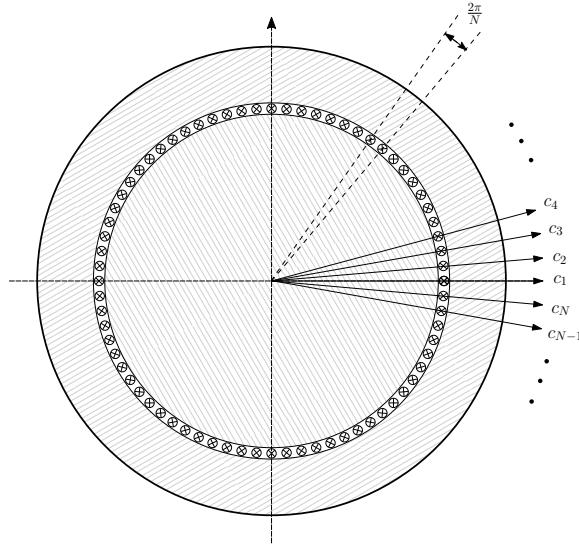


Figure 6.5: Reference frame constituted by N independent conductors placed in the air gap. The N components of the air gap current tensor in this system, \mathbf{i}_c , are the currents through each elementary conductor.

In this reference frame, the air gap current tensor components, \mathbf{i}_c , are the currents through each elementary conductor.

$$\mathbf{i}_c = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_N \\ i_{c_1} & i_{c_2} & \dots & i_{c_N} \end{bmatrix}^t \quad (6.12)$$

In the reference frame of Figure 6.5, the main inductance tensor, $\mathbf{L}_{c\mu}$, is a $N \times N$ dyadic tensor, given by

$$\mathbf{L}_{c\mu} = \begin{array}{ccccc} & c_1 & c_2 & \dots & c_N \\ c_1 & L_{c_1 c_1} & L_{c_1 c_2} & \dots & L_{c_1 c_N} \\ c_2 & L_{c_2 c_1} & L_{c_2 c_2} & \dots & L_{c_2 c_N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \dots \\ c_N & L_{c_N c_1} & L_{c_N c_2} & \dots & L_{c_N c_N} \end{array} \quad (6.13)$$

whose component (i, j) , $L_{c_i c_j}$, is the mutual partial inductance [34] between the conductors placed at positions $(i-1) \cdot \frac{2\pi}{N}$ and $(j-1) \cdot \frac{2\pi}{N}$, with $i, j = 1, 2, \dots, N$. In case of an IM with uniform air gap length, as represented in Figure 6.5, and considering that the air gap is small compared to its radius, $L_{c_i c_j}$ depends only on the angular separation between conductors i and j , and is given by [42]

$$\mathbf{L}_{cp}(i, j) = L_{c_i c_j} = \frac{\mu_0 \cdot l \cdot r \cdot \pi}{g} \cdot \left(\frac{1}{2} - \frac{|i-j|}{N} \right)^2 \quad (6.14)$$

where $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$, l is the effective length of the stator bore, r is the radius at the center of the air gap, and g is the air gap length.

The expression of the mutual inductance between conductors \mathbf{L}_{cp} has also been obtained considering an analytic two dimensional field analysis in [18, 34], or a numerical model in [44]. Besides, it has been obtained in the case of a non-uniform air gap due to rotor eccentricity in [30, 43].

From 6.14, the components of \mathbf{L}_{cp} are the same for every IM, except for the scaling factor $\frac{\mu_0 \cdot l \cdot r \cdot \pi}{g}$, which depends only on the geometrical dimensions of the machine l , r and g . Besides, \mathbf{L}_{cp} is a circulant, symmetrical, matrix, where every column is obtained by shifting one position the preceding column.

The relation between the old currents \mathbf{i}_c (6.12), and the new ones \mathbf{i}_p (Expression 6.7) can be formulated using a $(N \times (n_s + 3n_b))$ winding tensor \mathbf{C}_c as Equation 6.4

$$\mathbf{i}_c = \mathbf{C}_c \cdot \mathbf{i}_p \quad (6.15)$$

where

$$\mathbf{C}_c = \begin{array}{c|ccccccccccccccccccccc} & s_1 & \dots & s_{n_s} & b_1 & \dots & b_{n_b} & f_1 & \dots & f_{n_b} & g_1 & \dots & g_{n_b} \\ \hline c_1 & z_{1s_1} & \dots & z_{1s_{n_s}} & z_{1b_1} & \dots & z_{1b_{n_b}} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ c_2 & z_{2s_1} & \dots & z_{2s_{n_s}} & z_{2b_1} & \dots & z_{2b_{n_b}} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ c_N & z_{Ns_1} & \dots & z_{Ns_{n_s}} & z_{Nb_1} & \dots & z_{Nb_{n_b}} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \end{array} \quad (6.16)$$

The winding tensor \mathbf{C}_c (6.16) represents the connections between the conductors of each winding. Its (i, j) element contains the number of conductors z_{ij} of winding j contained in the angular interval $2\pi/N$ (Figure 6.5), centred at

$(i - 1) \cdot \frac{2\pi}{N}$, with the corresponding sign according to the direction of the current. For example, the distribution of the conductors along a stator slot that contains Z_{slot} conductors of a given stator winding, and has a slot opening equal to b , would be a constant value of $z_{sc} = Z_{slot}/b \cdot (2\pi r_s)/N$ air gap conductors per interval along the slot opening (with its corresponding sign), where r_s is the inner radius of the stator bore. In this way, the effects of the slot width or the rotor bar inclination can be represented with up to $N/2$ spatial harmonics. In the case of the rotor end rings, as they have no conductors in the air gap, the corresponding columns in \mathbf{C}_c ($e_1, \dots, e_{n_b}, f_1, \dots, f_{n_b}$) are zero. These columns have been maintained in (6.16) for the sake of completeness.

The main inductance tensor of the windings in the reference frame of Figure 6.3, $\mathbf{L}_{p\mu}$ (6.11), can be obtained from the main inductance tensor of the conductors in the reference frame of Figure 6.5, $\mathbf{L}_{c\mu}$ (6.13), applying the routine tensor algebra transformation 6.4 with the winding tensor \mathbf{C}_c (6.16), as

$$\mathbf{L}_{p\mu} = \mathbf{C}_c^t \cdot \mathbf{L}_{c\mu} \cdot \mathbf{C}_c \quad (6.17)$$

The winding tensor \mathbf{C}_c (6.16) must be obtained for the N possible angular positions of the rotor ($\theta_k = (k - 1) \cdot \frac{2\pi}{N}$, with $k = 1, \dots, N$). Nevertheless, the columns of \mathbf{C}_c corresponding to the n_s stator windings do not depend on the rotor position, and the columns of \mathbf{C}_c corresponding to the rotor windings for a given rotor position θ_k are the same as the columns defined with the rotor at the origin ($\theta_0 = 0$), but circularly shifted k positions.

In (6.16) no restrictions are imposed on the connections of the conductors of each winding, which can be arbitrarily complex, as in the case of asymmetrical windings (turn-to-turn short circuits, etc.). Nevertheless, in case of a healthy machine, the configuration of all the stator and rotor windings are the same, respectively. Therefore, the column of \mathbf{C}_c corresponding to the k th stator winding (s_k) is equal to the column of the first stator winding (s_1), but circularly shifted $k \cdot N/n_s$ positions. The same applies to the rotor windings, but in this case the circular shift is $k \cdot N/n_b$ positions. In this particular case, the computation of (6.16) can be performed in a very fast way using the convolution theorem, based on the circulant properties of matrix $\mathbf{L}_{c\mu}$, as presented in [42].

6.5 Analytical model of the SCIM in healthy state

In Section 6.4 a primitive reference frame has been used, considering the bar and the end ring segment currents as independent variables. The number of rotor equations of the SCIM in this reference frame is very high, equal to the sum of the number of rotor bars and twice the number of end-ring segments. To reduce it, rotor loop equations are established in this section, taking into account the connections between the cage components (bars and end ring segments), using a connection tensor. The parameters of the SCIM using rotor loop currents will be found by applying routine tensor algebra Equation 6.5.

6.5.1 Connection tensor for the rotor bars and end ring segments

The new reference frame consists in attaching an electrical axis to each rotor loop, which is constituted by two adjacent rotor bars and their connecting end ring segments, as displayed in Figure 6.6.

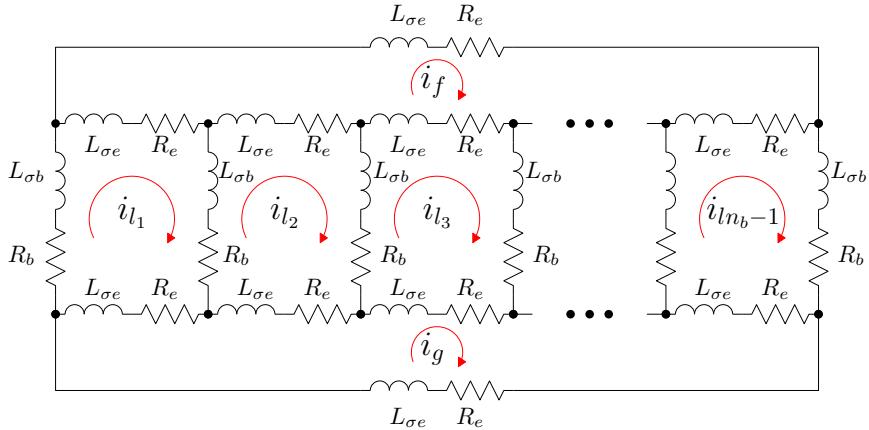


Figure 6.6: Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars. There are $n_b - 1$ rotor loops, formed by two consecutive bars, coupled to each other and to the stator windings through their mutual inductances (not displayed in this schema). Besides, there are two end ring loops, which do not couple with any other windings through mutual inductances.

Therefore, in the reference frame of Figure 6.6, the current tensor \mathbf{i} will have $(n_s + n_b + 1)$ components, the currents in the n_s stator windings, the $n_b - 1$ rotor loops and the two end ring loops:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_s} & l_1 & \dots & l_{n_b-1} & f & g \\ i_{s_1} & \dots & i_{s_{n_s}} & i_{l_1} & \dots & i_{l_{n_b-1}} & i_e & i_g \end{bmatrix}^t \quad (6.18)$$

The relation between the primitive network currents \mathbf{i}_p 6.7, and the new ones \mathbf{i} 6.18 can be formulated using a $((n_s + 3n_b) \times (n_s + n_b + 1))$ connection tensor \mathbf{C}_p , with the aid of Kirchoff's laws, as

$$\mathbf{i}_p = \mathbf{C}_p \cdot \mathbf{i} \quad (6.19)$$

The connection tensor \mathbf{C}_p can be established by direct comparison of Figure 6.3 and Figure 6.6, just indicating the connections between the individual bars and end ring segments forming each rotor loop as:

Using the connection tensor C_p in Equation 6.4 , the tensors' components in this new reference frame are obtained directly from their components in the primitive reference frame as

$$\begin{aligned}
 \text{voltage tensor} & \quad \mathbf{e} = \mathbf{C}_p^t \cdot \mathbf{e}_p \\
 \text{resistance tensor} & \quad \mathbf{R} = \mathbf{C}_p^t \cdot \mathbf{R}_p \cdot \mathbf{C}_p \\
 \text{leakage inductance tensor} & \quad \mathbf{L}_\sigma = \mathbf{C}_p^t \cdot \mathbf{L}_{p\sigma} \cdot \mathbf{C}_p \\
 \text{main inductance tensor} & \quad \mathbf{L}_\mu = \mathbf{C}_p^t \cdot \mathbf{L}_{p\mu} \cdot \mathbf{C}_p
 \end{aligned} \tag{6.21}$$

For example, the resistance tensor \mathbf{R} (rotor loop resistances in Figure 6.6) is obtained, applying 6.21, as

	s_1	\dots	s_{n_s}	l_1	l_2	\dots	l_{n_b-2}	l_{n_b-1}	f	g
s_1	R_s									
\vdots		\ddots								
s_{n_s}			R_s							
l_1				R_{be}	$-R_b$				$-R_e$	$-R_e$
$R =$	l_2			$-R_b$	R_{be}	$-R_b$			$-R_e$	$-R_e$
\vdots					\ddots	\ddots	\ddots		\vdots	\vdots
l_{n_b-2}						$-R_b$	R_{be}	$-R_b$	$-R_e$	$-R_e$
l_{n_b-1}							$-R_b$	R_{be}	$-R_e$	$-R_e$
f				$-R_e$	$-R_e$	$-R_e$	$-R_e$	$-R_e$	$n_b \cdot R_e$	
g				$-R_e$	$-R_e$	$-R_e$	$-R_e$	$-R_e$		$n_b \cdot R_e$

Which checks with the expression given in [30], with $R_{be} = 2(R_b + R_e)$. That is, the careful derivation of the circuit equations of the network of Figure 6.6 has been replaced by routine laws of tensor transformations applied to the much simpler primitive network parameters, just the diagonal resistance matrix Equation 6.9, using a transformation matrix whose elements are ones, minus ones and zeros Equation 6.20.

6.5.2 Connection tensor for the stator windings

In the primitive reference frame of Section 6.4, the stator currents have been considered as independent variables. In this section, the connections between the stator windings are taken into account, using a connection tensor, and the actual parameters of the SCIM will be found by applying routine tensor algebra Equation 6.5. The stator currents can be considered as independent variables if each winding is fed with an independent power source, or if they are connected in star configuration, fed from a power line with a distributed neutral connected to the neutral point of the star. In any other case, the connection tensor of the stator windings must be applied to the primitive tensors to obtain the actual SCIM ones.

For example, in case of a star connection of the stator windings, fed from a power line without distributed neutral, the following constraint of the stator currents applies:

$$\sum_{i=1}^{n_s} i_{s_i} = 0 \implies i_{s_{n_s}} = - \sum_{i=1}^{n_s-1} i_{s_i} \quad (6.23)$$

This constraint reduces the number of independent stator currents by one. Therefore, the current tensor Equation 6.18 will have $(n_s + n_b)$ components, the currents in the $n_s - 1$ stator windings, the $n_b - 1$ rotor loops and the two end ring loops:

$$\mathbf{i} = \begin{bmatrix} s_1 & \dots & s_{n_s-1} & l_1 & \dots & l_{n_b-1} & f & g \\ i_{s_1} & \dots & i_{s_{n_s-1}} & i_{l_1} & \dots & i_{l_{n_b-1}} & i_e & i_g \end{bmatrix}^t \quad (6.24)$$

and the connection tensor \mathbf{C}_p 6.20 becomes:

$$\mathbf{C}_p = \begin{array}{ccccccccc|c|c} & s_1 & \dots & s_{n_s-1} & l_1 & l_2 & \dots & l_{n_b-2} & l_{n_b-1} & f & g \\ \hline s_1 & 1 & & & & & & & & & \\ \vdots & \ddots & & & & & & & & & \\ s_{n_s-1} & & & 1 & & & & & & & \\ s_{n_s} & -1 & -1 & -1 & & & & & & & \\ b_1 & & & & 1 & & & & & & \\ b_2 & & & & -1 & 1 & & & & & \\ \vdots & & & & & & \ddots & & & & \\ b_{n_b-1} & & & & & & & -1 & 1 & & \\ b_{n_b} & & & & & & & & -1 & & \\ f_1 & & & 1 & & & & & & -1 & \\ \vdots & & & \ddots & & & & & & \vdots & \\ f_{n_b} & & & & & 1 & & & & -1 & \\ g_1 & & & -1 & & & & & & & 1 \\ \vdots & & & \ddots & & & & & & & \vdots \\ g_{n_b} & & & & & -1 & & & & & 1 \end{array} \quad (6.25)$$

For easy of presentation, in this work it will be assumed that the stator currents are independent variables, and, therefore, the connection tensor Equation 6.20 will be used for obtaining the SCIM parameters, and the voltage tensor Equation 6.8 will not be modified by the connection tensor C_p . That is, $e = e_p$ in Equation 6.21.

6.5.3 Voltage and torque equations of the SCIM with a healthy rotor cage

As seen in Equation 6.21, the parameters of the SCIM with a healthy cage in the rotor loop frame, Figure 6.6, can be obtained directly from the parameters of the SCIM in the primitive reference frame, Figure 6.3, where they adopt their simplest form (diagonal matrices for the resistance and leakage inductance tensors, partial inductances between single rotor bars and stator windings). The new parameters have been found by routine tensor transformations, using a simple connection matrix C_p , whose elements are ones, minus ones and zeros, which just reflect the connections between bars and end ring segments in the healthy rotor cage Equation 6.20. As this transformation is holonomic (the new rotor axes remain rigidly attached to the rotor windings), the voltage and torque equations Equation 6.2, being a tensorial equation, remain valid, just replacing the old by the new, transformed SCIM tensors.

6.6 Analytical model of the SCIM with rotor cage faults

In this section, the parameters of a SCIM with rotor cage faults is obtained from the resistance and inductance tensors of the healthy machine, by defining a transformation tensor that takes into account each type of fault, and applying routine tensor transformation laws. Three cases will be considered next: a cage with a broken bar, a cage with two non-consecutive rotor bars, and a cage with a broken end ring segment. Other faults such as non-consecutive broken bars, or the combined breakage of end ring segments and rotor bars can be treated in a similar way.

6.6.1 Analytical model of the SCIM with a broken rotor bar

The rotor network of a SCIM with a single broken rotor bar (b_2 in this example) can be established as depicted in Figure 6.7. This electrical network is derived from the healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first rotor loop (which contains the broken bar b_2) is formed by two non-consecutive rotor bars (b_1 and b_3).

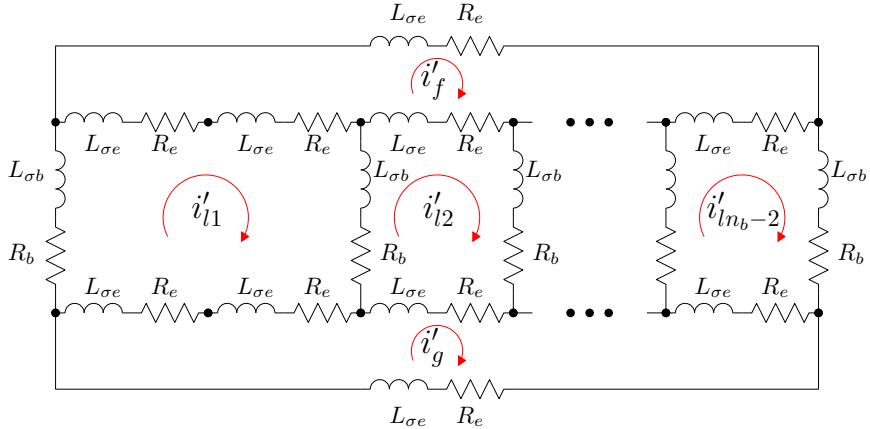


Figure 6.7: Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars with a single broken bar (b_2). It is similar to the circuits in a healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first rotor loop is formed by two non-consecutive bars (b_1 and b_3).

In the reference frame of Figure 6.7, the current tensor \mathbf{i}' will have $(n_s + n_b)$ components, the currents in the n_s stator windings, the $n_b - 2$ rotor loops and the two end ring loops.

$$\mathbf{i}' = \begin{bmatrix} s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & \dots & l'_{n_b-2} & f' & g' \\ i'_{s_1} & \dots & i'_{s_{n_s}} & i'_{l_1} & \dots & i'_{l_{n_b-2}} & i'_f & i'_g \end{bmatrix}^t \quad (6.26)$$

The transformation tensor that relates the currents in the healthy and in the faulty reference frame, \mathbf{C}_{b_2} , so that $\mathbf{i} = \mathbf{C}_{b_2} \cdot \mathbf{i}'$, can be established by direct comparison of Figure 6.3 and Figure 6.7, as:

$$C_{b_2} = \begin{array}{|c|cccccccccc|} \hline & s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & l'_2 & \dots & l'_{n_b-3} & l'_{n_b-2} & f' & g' \\ \hline s_1 & 1 & & & & & & & & & \\ \vdots & & \ddots & & & & & & & & \\ s_{n_s} & & & 1 & & & & & & & \\ l_1 & & & & 1 & & & & & & \\ l_2 & & & & & 1 & & & & & \\ l_3 & & & & & & 1 & & & & \\ \vdots & & & & & & & \ddots & & & \\ l_{n_b-2} & & & & & & & & 1 & & \\ l_{n_b-1} & & & & & & & & & 1 & \\ f & & & & & & & & & & 1 \\ g & & & & & & & & & & 1 \\ \hline \end{array} \quad (6.27)$$

That is, what C_{b_2} reflects is simply that the effect of a broken bar in Figure 6.7 can be represented by equating the currents in the two rotor loops that contain the missing bar, in this case loops l_1 and l_2 . As the transformation tensors of the current form a group, their combined effect is obtained by a simple product. Therefore, the final tensors of the SCIM with a broken bar of Figure 6.7 are obtained, using both connecting tensors C_p and C_{b_2} as

$$\begin{aligned} \text{resistance tensor} \quad R' &= (C_p \cdot C_{b_2})^t \cdot R_p \cdot (C_p \cdot C_{b_2}) \\ \text{leakage inductance tensor} \quad L'_{\sigma} &= (C_p \cdot C_{b_2})^t \cdot L_{p\sigma} \cdot (C_p \cdot C_{b_2}) \\ \text{main inductance tensor} \quad L'_{\mu} &= (C_p \cdot C_{b_2})^t \cdot L_{p\mu} \cdot (C_p \cdot C_{b_2}) \end{aligned} \quad (6.28)$$

6.6.2 Analytical model of the SCIM with two non-consecutive broken rotor bars

The electrical rotor network of a SCIM with two non-consecutive broken rotor bars (b_2 and b_4 in this example) can be established as depicted in Figure 6.8. This network is similar to the healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first two rotor loops contain the non consecutive broken bars.

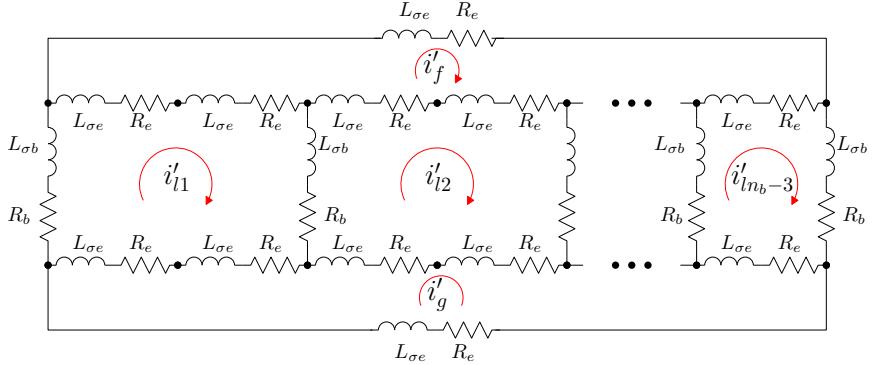


Figure 6.8: Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars with two non-consecutive broken bars (b_2 and b_4). It is similar to the circuits in a healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first two rotor loops contain the non consecutive broken bars.

In the reference frame of Figure 6.8, the current tensor \mathbf{i}' will have $(n_s + n_b - 1)$ components, the n_s stator currents, the $n_b - 3$ rotor loop currents and the two end ring currents.

$$\mathbf{i}' = \begin{bmatrix} s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & \dots & l'_{n_b-3} & f' & g' \\ i'_{s_1} & \dots & i'_{s_{n_s}} & i'_{l_1} & \dots & i'_{l_{n_b-3}} & i'_{f'} & i'_{g'} \end{bmatrix}^t \quad (6.29)$$

The transformation tensor that relates the currents in the healthy 6.18 and in the faulty 6.29 reference frames, $\mathbf{C}_{b_2b_4}$, so that $\mathbf{i} = \mathbf{C}_{b_2b_4} \cdot \mathbf{i}'$, can be established by direct comparison of Figure 6.3 and Figure 6.7, as:

$$C_{b_2 b_4} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline & s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & l'_2 & \dots & l'_{n_b-4} & l'_{n_b-3} & f' & g' \\ \hline s_1 & 1 & & & & & & & & & \\ \hline \vdots & \ddots & & & & & & & & & \\ \hline s_{n_s} & & 1 & & & & & & & & \\ \hline l_1 & & & 1 & & & & & & & \\ \hline l_2 & & & 1 & & & & & & & \\ \hline C_{b_2 b_4} = & l_3 & & & 1 & & & & & & \\ \hline l_4 & & & & 1 & & & & & & \\ \hline \vdots & & & & & \ddots & & & & & \\ \hline l_{n_b-2} & & & & & & 1 & & & & \\ \hline l_{n_b-1} & & & & & & & 1 & & & \\ \hline f & & & & & & & & 1 & & \\ \hline g & & & & & & & & & 1 & \\ \hline \end{array} \quad (6.30)$$

That is, what $C_{b_2 b_4}$ reflects is simply that the effect of two broken bars in Figure 6.8 can be represented by making equal the currents in the two rotor loops that contain each missing bar. As the transformation tensors of the current form a group, their combined effect is obtained by a simple product. Therefore, the final tensors of the SCIM with two non-consecutive broken bars of Figure 6.8 are obtained, using both connecting tensors C_p and $C_{b_2 b_4}$ as

$$\begin{aligned} \text{resistance tensor} \quad R' &= (C_p \cdot C_{b_2 b_4})^t \cdot R_p \cdot (C_p \cdot C_{b_2 b_4}) \\ \text{leakage inductance tensor} \quad L'_{\sigma} &= (C_p \cdot C_{b_2 b_4})^t \cdot L_{p\sigma} \cdot (C_p \cdot C_{b_2 b_4}) \\ \text{main inductance tensor} \quad L'_{\mu} &= (C_p \cdot C_{b_2 b_4})^t \cdot L_{p\mu} \cdot (C_p \cdot C_{b_2 b_4}) \end{aligned} \quad (6.31)$$

6.6.3 Analytical model of the SCIM with a broken end ring segment

The rotor network of a SCIM with a broken end ring segment (f_1 in this example) can be established as depicted in Figure 6.9. This circuit is similar to the circuit of a healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first rotor loop (which contains the broken end segment) includes the whole end ring loop.

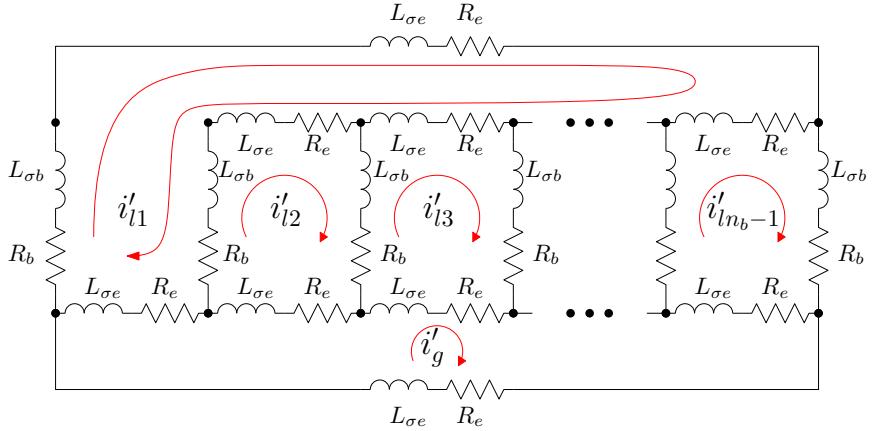


Figure 6.9: Rotor loops in a squirrel cage rotor of n_b bars with a single broken end ring segment (f_1). It is similar to the circuits in a healthy rotor cage shown in Figure 6.6, but now the first rotor loop includes the whole end ring loop.

In the reference frame of Figure 6.9, the current tensor \mathbf{i}' will have $(n_s + n_b)$ components, the n_s stator currents, the $n_b - 1$ rotor loop currents and the healthy end ring current.

$$\mathbf{i}' = \begin{bmatrix} s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & \dots & l'_{n_b-2} & l'_{n_b-1} & g' \\ i'_{s_1} & \dots & i'_{s_{n_s}} & i'_{l_1} & \dots & i'_{l_{n_b-2}} & i'_e & i'_g \end{bmatrix}^t \quad (6.32)$$

The transformation tensor that relates the currents in the healthy 6.18 and in the faulty 6.32 reference frames, \mathbf{C}_{f_1} , so that $\mathbf{i} = \mathbf{C}_{f_1} \cdot \mathbf{i}'$, can be established by direct comparison of Figure 6.3 and Figure 6.9, as:

$$C_{f_1} = \begin{array}{|cccccccccc|} \hline & s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & l'_2 & \dots & l'_{n_b-3} & l'_{n_b-2} & l'_{n_b-1} & g' \\ \hline s_1 & 1 & & & & & & & & & \\ \vdots & \ddots & & & & & & & & & \\ s_{n_s} & & 1 & & & & & & & & \\ l_1 & & & 1 & & & & & & & \\ l_2 & & & & 1 & & & & & & \\ l_3 & & & & & 1 & & & & & \\ \vdots & & & & & & \ddots & & & & \\ l'_{n_b-2} & & & & & & & 1 & & & \\ l'_{n_b-1} & & & & & & & & 1 & & \\ f & & & & 1 & & & & & & \\ g & & & & & & & & & & 1 \\ \hline \end{array} \quad (6.33)$$

That is, what C_{f_1} reflects is simply that the effect of a broken end ring segment in Figure 6.9 can be represented by making equal the current in the rotor loop that contain the missing end ring segment f_1 , in this case loop l_1 , and the current in the end ring loop. As the transformation tensors of the current form a group, their combined effect is obtained by a simple product. Therefore, the final tensors of the SCIM with a broken end ring segment of Figure 6.9 are obtained, using both connecting tensors C_p and C_{f_1} as

$$\begin{aligned} \text{resistance tensor} \quad R' &= (C_p \cdot C_{f_1})^t \cdot R_p \cdot (C_p \cdot C_{f_1}) \\ \text{leakage inductance tensor} \quad L'_{\sigma} &= (C_p \cdot C_{f_1})^t \cdot L_{p\sigma} \cdot (C_p \cdot C_{f_1}) \\ \text{main inductance tensor} \quad L'_{\mu} &= (C_p \cdot C_{f_1})^t \cdot L_{p\mu} \cdot (C_p \cdot C_{f_1}) \end{aligned} \quad (6.34)$$

6.6.4 Voltage and torque equations of the SCIM with cage faults

As commented in Section 6.5.3, the parameters of the SCIM with a faulty cage can be obtained directly from the parameters of the SCIM in the primitive reference frame (the simplest one) by routine tensor transformations. Simple connection matrices C_p 6.20, C_{b_2} 6.27, $C_{b_2 b_3}$ 6.30, and C_{f_1} 6.33, whose elements are ones and zeros, which reflect the connections between bars and end ring segments in the faulty rotor cage, are used in this transformations. As the new rotor axes remain rigidly attached to the rotor windings, the voltage and

torque equations 6.2 remain valid, just using the transformed SCIM tensors. That is

$$\left\{ \begin{array}{lcl} e' & = & \mathbf{R}'\mathbf{i}' + \mathbf{L}'\frac{di'}{dt} + \mathbf{i}'\frac{d\mathbf{L}'}{d\theta}\dot{\theta} \\ T & = & J\frac{d\dot{\theta}}{dt} - \frac{1}{2}\mathbf{i}''^t \frac{d\mathbf{L}'}{d\theta} \mathbf{i}' \end{array} \right. \quad (6.35)$$

where $e' = e$, because the stator windings voltages have not been changed (only rotor cage faults have been considered).

6.6.5 Analytical model of the SCIM with rotor faults in progress

In some cases, the faulty rotor bar or end ring segment are not completely broken, but their resistance or leakage reactance are different from normal values due to a fault in progress, such as an oxidation process [22]. In this case, the parameters of the faulty rotor part are simply adjusted in the corresponding diagonal element of the primitive resistance 6.9 or leakage inductance tensor 6.10. In this way, the proposed model can be applied to the prognosis of incipient broken rotor bars in an induction motor, as in [7], or half broken bars, as in [47]. Nevertheless, as [7] states, the deterioration of the bar is a highly non-linear process, and more advanced physical models, such as multi-physics finite-element analysis and fatigue testing would be necessary to establish a non-linear failure model for the prognosis of incipient broken bar faults.

6.7 Experimental validation

The validation of the proposed approach has been carried out by the simulation and experimental tests of a commercial squirrel-cage induction motor, whose characteristics are given in Appendix 6.9. The types of faults that have been used for the experimental validation of the proposed model are broken bars faults: a single broken bar, two consecutive broken bars, and two non-consecutive broken bars. In fact, major motor manufacturers have reported cases where the damaged bars appear randomly distributed around the rotor perimeter, indicating that the failure of non-adjacent bars is fairly common in large cage induction motors.

6.7.1 Experimental Setup

The test equipment, displayed in Figure 6.10, consists of a current clamp, whose characteristics are given in Appendix 6.10, a 200 pulse/revolution incremental encoder, a Yokogawa DL750 oscilloscope and a personal computer (Appendix 6.11) connected to it via an intranet network. The broken bar fault has been artificially produced by drilling a hole in the selected bars, as shown in Figure 6.10.



Figure 6.10: Experimental setup: measurement equipment (left), and rotor of the motor whose characteristics are given in Appendix 6.9, with a broken bar (right).

The rotor cage faults are detected using the motor current signature analysis (MCSA) method. It is based on the identification in the current spectrum of the characteristic fault harmonic components generated by the fault, at frequencies given by

$$f_{bb} = (1 + 2ks)f_1 \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (6.36)$$

where s is the motor slip, f_1 is the supply frequency, and k is the harmonic number. For the tested and simulated motors, the rotor speed is the rated one, 1410 r.p.m, and the supply frequency is $f_1 = 50$ Hz. The main fault harmonics used for the diagnosis are those corresponding to a value $k = \pm 1$ in 6.36 : the lower side-band harmonic (LSH), with a frequency $f_{LSH} = (1 - 2s)f_1$, and the upper side-band harmonic (USH), with a frequency $f_{USH} = (1 + 2s)f_1$. In case of the tested and simulated motors $s = 0.06$; therefore, $f_{LSH} = (1 - 2 \cdot 0.06) \cdot 50 = 44$ Hz, and $f_{USH} = (1 + 2 \cdot 0.06) \cdot 50 = 56$ Hz.

In the case of a double bar breakage, the LSH magnitude is a function of the relative position of the two broken bars. In [39] it has been shown that the ratio between the LSH in case of double and single breakages depends on the angle between the broken bars as

$$LSH_{pu} = \left| \frac{LSH_{double}}{LSH_{single}} \right| = |2 \cos(p\alpha_{bb})| \quad (6.37)$$

where p is the number of pole pairs and α_{bb} is the angle between the two broken bars. From 6.37 it can be deduced that if α_{bb} approximates $\pi/2p$, that is, half a pole pitch, then the second breakage reduces the magnitude of the LSH to a value lower than in the case of a single breakage. Therefore, in this case a motor with two broken bars could be erroneously diagnosed as a healthy motor. This behaviour is more challenging to simulate than the single broken bar fault, and it has been selected to verify the validity of the proposed model for fault diagnosis. Its experimental validation has been carried out using a set of artificially damaged rotors with the three following faults: one broken bar, two consecutive broken bars, and two non-consecutive broken bars, separated half a pole pitch, as seen in Figure 6.11. An additional healthy rotor, with no broken bars, has been also used for comparison purposes.



Figure 6.11: Tested rotors with faulty cages: one broken bar (left), two consecutive broken bars (centre) and two non-consecutive broken bars (right).

The same stator has been used to perform all the experimental tests, to better control the test conditions in all cases, as seen in Figure 6.12, right. The induction motor under test (Appendix 6.9) is connected via a belt coupling to a DC generator, which feeds a resistive load, depicted in Figure 6.12. Both the resistive load and the field excitation of the generator can be controlled, so that the induction machine works at rated speed 1410 r/min ($s=0.06$). The current of a stator winding has been measured using a sampling frequency of 5000 Hz, during an acquisition time of 50 seconds.

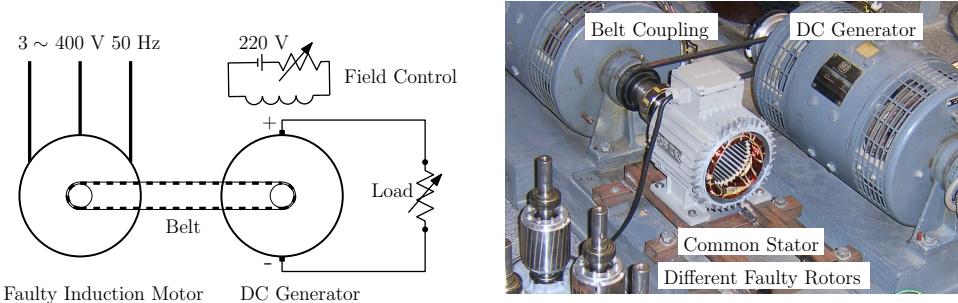


Figure 6.12: Schema of the loading of the experimental machine (left) and experimental setup (right). The induction motor under test (Appendix A) is connected to a DC generator via a belt coupling. The DC machine feeds a resistive load. Both the resistive load and the field excitation can be controlled so that the induction machine works at rated speed.

6.7.2 Analytic model of the tested motor in healthy condition

In this section the characteristic tensors of the tested SCIM (resistance, leakage inductance and main inductance tensors) are obtained for the tested SCIM of Appendix 6.9 using the proposed approach.

First, the main inductance tensor in the conductors reference frame of Figure 6.5, \mathbf{L}_{cp} 6.13 is built by dividing the air gap circumference of the tested motor into a high number of intervals, $N=1008$, and applying 6.14. This value of N has been chosen to be a multiple of the number of stator and rotor slots, to avoid numerical errors. The main inductance between two conductors located in the air gap has been represented in Figure 6.13 as a function of their angular separation, which represents actually the first column of tensor \mathbf{L}_{cp} .

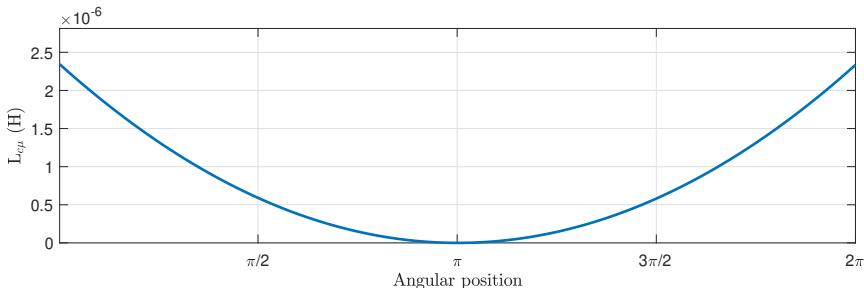


Figure 6.13: Main inductance between two conductors of the simulated machine, located in the air gap, as a function of their angular separation.

The main inductance tensor, with the mutual inductances between stator windings and rotor bars, is obtained by transforming the tensor $\mathbf{L}_{c\mu}$ into the primitive reference frame of Figure 6.3. This transformation 6.17 is made using the winding tensor \mathbf{C}_c (6.16), which contains the distribution of the conductors of the stator windings and the rotor bars, for each rotor position, as the one shown in Figure 6.14.

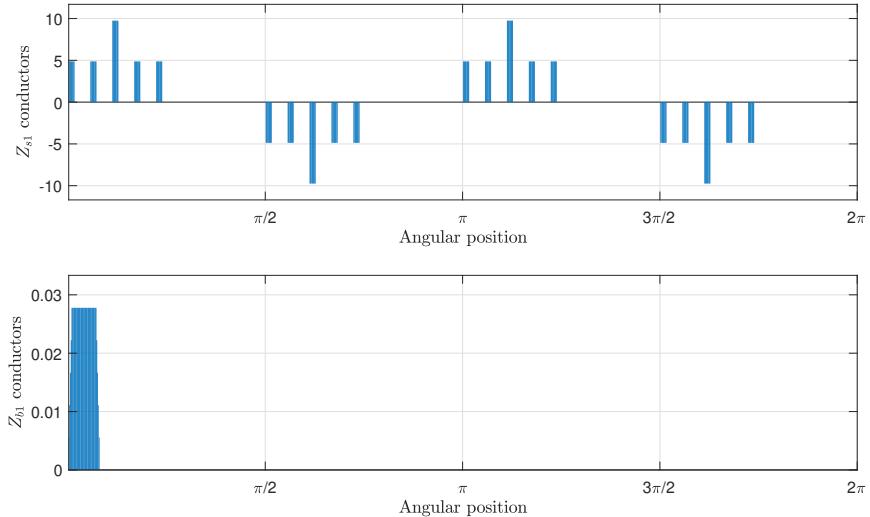


Figure 6.14: Conductors per air gap interval of a stator winding (top) and a rotor bar (bottom).

The winding tensor \mathbf{C}_c has been built using the distributions shown in Figure 6.14, with the appropriate rotation of their elements for each winding and for each rotor position. The main inductance tensor in the primitive reference frame has been obtained in this step by applying the transformation \mathbf{C}_c to $\mathbf{L}_{c\mu}$ (6.17). Figure 6.15, top, presents the main inductance between a stator winding and a rotor bar in the primitive reference frame of Figure 6.3, and Figure 6.15, bottom, presents its angular derivative, as a function of the rotor position.

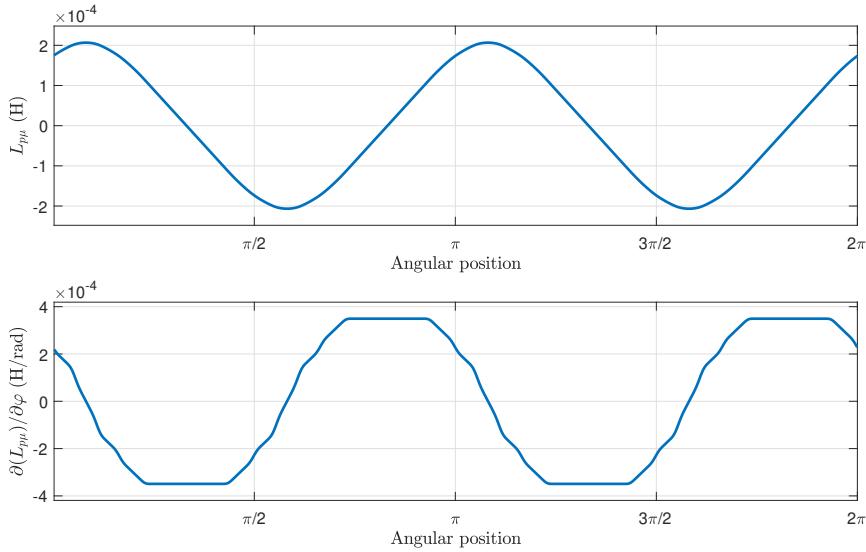


Figure 6.15: Mutual inductance between a stator winding and rotor bar of the tested machine as a function of the rotor position (top), and its angular derivative (bottom).

Applying the connection tensor 6.20 to the tensors of the primitive reference frame in 6.21, the machine tensors in the reference frame of Figure 6.6 are finally obtained for the healthy SCIM. Figure 6.16, top, presents the main inductance between a stator winding and a rotor loop in the reference frame of Figure 6.6, and Figure 6.16, bottom, presents its angular derivative, as a function of the rotor position.

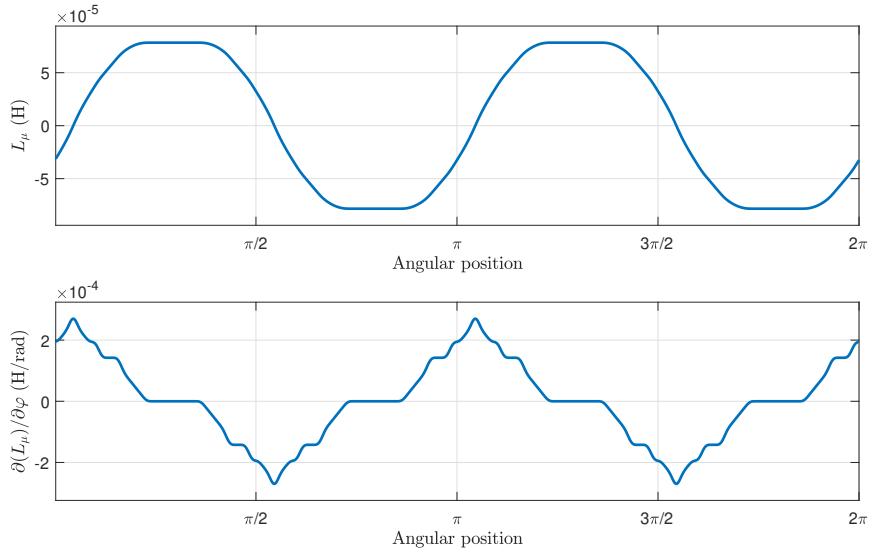


Figure 6.16: Mutual inductance between a stator winding and a rotor loop of the tested machine as a function of the rotor position (top), and its angular derivative (bottom).

Once obtained the parameters of the tested SCIM in healthy condition, a transformation tensor is used to obtain its parameters under faulty condition. This tensor is different for each type of fault, but it contains only zeros and ones to mark the type and position of the considered cage fault. Its value for the cases of a single broken bar C_{b_2} has been given in 6.27. The tensors for the cases of two consecutive broken bars $C_{b_2b_3}$ and for the case of two non-consecutive broken bars $C_{b_2b_6}$ are given by:

$$C_{b_2 b_3} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline & s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & l'_2 & \dots & l'_{n_b-4} & l'_{n_b-3} & f' & g' \\ \hline s_1 & 1 & & & & & & & & & \\ \hline \vdots & & \ddots & & & & & & & & \\ \hline s_{n_s} & & & 1 & & & & & & & \\ \hline l_1 & & & & 1 & & & & & & \\ \hline l_2 & & & & & 1 & & & & & \\ \hline C_{b_2 b_3} = & l_3 & & & & 1 & & & & & \\ \hline l_4 & & & & & & 1 & & & & \\ \hline \vdots & & & & & & & \ddots & & & \\ \hline l_{n_b-2} & & & & & & & & 1 & & \\ \hline l_{n_b-1} & & & & & & & & & 1 & \\ \hline f & & & & & & & & & & 1 \\ \hline g & & & & & & & & & & 1 \\ \hline \end{array} \quad (6.38)$$

$$C_{b_2 b_6} = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline & s'_1 & \dots & s'_{n_s} & l'_1 & l'_2 & l'_3 & l'_4 & l'_5 & \dots & l'_{n_b-4} & l'_{n_b-3} & f' & g' \\ \hline s_1 & 1 & & & & & & & & & & & & \\ \hline \vdots & & \ddots & & & & & & & & & & & \\ \hline s_{n_s} & & & 1 & & & & & & & & & & \\ \hline l_1 & & & & 1 & & & & & & & & & \\ \hline l_2 & & & & & 1 & & & & & & & & \\ \hline l_3 & & & & & & 1 & & & & & & & \\ \hline l_4 & & & & & & & 1 & & & & & & \\ \hline l_5 & & & & & & & & 1 & & & & & \\ \hline l_6 & & & & & & & & & 1 & & & & \\ \hline l_7 & & & & & & & & & & 1 & & & \\ \hline \vdots & & & & & & & & & & & \ddots & & \\ \hline l_{n_b-2} & & & & & & & & & & & & 1 & & \\ \hline l_{n_b-1} & & & & & & & & & & & & & 1 & \\ \hline f & & & & & & & & & & & & & & 1 \\ \hline g & & & & & & & & & & & & & & 1 \\ \hline \end{array} \quad (6.39)$$

6.7.3 Comparison between experimental tests and simulations using the analytical model of the SCIM

The four tested motors have been simulated using the proposed approach, with the model depicted in Figure 6.2. The spectrum of one of the simulated stator currents is shown in Figure 6.17, where the main fault harmonics have been marked with text arrows, indicating their magnitude. As predicted by 6.37, the LSH magnitude increases from the case of a single broken bar, -37.93 dB, Figure 6.17.b, to the case of two consecutive broken bars (broken bars b_2, b_3), -34.59 dB, Figure 6.17.c. On the contrary, when the separation between the two broken bars approaches half of a pole pitch (broken bars b_2, b_6), the magnitude of the LSH decreases, -45.68 dB, Figure 6.17.d, which may be misdiagnosed as a healthy motor condition.

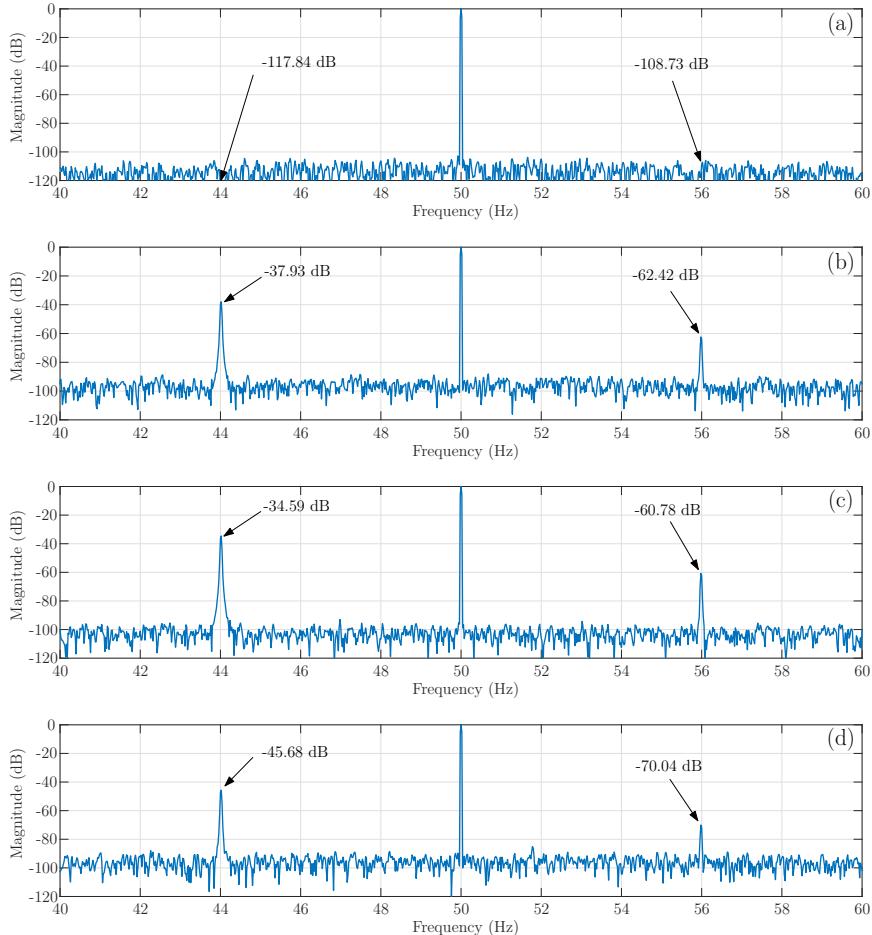


Figure 6.17: Spectra of the stator current obtained in the simulated tests of the motor of Appendix 6.9 with the following cage faults: (a) without fault, (b) one broken bar, (c) two consecutive broken bars (broken bars b_2, b_3) and (d) two non-consecutive broken bars (broken bars b_2, b_6). The main fault harmonics have been marked with text arrows, indicating their magnitude.

The four tested motors have been used for the experimental validation, by recording one of the stator currents with the motor running at rated speed. The spectra of the four experimental currents are shown in Figure 6.18, where the main fault harmonics have been marked with text arrows, indicating their magnitude. Again, as predicted by 6.37, the LSH magnitude increases from the case of a single broken bar, -32.68 dB, Figure 6.18.b, to the case of two

consecutive broken bars, -29.06 dB, Figure 6.18.c (broken bars b_2, b_6). On the contrary, when the separation between the two broken bars is close to a half of a pole pitch, the magnitude of the LSH decreases, -39.89 dB, Figure 6.18.d (broken bars b_2, b_6). This situation may be misdiagnosed as a healthy motor condition, especially when the motor has an inherent rotor asymmetry, which generates a small LSH, -63.03 dB, Figure 6.18.a, even in healthy condition. It is worth mentioning that, in the case of the tested motor, two additional harmonics appear at frequencies of 43.5 Hz and 56.5 Hz, due to the belt used for coupling the load to the test bed. In fact, when the motor is tested unloaded, with the belt removed, these harmonic do not appear, so they are probably generated by an axial eccentricity induced by the asymmetric load coupling to the motor shaft. These harmonics do not appear in the case of the simulated motor, because the model presented in this work does not take into account the effect of axial eccentricity.

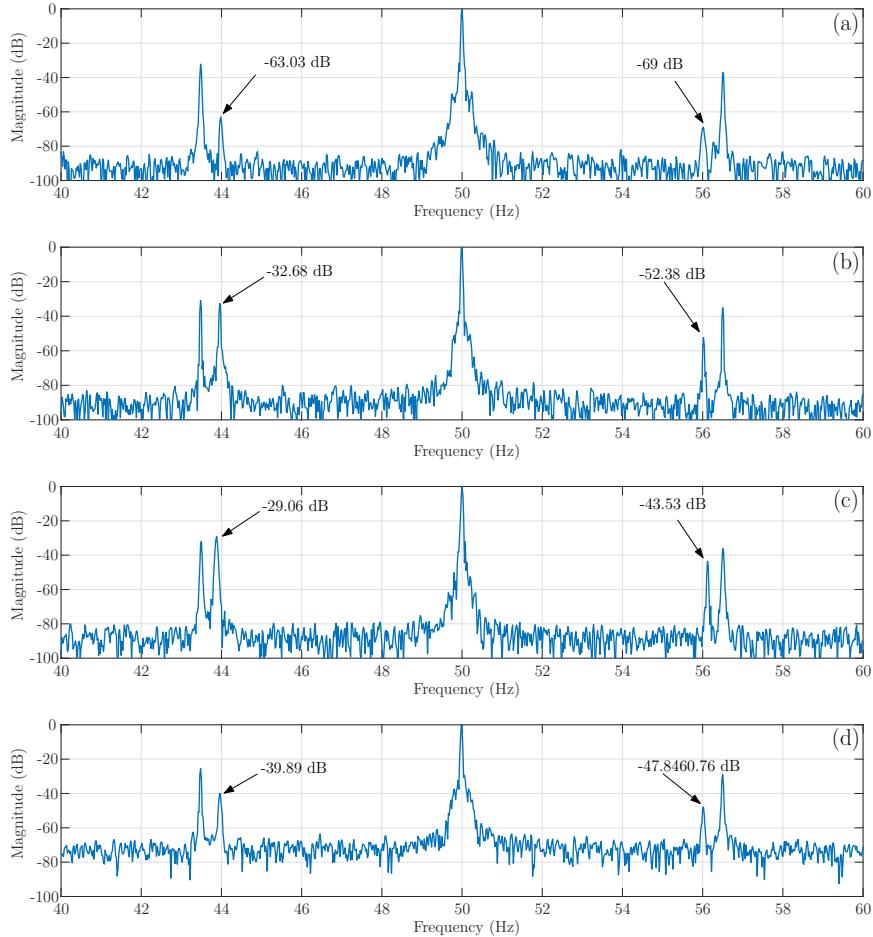


Figure 6.18: Spectra of the stator current obtained in the experimental tests of the motor of Appendix 6.9 with the following cage faults: (a) without fault, (b) one broken bar, (c) two consecutive broken bars (broken bars b_2, b_3) and (d) two non-consecutive broken bars (broken bars b_2, b_6). The main fault harmonics have been marked with text arrows, indicating their magnitude.

The results shown in Figure 6.17 and in Figure 6.18 indicate that the results obtained with proposed model clearly follow the experimental trend. The evolution of the magnitude of the LSH in case of a double bar breakage, compared with the LSH in case of a single broken bar fault, is presented in Table 6.1, showing a good agreement between simulated and experimental data, which confirms its validity as a tool for fault diagnosis.

Table 6.1: Increase of the LSH magnitude in case of a double broken bars fault, at different bar positions, compared with the LSH in case of a single broken bar fault

	Consecutive broken bars Broken bars b_2, b_3	Non-consecutive broken bars Broken bars b_2, b_6
Experimental	3.62 dB	-7.21 dB
Simulated	3.34 dB	-7.75 dB

The results presented in this section have been obtained also in [39, 40], both experimentally and using a bidimensional FEM-based model, which requires greater computing resources than the analytical method proposed in this work. Besides, in [39, 40] the broken bar fault was simulated by assigning a very high resistance to the broken bar ($10 \text{ M}\Omega$), which results in a greater number of unknowns than in the proposed model, and ill-conditioned coefficient matrices. The results of this section can also be obtained with other analytical models presented in the technical literature. In [53] an analytical model is presented, using the winding function approach for obtaining the inductance matrix, which has been extensively used in the technical literature [4]. This approach requires defining many different winding functions between a stator phase and a rotor loop, which depend on their relative positions. Instead, in the proposed method, a simple partial inductance between single conductors has been defined in 6.14, and the winding tensor 6.16 provides all the inductances for every relative phase positions using routine tensor algebra 6.17. The same consideration can be applied to the resistance and leakage inductance matrices, which are obtained in the proposed method using simple tensor transformations of the diagonal matrices 6.9 and 6.10, for any type of cage fault. Instead, in the method proposed in [53], the matrices must be built by a careful analysis of the rotor circuit, which is different for each type of fault.

6.8 Conclusion

The application of the tensorial approach proposed by Kron for the analysis of electrical networks to the development of an analytical model of the SCIM with multiple cage faults, as proposed in this work, has proven to be a very effective approach. Starting from a simple, primitive electrical network of the SCIM,

which contains the individual stator windings, bars and end ring segments, the complete, complex electrical network of the SCIM with multiple cage faults has been obtained using simple transformation matrices, whose elements are just ones, minus ones and zeros. Besides, this same approach has been applied to obtain the main inductances between stator and rotor windings, starting from a simple primitive framework with air gap conductors, and using a transformation matrix that contains only the conductor distributions of the windings. The proposed method has been theoretically presented and experimentally validated using the diagnosis of single and double breakage faults in the squirrel cage of a commercial induction motor, for consecutive and non-consecutive positions of the broken bars.

The application of this novel approach is not limited to the analysis of rotor cage faults. An added benefit of this approach is that other types of SCIM faults can be added to the model just changing either the primitive networks, as for example in the case of rotor eccentricity, or the transformation matrices, as for example in the case of stator inter-turn short circuits. Future work will include the analysis of simultaneous types of faults, which, in spite of the complexity of the resulting windings configurations, can be addressed in a routine way using the same tensor approach presented in this work. Also, the extension of the proposed approach to other types of electrical machines is currently being addressed.

6.9 Commercial IM

Three-phase induction machine. Rated characteristics: $P = 1.1 \text{ kW}$, $f = 50 \text{ Hz}$, $U = 230/400 \text{ V}$, $I = 2.7/4.6 \text{ A}$, $n = 1410 \text{ r/min}$, $\cos \varphi = 0.8$.

Machine dimensions: Effective length of the magnetic core = 70.2 mm, radius at the middle of the air gap = 41.1 mm, air gap length = 1.2 mm.

Stator: Three-phase winding, 36 slots, 78 wires/slot, winding pitch = 7/9, slot opening width = 2.1 mm, phase resistance 7.68Ω , phase leakage inductance = $2.3 \times 10^{-3} \text{ H}$.

Rotor: Squirrel-cage winding, 28 bars, slot opening width = 1.4 mm, skew = one slot pitch, rotor bar resistance = $2.02 \times 10^{-6} \Omega$, rotor bar leakage inductance = $2.21 \times 10^{-7} \text{ H}$, end ring leakage inductance = $2.45 \times 10^{-8} \text{ H}$.

6.10 Current Clamp

Chauvin Arnoux MN60, Nominal measuring scope: 100 mA..20A, ratio input/output: 1 A /100 mV , intrinsic error: $\leq 2\% + 50$ mV, frequency use: 400 Hz to 10 kHz.

6.11 Computer features

CPU: Intel Core i7-2600K CPU @ 3.40 GHZ RAM memory: 16 GB, Matlab Version: 9.9.0.1592791 (R2020b)

References

- [1] ABB. *ABB Ability Smart Sensor for Motors*. URL: <https://new.abb.com/motors-generators/service/advanced-services/smart-sensor/smart-sensor-for-motors> (vid. pág. 195).
- [2] Luigi Alberti, Nicola Bianchi y Silverio Bolognani. “A Very Rapid Prediction of IM Performance Combining Analytical and Finite-Element Analysis”. En: *IEEE Trans. Ind. Appl.* 44.5 (2008), págs. 1505-1512 (vid. pág. 199).
- [3] Bilal Asad y col. “The Cluster Computation-Based Hybrid FEM-Analytical Model of Induction Motor for Fault Diagnostics”. En: *Applied Sciences* 10.21 (2020). ISSN: 2076-3417 (vid. pág. 196).
- [4] Bilal Asad y col. “Transient Modeling and Recovery of Non-Stationary Fault Signature for Condition Monitoring of Induction Motors”. En: *Applied Sciences* 11.6 (2021) (vid. pág. 235).
- [5] Sami Bouzid, Philippe Viarouge y Jérôme Cros. “Real-Time Digital Twin of a Wound Rotor Induction Machine Based on Finite Element Method”. En: *Energies* 13.20 (2020). ISSN: 1996-1073 (vid. pág. 195).
- [6] V. Climente-Alarcon y col. “Simulation of an Induction Motor’s Rotor After Connection”. En: 53.6 (2017), págs. 1-4 (vid. pág. 194).
- [7] Vicente Climente-Alarcon y col. “Rotor-Bar Breakage Mechanism and Prognosis in an Induction Motor”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62.3 (2015), págs. 1814-1825 (vid. pág. 223).
- [8] Charles Concordia. *Synchronous machines: theory and performance*. Wiley, 1951 (vid. pág. 196).

- [9] I. Culbert y J. Letal. "Signature Analysis for Online Motor Diagnostics: Early Detection of Rotating Machine Problems Prior to Failure". En: *IEEE Ind. Appl. Mag.* 23.4 (2017), págs. 76-81. ISSN: 1077-2618 (vid. pág. 194).
- [10] Fang Duan y col. "Induction Motor Parameter Estimation Using Sparse Grid Optimization Algorithm". En: *IEEE Trans. Ind. Informat.* 12.4 (2016), págs. 1453-1461 (vid. pág. 201).
- [11] Jawad Faiz y Farhad Rezaee-Alam. "A new hybrid analytical model based on winding function theory for analysis of surface mounted permanent magnet motors". En: *COMPEL-The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering* 38.2 (2019), págs. 745-758 (vid. pág. 196).
- [12] Dalibor Filipović-Grčić, Božidar Filipović-Grčić y Kosjenka Capuder. "Modeling of three-phase autotransformer for short-circuit studies". En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 56 (2014), págs. 228 -234 (vid. pág. 196).
- [13] Qiang Fu y col. "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". En: *IET Electric Power Applications* 13.7 (2019), págs. 889-900 (vid. pág. 196).
- [14] Tomasz Garbiec y Mariusz Jagiela. "Accounting for Magnetic Saturation Effects in Complex Multi-harmonic Model of Induction Machine". En: *Energies* 13.18 (2020). ISSN: 1996-1073 (vid. pág. 196).
- [15] A Fernandez Gomez y TJ Sobczyk. "Distortion of currents fault signature in induction motors with faulty cage under influence of mechanical torque oscillations". En: *Przeglad Elektrotechniczny* 93.2 (2017), págs. 48-52 (vid. pág. 195).
- [16] Frederick Warren Grover. *Inductance calculations*. Van Nostrand, 1946 (vid. pág. 206).
- [17] Jacqueline Jordan Guedes y col. "Parameters estimation of three-phase induction motors using differential evolution". En: *Electric Power Systems Research* 154 (2018), págs. 204-212. ISSN: 0378-7796 (vid. pág. 201).
- [18] Martin J. Hoeijmakers. "An induction machine model based on analytic two-dimensional field computations." En: *Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*. 2004, págs. 43-48 (vid. pág. 209).

- [19] Masahiro Ikeda y Takashi Hiyama. "Simulation Studies of the Transients of Squirrel-Cage Induction Motors". En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 22.2 (2007), págs. 233-239 (vid. pág. 199).
- [20] Staszak Jan. "Determination of slot leakage inductance for three-phase induction motor winding using an analytical method". En: *Archives of Electrical Engineering* 62.4 (2013), págs. 569-591 (vid. pág. 199).
- [21] Sai Biao Jiang y col. "An Efficient Fault Diagnostic Method for Three-Phase Induction Motors Based on Incremental Broad Learning and Non-Negative Matrix Factorization". En: *IEEE Access* 7 (2019), págs. 17780-17790 (vid. pág. 194).
- [22] Jee-Hoon Jung. "Oxidation models of rotor bar and end ring segment to simulate induction motor faults in progress". En: *Journal of Power Electronics* 11.2 (2011), págs. 163-172 (vid. pág. 223).
- [23] Young Hyun Kim y Jung Ho Lee. "Comparison characteristics of various SynRMs through FEM and experimental verification". En: *Physica B: Condensed Matter* 549 (2018). 11th International Symposium on Hysteresis Modeling and Micromagnetics (HMM 2017), págs. 69 -73 (vid. pág. 196).
- [24] G. Kron y B. Hoffmann. *Tensor for Circuits*. Dover Books on Science. Dover, 1959 (vid. págs. 196-198, 200-202, 207).
- [25] Gabriel Kron. "Non-Riemannian Dynamics of Rotating Electrical Machinery". En: *Journal of Mathematics and Physics* 13.1-4 (1934), págs. 103-194 (vid. pág. 198).
- [26] Sang-Hoon Lee y col. "Identification of Induction Motor Parameters at Standstill Based on Integral Calculation". En: *IEEE Trans. Ind. Appl.* 53.3 (2017), págs. 2130-2139 (vid. pág. 201).
- [27] Guibin Li y col. "An Improved Model Predictive Direct Torque Control Strategy for Reducing Harmonic Currents and Torque Ripples of Five-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors". En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 66.8 (2019), págs. 5820-5829 (vid. pág. 201).
- [28] H. Li y col. "A Normalized Frequency-Domain Energy Operator for Broken Rotor Bar Fault Diagnosis". En: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 70 (2021), págs. 1-10 (vid. pág. 194).
- [29] Javier Martinez-Roman y col. "Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach". En: *Sensors* 21.15 (2021), pág. 5076 (vid. pág. 193).

- [30] Javier Martinez-Roman y col. “Winding Tensor Approach for the Analytical Computation of the Inductance Matrix in Eccentric Induction Machines”. En: *Sensors* 20.11 (2020), pág. 3058 (vid. págs. 196, 197, 207, 209, 214).
- [31] Olivier Maurice y col. “Kron’s method and cell complexes for magneto-motive and electromotive forces”. En: *IAENG International Journal of Applied Mathematics* 44.4 (2014), págs. 193-191 (vid. pág. 197).
- [32] Abdelhak Mekahlia y col. “Reduced-Order Model of Rotor Cage in Multiphase Induction Machines: Application on the Prediction of Torque Pulsations”. En: *Mathematical and Computational Applications* 25.1 (2020). ISSN: 2297-8747 (vid. pág. 196).
- [33] Luca Peretti y Mauro Zigliotto. “Automatic procedure for induction motor parameter estimation at standstill”. En: *IET Electric Power Applications* 6.4 (2012), págs. 214-224 (vid. pág. 201).
- [34] Manuel Pineda-Sanchez y col. “Partial Inductance Model of Induction Machines for Fault Diagnosis”. En: *Sensors* 18.7 (2018). ISSN: 1424-8220 (vid. págs. 196, 207, 209).
- [35] Joan Pons-Llinares y col. “Advanced Induction Motor Rotor Fault Diagnosis Via Continuous and Discrete Time–Frequency Tools”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 62.3 (), págs. 1791-1802 (vid. pág. 195).
- [36] Ruben Puche-Panadero y col. “Fault Diagnosis in the Slip–Frequency Plane of Induction Machines Working in Time-Varying Conditions”. En: *Sensors* 20.12 (2020). ISSN: 1424-8220 (vid. pág. 194).
- [37] Xing Qi. “Rotor resistance and excitation inductance estimation of an induction motor using deep-Q-learning algorithm”. En: *Engineering Applications of Artificial Intelligence* 72 (2018), págs. 67-79. ISSN: 0952-1976 (vid. pág. 201).
- [38] V. Rallabandi y col. “Inductance Testing for IPM Synchronous Machines According to the New IEEE Std 1812 and Typical Laboratory Practices”. En: *IEEE Trans. Ind. Appl.* 55.3 (), págs. 2649-2659 (vid. pág. 196).
- [39] M. Riera-Guasp y col. “Influence of Nonconsecutive Bar Breakages in Motor Current Signature Analysis for the Diagnosis of Rotor Faults in Induction Motors”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 25.1 (2010), págs. 80-89 (vid. págs. 224, 235).

- [40] C.H. Rojas y col. “Analysis by the finite element method of the influence caused in the current distribution in rotor squirrel-cage induction motor and current spectrum by the number and distribution of faulty bars during a rotor failure”. En: *Proc. IEEE Int. Symp. Diagnostics Elect. Mach. Power Electron. Drives (SDEMPED 2001)*. 2001, págs. 479-486 (vid. pág. 235).
- [41] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with finite element accuracy for condition monitoring running in real time using hardware in the loop system”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 111 (2019), págs. 315 -324. ISSN: 0142-0615 (vid. págs. 196, 207).
- [42] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with space harmonics for fault diagnosis based on the convolution theorem”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 100 (2018), págs. 463 -481 (vid. págs. 201, 209, 210).
- [43] A. Sapena-Bano y col. “Induction Machine Model with Space Harmonics for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on the Convolution Theorem”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 100 (2019), pp (vid. pág. 209).
- [44] A. Sapena-Bano y col. “Model reduction based on sparse identification techniques for induction machines: Towards the real time and accuracy-guaranteed simulation of faulty induction machines”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 125 (2021), pág. 106417. ISSN: 0142-0615 (vid. págs. 207, 209).
- [45] SIEMENS. *SIMOTICS CONNECT 400 Technical datasheet*. URL: <https://support.industry.siemens.com/cs/document/109780868/simotics-connect-400-technical-datasheet?dti=0&pnid=25522&lc=en-WW> (vid. pág. 195).
- [46] Wilton Lacerda Silva, Antonio Marcus Nogueira Lima y Amauri Oliveira. “Speed Estimation of an Induction Motor Operating in the Nonstationary Mode by Using Rotor Slot Harmonics”. En: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 64.4 (2015), págs. 984-994 (vid. pág. 201).
- [47] Gurmeet Singh y VNA Naikan. “Detection of half broken rotor bar fault in VFD driven induction motor drive using motor square current MUSIC analysis”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 110 (2018), págs. 333-348 (vid. pág. 223).

- [48] T. J. Sobczyk y col. “Characteristic Features of Rotor Bar Current Frequency Spectrum in Cage Induction Machine with Inner Faults”. En: *2019 IEEE 12th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. 2019, págs. 115-120 (vid. pág. 194).
- [49] Tadeusz J Sobczyk. “Extreme possibilities of circuital models of electrical machines”. En: *Electrical Power Quality and Utilisation, Journal* 12.2 (2006), págs. 103-112 (vid. págs. 195, 196).
- [50] Yogesh N Tatte y Mohan V Aware. “Torque ripple and harmonic current reduction in a three-level inverter-fed direct-torque-controlled five-phase induction motor”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.7 (2017), págs. 5265-5275 (vid. pág. 201).
- [51] Nariman Roshandel Tavana y Venkata Dinavahi. “Real-time nonlinear magnetic equivalent circuit model of induction machine on FPGA for hardware-in-the-loop simulation”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 31.2 (2016), págs. 520-530 (vid. pág. 195).
- [52] H.A. Toliyat, E. Levi y M. Raina. “A review of RFO induction motor parameter estimation techniques”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 18.2 (2003), págs. 271-283 (vid. pág. 201).
- [53] Hamid A Toliyat y Thomas A Lipo. “Transient Analysis of Cage Induction Machines under Stator, Rotor Bar and End Ring Faults”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 10.2 (1995), págs. 241-247 (vid. pág. 235).
- [54] Chenyu Xiao y col. “Discrete Component Prognosis for Hybrid Systems Under Intermittent Faults”. En: *IEEE Trans. Autom. Sci. Eng.* (2020), págs. 1-12. DOI: 10.1109/TASE.2020.3017755 (vid. pág. 195).
- [55] D. Xiao y col. “Domain Adaptive Motor Fault Diagnosis Using Deep Transfer Learning”. En: *IEEE Access* 7 (2019), págs. 80937-80949 (vid. pág. 194).
- [56] Shuying Yang y col. “A Novel Online Parameter Estimation Method for Indirect Field Oriented Induction Motor Drives”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 32.4 (2017), págs. 1562-1573 (vid. pág. 201).
- [57] Ming Yu, Chenyu Xiao y Bin Zhang. “Event-Triggered Discrete Component Prognosis of Hybrid Systems Using Degradation Model Selection”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* (2020), págs. 1-1. DOI: 10.1109/TIE.2020.3031515 (vid. pág. 195).

Capítulo 7

Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current

En este capítulo se muestra el artículo publicado en la revista "IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement" [22] del grupo IEEE. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 4.016 y se ubica en el cuartil Q1 de la categoría "Instruments & Instrumentation" (11/64).

7.1 Abstract

Induction machines are essential components of many industrial installations and, therefore, their faults must be detected early. Fault detection using current spectrum analysis is attracting an increasing interest as a condition-based monitoring technique. However, its use to detect rotor asymmetries in high-power induction machines, which operate at very low slip, is particularly challenging, due to the closeness of the characteristic fault harmonics to the

fundamental component, separated only a few mHz. Their reliable detection in harsh industrial environments requires a very high spectral resolution, that is, long acquisition times and a huge number of current samples, what hinders its implementation on embedded, on-line devices with limited computing resources. To address this problem, this paper presents a novel combination of diagnostic techniques, the use of the rectified current as diagnostic signal, and the Goertzel algorithm as signal processing tool. This unique combination allows for an optimized implementation of the Goertzel algorithm, which provides a high spectral resolution in the full load range of the machine, with a low computational cost and a negligible memory footprint. This proposal is validated experimentally with the fault diagnosis of a high-power medium-voltage industrial motor.

Keywords: Condition monitoring, Goertzel algorithm, induction machines, spectral analysis.

7.2 Introduction

Induction machines (IMs) are prevalent in industrial processes, mainly due to their reliability and low maintenance. For that reason, IM faults can cause unanticipated and costly stops of production lines [17]. Therefore, there is a growing interest in the development of condition-based monitoring (CBMs) methods that are able to detect IM faults on line [17], to avoid the sudden stop of IM powered industrial processes [7].

Motor current signature analysis (MCSA) has become a successful technique for diagnosing IM failures, as it is non-invasive and its implementation requires low hardware and software resources [3, 24]. Besides, MCSA can identify the current components corresponding to multiple types of faults, even if they are simultaneous.

One of the most common types of IM faults is rotor asymmetries, that is, rotor bar and end-ring breakages, or asymmetrical resistances of the rotor windings [2]. They can be produced by a mismatch in the phase windings of wounded rotor IMs, such as doubly-fed induction generators (DFIGs), or by poorly manufactured rotor cages of squirrel cage induction motors (SCIMs), which may lead to rotor breakages due to the high mechanical and thermal stresses that the rotor cage supports, specially in the start-up process. Figure 7.1 shows the rotor cage of the high-power (3.15 MW) SCIM used for the validation of this work, with a broken bar fault.



Figure 7.1: Motor of Appendix 7.7 (3.15 MW), with a broken bar fault.

Broken rotor bars, broken end-rings, or asymmetrical resistances of rotor windings, induce in the stator current an amplitude modulation, with a set of characteristic frequencies given by [1, 25]

$$f_{asym} = 2ksf_1, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (7.1)$$

where f_1 is the supply frequency, and s is the rotor slip. The stator current of the IM with a rotor asymmetry can be approximated, using Equation 7.1, as

$$i(t) = I \cos(\omega_1 t) \cdot (1 + \beta \cos(2\pi f_{asym} t)), \quad (7.2)$$

where $\omega_1 = 2\pi f_1$, I is the amplitude of the fundamental current component, and β is the amplitude of the fault component, in per-unit of the fundamental one. In case of incipient faults this factor can be very small ($\beta \ll 1$), less than $\beta = 1/200$ for partially broken cage bars [7].

The amplitude modulation given by Equation 7.2 results in sideband fault components symmetrically located around the fundamental component, at frequencies

$$f_{bb} = f_1 \pm f_{asym} = f_1 \pm 2ksf_1 \quad k = 1, 2, \dots \quad (7.3)$$

If only the main fault components are considered, those with harmonic order $k = 1$ in Equation 7.1, these sideband components appear at a distance $2sf_1$ from the fundamental, as

$$i(t) = I \left(\cos(\omega_1 t) + \frac{\beta}{2} \cos(\omega_1(1 \pm 2s)t) \right). \quad (7.4)$$

The direct use of Equation 7.4 for the diagnosis of rotor asymmetries is especially challenging for large IMs [29], inverter fed IMs [10], or small IMs with light loads [27, 29]. In these cases, the rotor slip s can be extremely low and, therefore, the distance $2sf_1$ can be very small. For example, the 3.15 MW IM tested in this work (see Appendix 7.7) has a rated slip of just $s_n = 0.006$, and a distance of just 0.6 Hz between the fundamental and the fault components at rated load. A so tiny spectral distance poses severe difficulties for the successful application of MCSA [27]:

- To achieve such a high spectral resolution (Δf), in the range of hundredths of a hertz, long sampling times are required [16], because it is the inverse of the acquisition time T_{acq} , that is, $\Delta f = 1/T_{acq}$. Another requirement for the practical implementation of MCSA is to avoid aliasing artifacts, which can make the fault harmonics appear at non-realistic frequencies. This problem can be solved with analog anti-aliasing filters [4]. Nevertheless, as modern low cost analog-to-digital converters (ADCs) can operate at very high speed, it is common to sample the current with a very high frequency, followed by a digital low pass filter. The combination of a high sample rate and long acquisition times produces a large number of current samples. For the motor used in this work (see Appendix 7.7), an acquisition time of $T_{acq} = 100$ s is needed to obtain a resolution of 0.01 Hz. As a sampling frequency $f_s = 5000$ Hz has been used, this gives a total number of $N_s = T_{acq} \cdot f_s = 100 \cdot 5000 = 500000$ samples, which must be stored and processed with the fast Fourier transform (FFT). In case of low cost, embedded devices, such as field programmable gate arrays (FPGAs) or digital signal processors (DSPs), this considerable computing burden and memory footprint hampers its use for the fault diagnosis of high power induction machines [1, 19]. Moreover, a growing trend is to add fault diagnostic capabilities to variable speed drive (VSD) controllers or to programmable logic controllers (PLCs) [31], what requires using the least possible resources of the controller to avoid disturbing its normal operation. Besides, diagnostic data must be sent to servers, which makes it necessary to reduce the volume of data transmitted for lower communication costs.

- This high spectral resolution is only needed in a very narrow spectral band, just 1.2 Hz in the case of the experimental motor of Appendix 7.7. Therefore, from a diagnostic perspective, practically the whole spectrum obtained with the FFT is discarded, because it covers the range $[0 - f_s/2]$ ($[0 - 2500 \text{ Hz}]$ in the experimental case).
- The position of this narrow diagnostic band is not constant but is centred on the fundamental frequency.
- The leakage produced by the fundamental component can hide the fault harmonics at so a small distance, making them undetectable, and giving a misdiagnosis.

This challenge is particularly important in case of large, medium voltage (MV) induction motors, such as the one considered in this paper, whose unexpected breakdown can cause extraordinary economic losses, well beyond their high repair expenses [9]. As these motors have very high starting currents, they are started usually with a reduced voltage, with a limited torque. This results in long starting times, with a reduced cooling ability and high bar currents, which produces high thermal and electrical stresses in the rotor cage. As these motors typically have more rotor bars than small machines, an added difficulty is that the flux imbalance generated by a single bar breakage, and therefore its signal-to-noise ratio, is much lower, making it difficult to detect the fault [35]. Besides, as these MV large-sized motors have lower per-unit stator and rotor resistances and a higher rated efficiency than low-voltage small motors [9], their rated slip is very low. These characteristics make the application of MCSA to MV induction motors a challenging task.

Therefore, the problem to solve is how to obtain the fault harmonics generated by rotor asymmetry IM faults with a high spectral resolution, but with a reduced computational cost, and a minimal memory and code footprint. This problem has been addressed using diverse methods in the recent literature. As the FFT is the main signal processing technique used for obtaining the spectral content of the IM current, different works are aimed towards reducing its computational burden. The zoom-FFTs (ZFFTs) [1, 18] can increase the accuracy within a given frequency range, with a reduced sampling frequency. The ZFFT consists in a frequency translation of the current signal, using a digital complex mixer, followed by a decimation stage with an anti-aliasing low-pass filter, which reduces the required number of samples. This reduces the computational cost of the final FFT stage [1] while keeping the same time acquisition period and frequency resolution. The implementation of ultra-long FFT using dedicated hardware has also been considered in [13, 20]. Other

techniques propose the computation of the Fourier transform (FT) of the current in real-time, as in [23], where the variation of the leakage effect produced by a broken rotor bar is measured in a small time window, using the sliding window discrete Fourier transform (SDFT).

A different line of work is to avoid the use of the FFT. It has been done using multiple signal classification (MUSIC) [11] methods, or estimating signal parameters via rotational invariance technique (ESPRIT) [34]. Other authors propose instead performing the fault diagnosis of IMs in the time domain, using an histogram of oriented gradients in [8], or the analysis of quaternions in [5]. In [9], a combination of frequency and time domain features, extracted from a Hall sensor installed between two stator coils, has been used as an input for intelligent classifiers, able to detect a broken bar fault at very low slip with a short acquisition time.

A common problem of the aforementioned techniques is the difficulty of implementing them in low-cost processors, due to their complexity of their code or hardware, or due to their computing time or memory burden. To solve these limitations, new techniques with a minimal footprint, in terms of code simplicity, memory usage, and latency, are needed.

In fact, there is an alternative approach to apply MCSA to induction machines at very low slip without using the FFT, followed in this paper. It is based on the Goertzel algorithm [14], which is able to compute directly a set of spectral components of the machine current. If this set is very small, its computational cost is much lower than the FFT of the whole current signal. The Goertzel algorithm has been used for obtaining only the fault harmonics of a permanent magnet synchronous generator in [12], using a bank of filters with a sampling frequency of 1 MHz, of an IM with bearing faults in [6] and with broken bars in [33]. Nevertheless, in these works, the exact position of the fault harmonics must be known before applying the Goertzel algorithm, which may result in misdiagnosis in case of small frequency deviations. Besides, in case of a broken bar fault, the current signal must be windowed to avoid the fundamental leakage, which requires storing the whole current signal, as in [21, 33]. These problems are addressed in [32], which avoids the storage of the current signal by windowing it in the frequency domain, and extends the calculation of the spectral components to narrow disjoint frequency bands, to avoid missing the fault harmonics. Nevertheless, the positions and widths of these bands vary with the load of the motor, which makes its application difficult. Besides, in [32] complex number arithmetic is used, which results in high computing and storage costs.

This paper addresses these problems, proposing a unique combination of two diagnostic techniques. On the one hand, the use of the rectified current signal, as in [28], which allows to define a single diagnostic band that covers the whole load range, to halve its width, and to translate its lower frequency to zero frequency. On the other hand, the use of the Goertzel algorithm, implemented using real number arithmetic as in [12], but applied only to the frequency bins of the diagnostic band with minimum leakage, what eliminates the need of storing and windowing the full current signal. The combined use of the rectified current signal and the optimized implementation of the Goertzel algorithm produces a high resolution current spectrum in the full load range of the IM, with a negligible memory and code footprint and a reduced computational burden, what enables its implementation in on-line low-cost embedded devices, such as FPGAs and DSPs, or in modern smart sensors, mounted on the machine framework.

This paper is structured in the following way. Section 7.3 presents the use of the rectified current signal for shifting the signature of the asymmetry fault to a low frequency spectral band and for halving its bandwidth. Section 7.4 presents the optimization of the Goertzel algorithm to generate a high resolution spectrum of this band with a low computational burden. In Section 7.5 the proposed technique is experimentally validated with the diagnosis of a broken bar fault in a high power industrial IM. Finally, Section 7.6 presents the conclusions.

7.3 Narrow-Band Frequency Analysis of the Rectified Current Signal

The first step of the proposed approach consists in fixing the position of a narrow diagnostic frequency band that covers the whole load range, and halving its width. This solves the problem of missing the fault harmonics in case of frequency deviations, when their frequencies are the only ones computed, as in [6, 12, 33], and also eliminates the need of analysing disjoint narrow frequency bands that may contain the fault harmonics, whose position and width is load dependent, as in [32]. This step is done by rectifying the current signal before spectral analysis, either by using a hardware rectifier or by changing the sign of the negative current samples, as in [28].

As mentioned in Section 7.2, the main fault harmonics in Equation 7.4 can be very close to the fundamental frequency for low slip values, just $2sf_1$ apart. Therefore, for an IM with a low rated slip s_n , the frequency band of diagnostic interest, where the fault harmonics are expected to show up, has a very small

width. Assuming that large induction motors operate at frequencies equal or lower than their rated one, f_n , and taking into account Equation 7.1, the width of this diagnostic frequency band can be established as $F_S = 4s_n f_n$, with $F_S \ll f_n \ll f_s$. Therefore, only a narrow-band spectral analysis is needed. Unfortunately, the spectrum obtained with the FFT covers the full spectral range $[0 - f_s/2]$ Hz, thus wasting most of the calculated frequency bins. An additional problem is that this narrow band is centred around the fundamental frequency f_1 , thus its position depends on the value of f_1 . To solve these problems, the band where the fault harmonics are expected to show up is first translated to the origin, and, at the same time, its width is halved, $F_S = 2s_n f_n$, using the rectified current signal, as in [28].

The expression of the rectified current signal in a faulty IM can be obtained as the product of the current signal Equation 7.2 and its sign, as

$$|i(t)| = i(t) \cdot \text{sgn}(i(t)) = i(t) \cdot \text{sgn}(\cos(\omega_1 t)), \quad (7.5)$$

where $\text{sgn}(\cdot)$ stands for the sign function [28]

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & \text{if } x > 0 \\ 0, & \text{if } x = 0 \\ -1, & \text{if } x < 0 \end{cases} \quad (7.6)$$

The square signal given by the expression $\text{sgn}(\cos(\omega_1 t))$ in Equation 7.5 can be expressed as

$$\text{sgn}(\cos(\omega_1 t)) = \frac{4}{\pi} \sum_{h=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[\frac{\sin(h\frac{\pi}{2})}{h} \cos(h\omega_1 t) \right] \quad (7.7)$$

and, substituting Equation 7.7 in Equation 7.5 gives

$$\begin{aligned} |i(t)| = & \frac{4I}{\pi} \left(\frac{1}{2} + \frac{\beta}{2} \cos(2\pi(2sf_1)t) + \right. \\ & + \sum_{h=3,5,\dots}^{\infty} \left[\frac{\sin(h\frac{\pi}{2})}{h} \cos(h\omega_1 t) \times (\cos(\omega_1 t) + \right. \\ & \left. \left. + \frac{\beta}{2} \cos(\omega_1(1 \pm 2s)t)) \right] \right). \end{aligned} \quad (7.8)$$

In the expression of the rectified current signal Equation 7.8 three terms appear: a direct current (DC) term, $\frac{2I}{\pi}$, a low frequency component correspon-

ding to the main fault harmonic $\frac{2\beta I}{\pi} \cos(2\pi(2sf_1)t)$, and a set of high frequency harmonic components, centred around $f_1, 2f_1, 3f_1, \dots$. This structure of the rectified current signal of a faulty IM has an important benefit from a diagnostic perspective: the signature of the rotor asymmetry fault in Equation 7.8 is a single fault component, at a low frequency of $2sf_1$, instead of the two fault harmonics at frequencies $f_1 \pm 2sf_1$ in Equation 7.4. Therefore, for a motor with a rated slip s_n , the frequency band of diagnostic interest is $[0 - 2s_n f_n]$, instead of the frequency band $[f_n(1 - 2s_n) - f_n(1 + 2s_n)]$ that must be scanned when analysing directly the non-rectified current signal. Besides, this band starts always at the origin, independently of the fundamental frequency.

The rectification process generates an additional $\frac{4}{\pi}$ factor in Equation 7.8, compared with Equation 7.4. Nevertheless, the amplitude of the fault harmonic at frequency $2sf_1$ in Equation 7.8 is expressed in dB as

$$\widehat{i}(2sf_1)\Big|_{\text{dB}} = 10 \log \frac{|\widehat{i}(2sf_1)|^2}{|\widehat{i}(0)|^2} = 20 \log \frac{\beta}{2}, \quad (7.9)$$

where $\widehat{i}(f)$ stands for the FT of $|i(t)|$. This eliminates the influence of the additional $\frac{4}{\pi}$ factor.

7.4 Optimized Implementation of the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current Signal

Only a narrow-band of frequency width $[0 - 2s_n f_n]$ of the rectified current is needed to detect the rotor asymmetry fault in an IM with rated slip s_n . Nevertheless, the FFT computes the frequency bins in the whole range $[0 - f_s/2]$ ($f_s \gg 2s_n f_n$), so wasting the results obtained outside this diagnostic band. In this work, the Goertzel algorithm is used for computing only the spectrum band of diagnostic interest, and its implementation is optimized to calculate only of the frequency bins with minimum spectral leakage, to avoid the storage of the current signal, and to use only real number arithmetic, which help achieve a negligible memory footprint.

7.4.1 The Goertzel Algorithm

The diagnostic process begins with the acquisition of the current signal. The machine current, $i(t)$, is sampled during an acquisition time T_{acq} at a rate f_s , and its absolute value is taken, what gives a time-series of $N = T_{acq} \cdot f_s$ current samples $|i[n]|$, with the time-index $n = 0, \dots, N - 1$. The N -point discrete Fourier transform (DFT) of $|i[n]|$ gives a frequency-series, $\hat{i}[k]$, with the frequency-index $k = 0, \dots, N - 1$. Its k th bin is given by

$$\hat{i}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j2\pi nk/N} |i[n]|. \quad (7.10)$$

The FFT is a block algorithm that is able to compute the N points of the DFT Equation 7.10 in a very effective way. On the contrary, the Goertzel algorithm is able to compute a single output of this N -point DFT. It can be implemented using a second-order infinite impulse response (IIR) filter, as depicted in Figure 7.2. Its z -domain transfer function is

$$H_G(z) = \frac{1 - (e^{-j2\pi k/N}) \cdot z^{-1}}{1 - 2 \cos(2\pi k/N) \cdot z^{-1} + z^{-2}} \quad (7.11)$$

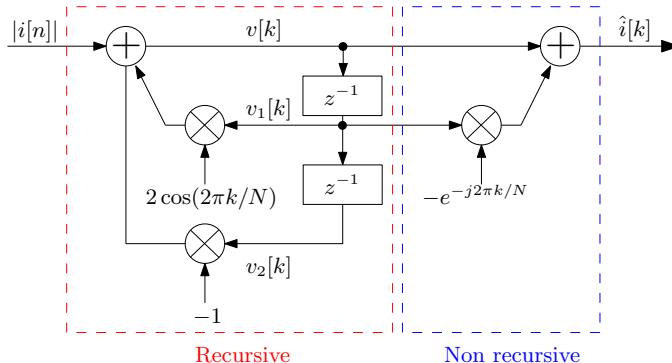


Figure 7.2: IIR filter that implements the Goertzel algorithm, applied to the rectified current signal.

The value of k in Equation 7.11 and in Figure 7.2 can be any value between 0 and $N - 1$, and is not restricted to integer values [15]. Therefore, Equation 7.11

gives full flexibility in specifying the frequencies of the bins to be calculated with Equation 7.11, by adjusting its resonant frequency.

From Figure 7.2, it can be seen that the Goertzel algorithm has a recursive part (Figure 7.2, left), which must be processed with every current sampled, and thus implemented N times, plus a feed forward part (Figure 7.2, right), which needs only be computed after the last current sample has been processed. The present work takes advantage of this structure for proposing the following optimizations, to reduce to a minimum the computing effort and the memory footprint of Equation 7.11.

7.4.2 Optimized Selection of the Frequency Bins Computed with the Goertzel Algorithm

The frequency bins of the rectified current spectrum with diagnostic interest for an IM with rated slip s_n , and rated supply frequency f_n , belong to the frequency band $[0 - 2s_n f_n]$. Within this band, the frequency bins with the lowest leakage from the fundamental component are selected to be processed with Equation 7.11. The process of sampling the rectified current during a limited acquisition time, T_{acq} , can be modelled as the product of a current signal of infinite duration $|i_\infty(t)|$ and a rectangular time window of length T_{acq} , as

$$|i(t)| = |i_\infty(t)| \cdot \text{rect}_{T_{acq}}(t). \quad (7.12)$$

Therefore, the FT of the rectified current can be obtained, using the convolution theorem, as the convolution of the FTs of these two functions,

$$\mathcal{F}(|i(t)|) = \mathcal{F}(|i_\infty(t)|) * \mathcal{F}(\text{rect}_{T_{acq}}), \quad (7.13)$$

where the symbol '*' stands for the convolution operation. The FT of a rectangular window is a sinc function. Therefore, as the fundamental component of the current has been displaced to the origin by the rectification process, its leakage at any frequency can be expressed from Equation 7.13 as the sinc function centred at the origin [29], given by

$$\mathcal{F}(\text{rect}_{T_{acq}}) = \text{sinc}(f \cdot T_{acq}) = \frac{\sin(\pi f \cdot T_{acq})}{\pi f \cdot T_{acq}}. \quad (7.14)$$

The leakage generated by the fundamental component is null at the zeros of the sinc function Equation 7.14, given by the expression

$$\pi f \cdot T_{acq} = k \cdot \pi \implies f = \frac{k}{T_{acq}} = k \cdot \Delta f \quad k = 0, 1, \dots, \quad (7.15)$$

where $\Delta f = 1/T_{acq} = f_s/N$ is the frequency resolution achieved with an acquisition time T_{acq} . Nevertheless, as the width of the frequency band of diagnostic interest is limited to $2s_n f_n$, the maximum value of k needed in Equation 7.15, k_{max} , is given by the condition $k_{max} \cdot \Delta f \geq 2s_n f_n$, that is

$$k_{max} = \text{ceil}\left(\frac{2s_n f_n}{\Delta f}\right) = \text{ceil}\left(2s_n f_n T_{acq}\right), \quad (7.16)$$

where $\text{ceil}(x)$ is the ceiling function, which maps x to the least integer greater than or equal to x .

Combining Expression 7.15 and Expression 7.16, the Goertzel algorithm is computed only at the frequency bins within the diagnostic band with minimum leakage from the fundamental (see Figure 7.3), located at frequencies

$$f = k \cdot \Delta f \quad k = 0, 1, \dots, k_{max}. \quad (7.17)$$

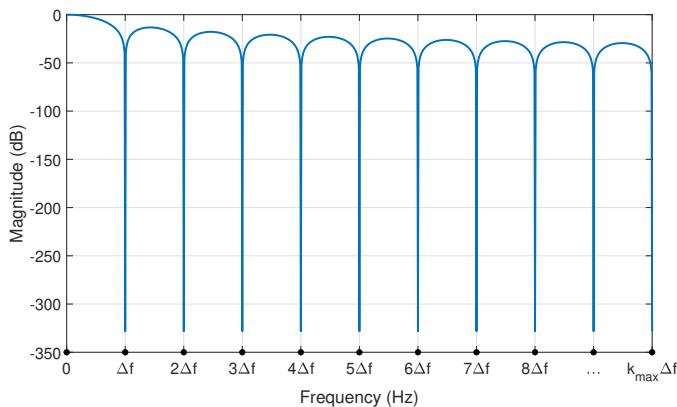


Figure 7.3: Spectral leakage generated by the fundamental component of the rectified current signal, located at the origin, and frequency bins selected for calculating the Goertzel algorithm (black dots in the frequency axis), the ones with the lowest leakage. In this plot, $\Delta f = 1/T_{acq}$ and $k_{max} = \text{ceil}(2s_n f_n / \Delta f)$ Equation 7.16.

For example, for the motor considered in Appendix 7.7 ($s_n = 0.006$, $f_n = 50$ Hz), and with an acquisition time $T_{acq} = 100$ s, the maximum value of k would be, using Equation 7.16, $k_{max} = 60$. Therefore, just 61 frequency bins are needed to be processed and stored for diagnostic purposes, much less than the 500000 frequency bins generated by the FFT of the current signal (with a sampling rate $f_s = 5000$ Hz).

It is worth mentioning that obtaining the exact position of the frequency bins with a minimum spectral leakage, as given by Equation 7.17, has been possible thanks to the rectification process, which translates the position of the fundamental component to zero-frequency. The exact location of the leakage-free frequency bins is, in general, not possible for the original, non-rectified current signal, due to the uncertainty on the exact value of its fundamental frequency, where a small error (in the range of the mHz) can cause a huge increase of the spectral leakage [29].

7.4.3 Optimized Implementation of the Recursive Part of the Goertzel Algorithm

The recursive part of the Goertzel algorithm (Figure 7.2, left) must be computed for each of the rectified current samples $|i_n|$, with $n = 0, \dots, N - 1$, and for each of the desired output frequency bins $\hat{i}[k]$, with $k = 0, \dots, k_{max}$. Equation 7.17. This part of the Goertzel algorithm be formulated in a recursive way as

$$\begin{cases} v_2[k] = v_1[k] \\ v_1[k] = v[k] \\ v[k] = v_1[k] \cdot 2 \cos(2\pi k/N) - v_2[k] + |i_n| \end{cases} \quad (7.18)$$

where $v[k]$ is a buffer of intermediate results, and $v_1[k]$ and $v_2[k]$ are memory buffers used to store the content of $v[k]$ in the previous recursions, as depicted in Figure 7.2.

To optimize the memory footprint, Equation 7.18 is applied as soon as a new current sample i_n is available from the signal acquisition system, and after computing Equation 7.18 this current sample is discarded. This is possible because the current signal must not be windowed to eliminate the fundamental leakage, thanks to the choice of frequency bins made in Section 7.4.2, and eliminates the need for storing the N samples of the current signal ($N = 5 \cdot 10^5$ in the case of the motor tested in this work). Nevertheless, this approach limits

the time available for computing Equation 7.18 to the time interval between consecutive current samples ($\Delta t = 0.2$ ms with the 5 kHz sampling rate used in the experimental tests). To reduce the computation time of Equation 7.18, the factors $2 \cos(2\pi k/N)$ are pre-calculated and stored in a memory buffer, what reduces the number of operations per current sample to a single real multiply and two real adds. In this way, the total memory storage needed to implement the optimized recursive part of the Goertzel algorithm, including the twiddle factors $2 \cos(2\pi k/N)$, is $4(k_{max} + 1)$ floating point numbers, and the total number of operations is $(k_{max} + 1)$ real multiplies and $2(k_{max} + 1)$ real adds per current sample ($k_{max} = 60$ in the case of the motor tested in this work).

7.4.4 Optimized Implementation of the Feed Forward Part of the Goertzel Algorithm

The feed forward part of the Goertzel algorithm (Figure 7.2, right) gives the final, complex value of the k th output bin, after iteration N , as

$$\hat{i}[k] = v[k] - e^{j2\pi k/N} \cdot v_1[k]. \quad (7.19)$$

Nevertheless, for diagnostic purposes, only the modulus squared of the Goertzel algorithm output is needed, according to Equation 7.9, which can be calculated from Equation 7.19 as [12]

$$\begin{aligned} |\hat{i}[k]|^2 &= (v[k] - v_1[k] \cos(2\pi k/N))^2 + (v_1[k] \sin(2\pi k/N))^2 = \\ &= v[k]^2 + v_1[k]^2 - 2 \cos(2\pi k/N) \cdot v[k] \cdot v_1[k] \end{aligned} \quad (7.20)$$

Using Equation 7.20, the diagnostic output, in dB scale, is given by

$$|\hat{i}[k]|_{dB} = 10 \log \frac{|\hat{i}[k]|^2}{|\hat{i}[0]|^2}. \quad (7.21)$$

Optimizing the calculation of the feed forward part of the Goertzel algorithm for diagnostic purposes as Equation 7.20 has two advantages:

- The result of Equation 7.20 is a real number, not a complex one. Therefore, its computation can be performed in place, using for storing the Goertzel algorithm output the same memory buffer as for $v[k]$, whose

values are discarded after the computation. That is, without increasing the memory footprint optimized for the recursive part of the Goertzel algorithm.

- The multiplication by the twiddle factors $2 \cos(2\pi k/N)$ in Equation 7.20 can reuse these factors, stored in the pre-calculated buffer used in the recursive part of the Goertzel algorithm, thus reducing the computational cost of Equation 7.20 to 4 real multiplications and 3 real additions per output bin.

For comparative purposes, the first-order Goertzel algorithm proposed in [32] for fault diagnosis of IMs uses complex arithmetic, requiring four real multiplications and two real additions per current sample and per output bin, rather than one real multiplication and two real additions as in the proposed approach. Besides, all the memory buffers must store complex numbers, what duplicates the memory footprint of the method proposed in this work. Finally, it is applied to the current signal, not the rectified one, so it requires spectral filters to avoid the spectral leakage of the supply component.

7.4.5 *Flowchart of the Optimized Diagnostic Goertzel algorithm*

Combining Equations 7.16, 7.18, 7.20 and 7.21, the flow chart of the proposed method is depicted in Figure 7.4.

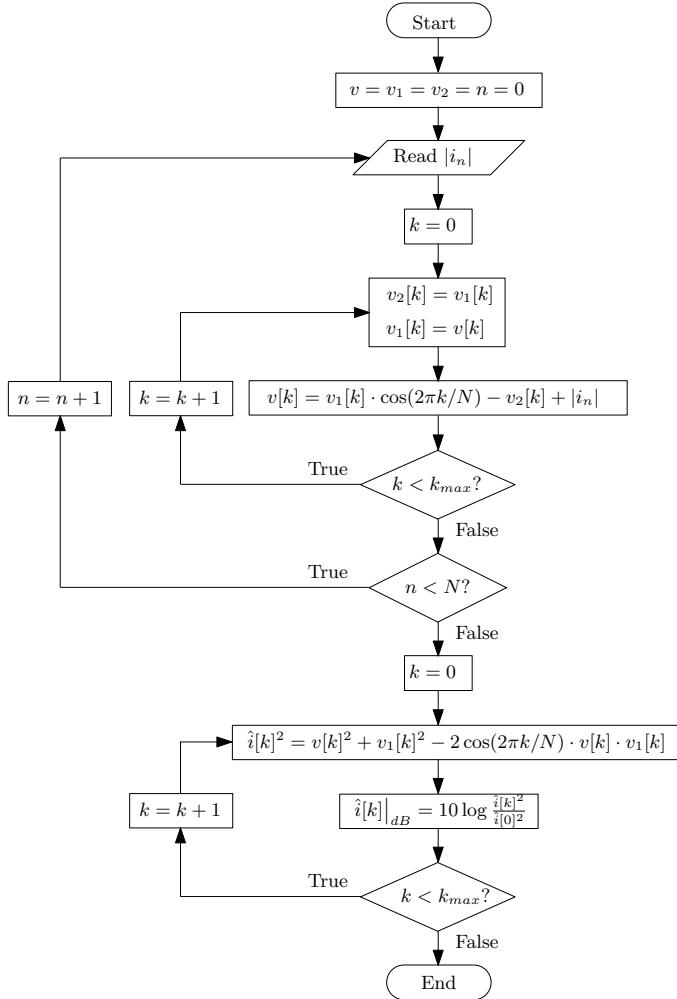


Figure 7.4: Proposed implementation of the optimized Goertzel algorithm. Its recursive part is executed upon the arrival of each new rectified current sample, and is implemented using a real multiplication and two real additions per bin. The final output computes directly the modulus squared of each bin, which avoids the use of complex numbers. This algorithm is applied only at the bins with the lowest leakage generated by the supply component in the diagnostic frequency band $[0 - 2s_n f_n]$, given by Expression 7.17.

7.5 Experimental Validation

To validate experimentally the proposed method, a large squirrel cage motor (6 kV, 3.15 MW, grid connected), whose characteristics are given in Appendix 7.7, has been tested, directly fed from a 50 Hz power line. It drives a low pressure pump and a high pressure pump in a thermal power plant-heating plant (TPP-HP), as seen in Figure 7.5. This motor had a broken bar, detected by the proposed approach, and confirmed with the rotor dismounted, as seen in Figure 7.6.

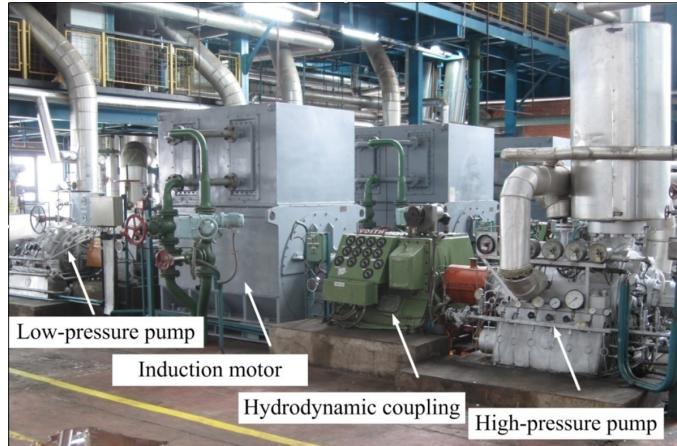


Figure 7.5: IM tested with the proposed technique (see Appendix 7.7), operating in a thermal power plant-heating plant (TPP-HP).



Figure 7.6: Rotor of the tested 3.15 MW IM (left), and close-up view of the broken bar (right).

The stator current is shown in Figure 7.7. It was acquired at a rate of 5 kHz, during an acquisition time of $T_{acq} = 100$ s, giving $N = 5 \cdot 10^5$ current samples. During this test, the motor was partially loaded, running at a constant speed of 2994.6 rpm ($s = 0.0018$), and the measured supply frequency was $f_1 = 49.98$ Hz. Applying Equations 7.1 and 7.4, the expected frequencies of the three first fault components are given in Table 7.1. Additionally, the current signal depicted in Figure 7.7 contains other components generated by electromagnetic noise, and by the non-ideal character of the machine, as seen in the enlarged view of Figure 7.7. The proposed method is validated in the presence of these additional harmonic components, unavoidable in industrial machines.

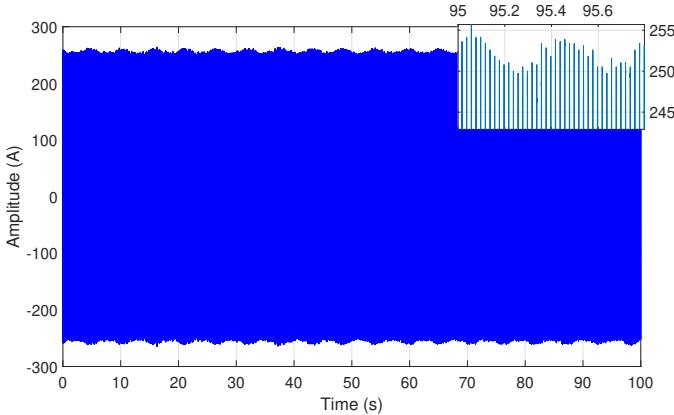


Figure 7.7: Current signal obtained while the motor is partially loaded, at a constant speed of 2994.6 rpm ($s = 0.0018$). The enlarged view shows that, in addition to the fault components generated by the rotor asymmetry, this signal contains other components generated by electromagnetic noise, and by the non-ideal character of the machine.

Table 7.1: Theoretical frequencies of the broken bar fault harmonics in the test at a constant speed of 2994.6 rpm

Fault harmonic order k	1	2	3
$f_{asym} = 2ksf_1$ Equation 7.3	0.18 Hz	0.36 Hz	0.54 Hz
$f_{bb} = f_1 \pm f_{asym}$ Equation 7.4	49.8 Hz 50.16 Hz	49.62 Hz 50.34 Hz	49.44 Hz 50.52 Hz

The conventional spectrum of the current, shown in Figure 7.8, has been obtained using a Hanning window. The theoretical broken bar fault harmonics cal-

culated in Table 7.1, second row, around the supply frequency, appear clearly in this spectrum, what indicates a the broken bar fault, confirmed by visual inspection. Nevertheless, the memory requirement for this FFT of $5 \cdot 10^5$ samples is, at least, $3 \cdot 5 \cdot 10^5$ double precision floating point numbers [30], that is, 11.72 MB of memory storage.

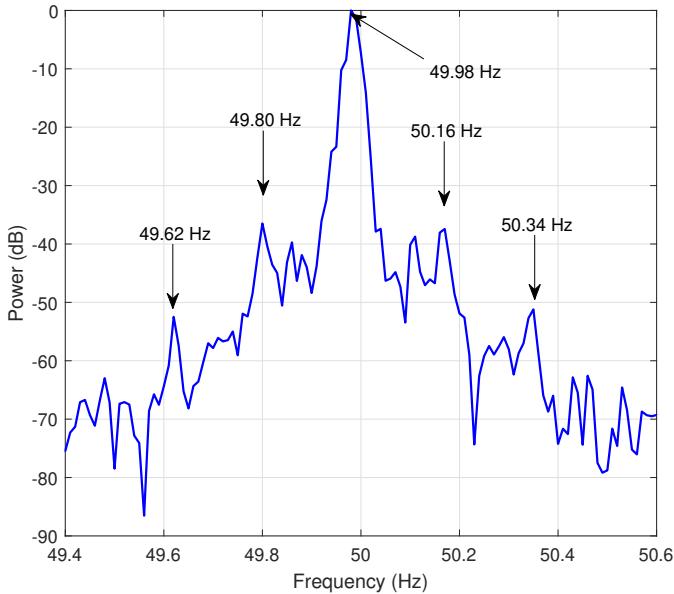


Figure 7.8: Conventional spectrum of the experimental current signal of Figure 7.7, using a Hanning window for reducing the spectral leakage. The broken bar harmonics calculated in Table 7.1, second row, around the supply frequency, can be detected in this spectrum, which is an assessment of the broken bar fault, confirmed by visual inspection.

The proposed technique has been applied subsequently to obtain the spectrum of the rectified current signal of Figure 7.7. This motor (see Appendix 7.7) has a rated speed of 2982 rpm, ($s_n = 0.006$) and a rated frequency of $f_n = 50$ Hz. Therefore, the algorithm of Figure 7.4 has been applied to compute $k_{max} + 1 = 61$ Equation 7.16 frequency bins in the narrow spectral band $[0 - 2s_n f_n] = [0 - 0.6]$ Hz, shown in Figure 7.9 (hollow circles).

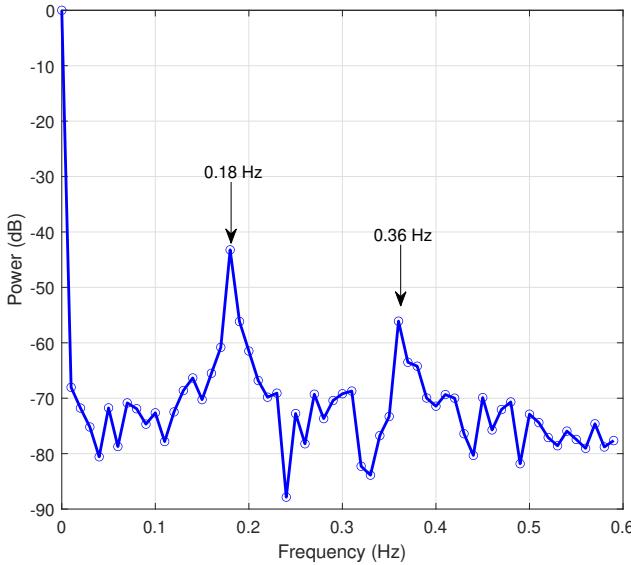


Figure 7.9: Spectrum of the experimental rectified current signal of Figure 7.7, generated with the optimized Goertzel algorithm (Figure 7.4). The theoretical broken bar fault harmonics calculated in Table 7.1, first row, can be detected in this spectrum, what is an indication of the broken bar fault, confirmed later by visual inspection. The circles mark the 61 points calculated by the optimized Goertzel algorithm of Figure 7.4.

A direct comparison between the spectrum generated with the classical FFT approach (Figure 7.8), and with the proposed approach (Figure 7.9), indicates that the broken bar fault harmonics are displayed correctly in both spectra. Nevertheless, the memory needed to implement the proposed algorithm is, as indicated in Section 7.4.3, $4(k_{max} + 1) = 244$ double precision floating point numbers (1952 bytes), that is, less than 2 kB. This represents a 6000-fold reduction compared with the classical FFT approach (11.72 MB). Besides, the peaks of the fault harmonics in Figure 7.9 (without multiplying $i(t)$ by any window) are sharper than those in Figure 7.8 (with a Hanning window), because the smearing effect of the window in the frequency domain is avoided. Finally, the results of the proposed approach are available right after the last current sample has been read, while the FFT approach must wait to fill the whole buffer of current samples before proceeding. As for the computing requirements, only $(k_{max} + 1) = 61$ real multiplies and $2(k_{max} + 1) = 122$ real adds are needed per current sample with the optimized Goertzel algorithm.

To further validate the proposed technique, it has been applied to the same motor in steady regime with three different loads, shown in Table 7.2. The spectra generated by the proposed method (Figure 7.4) in the tests described in Table 7.2 are depicted in Figure 7.10, and show the fault harmonics at the theoretical frequencies predicted by Equation 7.1. The circles in Figure 7.10 mark the 61 points calculated by the algorithm of Figure 7.4 in each test.

Table 7.2: Theoretical frequencies of the rotor broken bar fault harmonics in three tests with different load levels

Test no.	n	s	f_1	$2sf_1$	$4sf_1$
1	2996.7 rpm	0.0011	49.97 Hz	0.11 Hz	0.22 Hz
2	2995.2 rpm	0.0016	49.99 Hz	0.16 Hz	0.32 Hz
3	2994.3 rpm	0.0019	49.99 Hz	0.19 Hz	0.38 Hz

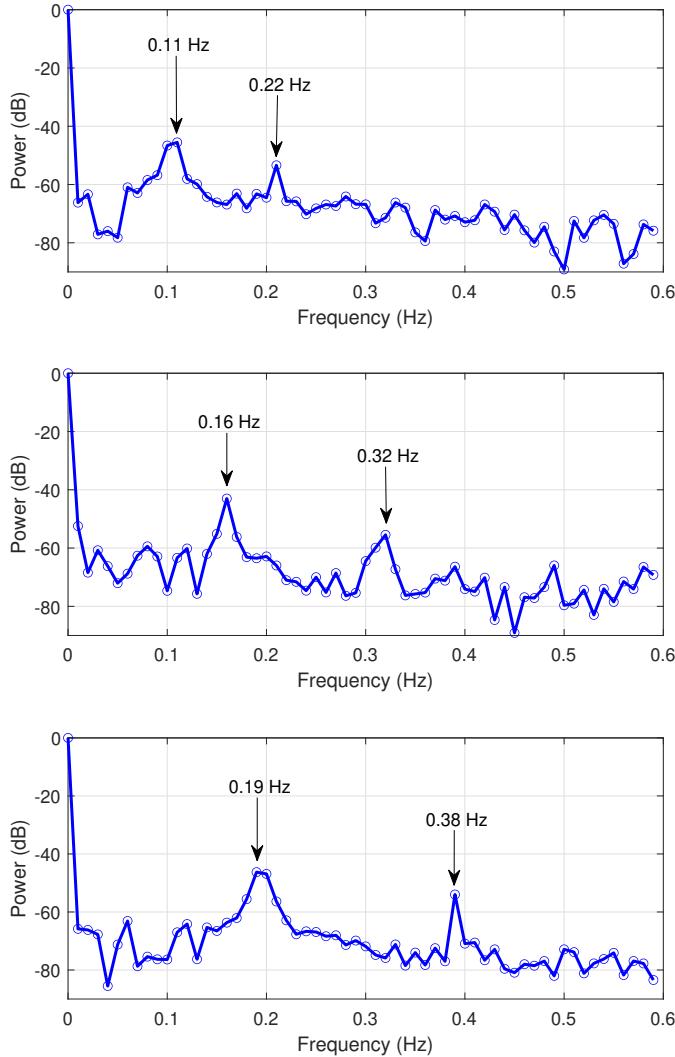


Figure 7.10: Spectra of the experimental rectified current signal measured in the three tests of Table 7.2, obtained with the proposed Goertzel algorithm of Figure 7.4. Top: test 1, $s = 0.0011$. Middle: test 2, $s = 0.0016$. Bottom: test 3, $s = 0.0019$. The theoretical broken bar fault harmonics calculated in Table 7.2 coincide with the experimental fault harmonics in all the spectra, marked with arrows, what is an indication of the broken bar fault. The circles mark the 61 points calculated by the optimized Goertzel algorithm in each test.

7.5.1 Computing Times and Resources

The proposed algorithm has been implemented on a low-cost ESP32-DEVKIT-V1 development board, whose characteristics are given in Appendix 7.8. As the sampling frequency used in this work is $f_s = 50$ Hz, the interval between consecutive current samples ($\Delta t = 0.2$ ms) limits the total time available for computing the recursive part of the Goertzel algorithm of Figure 7.2, the inner loop of Figure 7.4. This total time per current sample, as well as the time of the non-recursive step of algorithm of Figure 7.2, have been measured and are reported in Table 7.3. Besides, as the power consumption depends on the CPU clock frequency (see Appendix 7.8), which can be selected in this board from 80 MHz to 240 MHz, the time measurements have been obtained for three different CPU frequencies (80, 160 and 240 MHz).

Table 7.3: Computing times of the proposed method in the ESP32-DEVKIT-V1 development board of Appendix 7.8, running at different CPU clock rates.

CPU clock rate	Recursive part, for each current sample	Non-recursive part (one execution)
80 MHz	13.8 μ s	259.1 μ s
160 MHz	6.8 μ s	132.3 μ s
240 MHz	4.8 μ s	91.1 μ s

From the results presented in Table 7.3 it can be seen that, even using the lowest CPU frequency clock (80 MHz) for energy savings purposes, the computing time per current sample of the proposed method (13.8 μ s) is much lower than the available time between current samples (200 μ s), which represents a very low computational burden, along with the minimal memory usage (1952 bytes) and code simplicity the proposed approach (Figure 7.4).

7.5.2 Comparison with Related Works

The results obtained with the proposed approach are compared in this Section with other related works presented previously in the technical literature, the Goertzel algorithm implementation proposed in [32], and the ZFFT [1], using the current of Figure 7.7.

The current spectrum obtained with the Goertzel algorithm proposed in [32] is shown in Figure 7.11, top. It has been applied to detect the fault harmonics in

two sidebands around the fundamental frequency (121 frequency bins), which requires 484 multiplications and 242 additions for each current sample, with a computing time of $37.7 \mu\text{s}$ (with a CPU clock rate of 80 MHz), and a memory storage of 3872 bytes. The output of the Goertzel algorithm is windowed with a raised cosine window to avoid the fundamental leakage. On the contrary, thanks to the use of the rectified current, the method proposed in this paper analyses only a single band starting at zero frequency (61 frequency bins), and requires only 61 multiplications and 183 additions per current sample, with a computing time of $13.8 \mu\text{s}$ and a memory storage of 1952 bytes (a reduction of 63% in computing time and 50% in memory usage). Besides, it is not necessary to filter the output, because the proposed method is calculated directly at the bins with minimal leakage.

The current spectrum obtained with the ZFFT algorithm [1] is shown in Figure 7.11, bottom. The current signal is first translated in frequency, using a digital complex mixer, and followed by a decimation stage with an anti-aliasing low-pass filter. Finally, the FFT is used for obtaining the spectrum of the decimated and windowed current signal. In this case, the final stage is a 128-point FFT, with a computing time of $461 \mu\text{s}$ (with a CPU clock rate of 240 MHz). Nevertheless, using the ZFFT for detecting rotor asymmetries at very low slip has a serious drawback: a large decimation factor of 2500 has been needed to reduce the diagnostic band to a width of 2 Hz, which requires a very narrow-band computationally expensive filter. In this case, a finite impulse response (FIR) filter with 60000 elements is needed, which rises the computing time per current sample to $1007 \mu\text{s}$, longer than the available time between current samples. An alternative is the use of multistage cascaded-integrator-comb filters, as in [26], which represents an increase in code complexity. Instead, in the proposed method, there is no need of frequency translation, low-pass filter, decimation, windowing process or FFT, which makes it faster and simpler to apply (only the code shown in Figure 7.4 is needed).

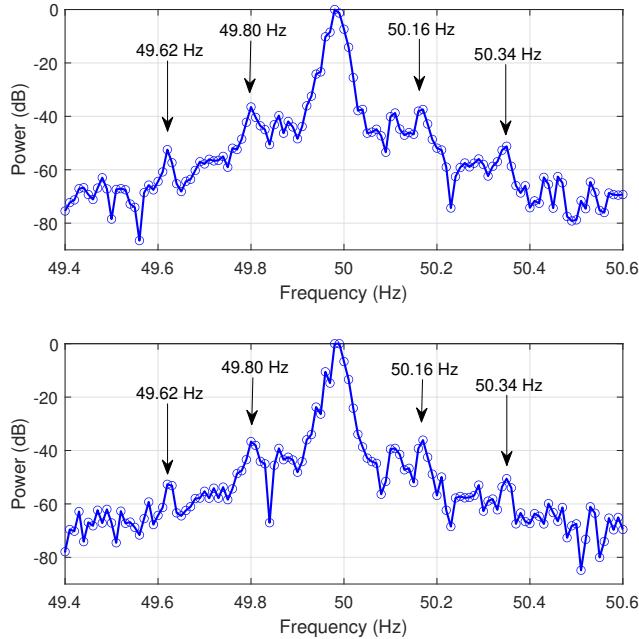


Figure 7.11: Spectrum of the experimental current signal of Figure 7.7, generated with the implementation of Goertzel algorithm used in [32] (top), and with the ZFFT (bottom). The circles mark the frequency bins calculated by both methods. The fault harmonics can be observed at their theoretical frequencies (marked with arrow labels), as in the case of the proposed method (see Figure 7.9).

7.6 Conclusions

A novel approach has been presented in this paper to cost-effectively calculate the diagnostic current spectrum of IMs operating with very low slip. The diagnosis of rotor asymmetries in these conditions is a challenging task, due to the tiny spectral distance between the dominant supply component and the fault harmonics. To obtain this high spectral resolution, long acquisition times are needed, that is, a high number of samples, what hinders the use of low-cost embedded devices. The proposed approach solves this limitation using a combination of two diagnostic procedures: the analysis of the rectified machine's current, and the implementation of an optimized Goertzel algorithm, which is executed upon the arrival of every new current sample to avoid its storage. In this way, the detection of rotor asymmetries at very low slip can be performed with a very low memory footprint and computational effort: in

the case of the tested motor, just 1952 bytes of memory storage, and 61 real multiplies and 122 real adds per current sample are needed to generate the diagnostic spectrum of a current signal with 500000 samples. The extension of the proposed approach to transient conditions, and to detect other types of IM faults, is currently being developed.

7.7 Three-phase Induction Motor

Rated characteristics: Power $P = 3150$ kW, voltage $U = 6$ kV, current $I = 373$ A, supply frequency $f = 50$ Hz, full-load speed $n = 2982$ rpm, power factor $\cos \varphi = 0.92$, number of bars = 56.

7.8 ESP32 Development Board

ESP32 DEVKIT V1 Board. Processor: Tensilica Xtensa Dual-Core 32-bit LX6 microprocessor, running at 80, 160 or 240 MHz. Voltage applied to power supply pin VDD=3.3 V. Power consumption (in modem-sleep mode): 30 mA \sim 68 mA (240 MHz), 27 mA \sim 44 mA (160 MHz), 20 mA \sim 31 mA (80 MHz). ROM: 448 KB. SRAM: 520 KB. Flash memory: 4 MB. WiFi: 150.0 Mbps. Bluetooth: BLE. Peripheral Interfaces: 12-bit SAR ADC up to 18 channels, $2 \times$ 8-bit DAC, $4 \times$ SPI, $2 \times$ I²S, $2 \times$ I²C, $3 \times$ UART, Motor PWM, Hall sensor. Programming environment: Arduino IDE 1.8.15.c.

References

- [1] Alberto Bellini y col. “High frequency resolution techniques for rotor fault detection of induction machines”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 55.12 (2008), págs. 4200-4209 (vid. págs. 245-247, 265, 266).
- [2] M.E.H. Benbouzid y G.B. Kliman. “What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?” En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 18.2 (2003), págs. 238-244. DOI: 10.1109/TEC.2003.811741 (vid. pág. 244).
- [3] M.E.H. Benbouzid, M. Vieira y C. Theys. “Induction motors’ faults detection and localization using stator current advanced signal processing techniques”. En: *IEEE Trans. Power Electron.* 14.1 (1999), págs. 14-22. DOI: 10.1109/63.737588 (vid. pág. 244).

- [4] M.F. Cabanas y col. “A New Portable, Self-Powered, and Wireless Instrument for the Early Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 58.10 (2011), págs. 4917-4930. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2011.2109340 (vid. pág. 246).
- [5] J. L. Contreras-Hernandez y col. “Quaternion Signal Analysis Algorithm for Induction Motor Fault Detection”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 66.11 (2019), págs. 8843-8850. DOI: 10.1109/TIE.2019.2891468 (vid. pág. 248).
- [6] Daniel Cordoneanu y Constantin Nitu. “An Approach of Extracting Features for Fault Diagnosis in Bearings Using the Goertzel Algorithm”. En: *Proceedings of the International Conference of Mechatronics and Cyber-MixMechatronics – 2019*. Ed. por Gheorghe Ion Gheorghe. Cham: Springer International Publishing, 2020, págs. 173-183. ISBN: 978-3-030-26991-3 (vid. págs. 248, 249).
- [7] Ian Culbert y John Letal. “Signature Analysis for Online Motor Diagnostics: Early Detection of Rotating Machine Problems Prior to Failure”. En: *IEEE Indus. Appl. Mag.* 23.4 (2017), págs. 76-81 (vid. págs. 244, 245).
- [8] A. Da Silva, N. Demerdash y R. Povinelli. “Rotor Bar Fault Monitoring Method Based on Analysis of Air-gap Torques of Induction Motors”. En: *IEEE Trans. Ind. Informat.* 9.4 (2013), págs. 2274-2283. ISSN: 1551-3203. DOI: 10.1109/TII.2013.2242084 (vid. pág. 248).
- [9] Cleber Gustavo Dias y Fabio Henrique Pereira. “Broken rotor bars detection in induction motors running at very low slip using a Hall effect sensor”. En: *IEEE Sensors Journal* 18.11 (2018), págs. 4602-4613 (vid. págs. 247, 248).
- [10] Tomas Alberto Garcia-Calva y col. “Demodulation Technique for Broken Rotor Bar Detection in Inverter-Fed Induction Motor Under Non-Stationary Conditions”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 34.3 (2019), págs. 1496-1503. DOI: 10.1109/tec.2019.2917405 (vid. pág. 246).
- [11] Garcia-Perez, A. and de Jesus Romero-Troncoso, R. and Cabal-Yepez, E. and Osornio-Rios, R.A. “The Application of High-Resolution Spectral Analysis for Identifying Multiple Combined Faults in Induction Motors”. En: *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* 58.5 (2011), págs. 2002-2010 (vid. pág. 248).

- [12] L. I. Gliga y col. “Fault Diagnosis of a Direct Drive Wind Turbine Using a Bank of Goertzel Filters”. En: *2019 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. 2019, págs. 1729-1734. DOI: 10.1109/CoDIT.2019.8820483 (vid. págs. 248, 249, 256).
- [13] Feng Han y col. “An ultra-long FFT architecture implemented in a reconfigurable application specified processor”. En: *IEICE Electronics Express* 13.13 (2016), págs. 1-12. DOI: 10.1587/elex.13.20160504 (vid. pág. 247).
- [14] E. Jacobsen y R. Lyons. “The sliding DFT”. En: *IEEE Sig. Process. Mag.* 20.2 (2003), págs. 74-80. ISSN: 1053-5888. DOI: 10.1109/MSP.2003.1184347 (vid. pág. 248).
- [15] Eric Jacobsen y Richard Lyons. “An update to the sliding DFT”. En: *IEEE Sig. Process. Mag.* 21.1 (2004), págs. 110-111 (vid. pág. 252).
- [16] Gojko M Joksimović y col. “Stator-current spectrum signature of healthy cage rotor induction machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 60.9 (2012), págs. 4025-4033 (vid. pág. 246).
- [17] Subrata Karmakar y col. “Induction Motor Fault Diagnosis: General Discussion and Research Scope”. En: *Induction Motor Fault Diagnosis*. Springer, 2016, págs. 153-158 (vid. pág. 244).
- [18] Yong-Hwa Kim y col. “High-Resolution Parameter Estimation Method to Identify Broken Rotor Bar Faults in Induction Motors”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60.9 (2013), págs. 4103-4117. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2012.2227912 (vid. pág. 247).
- [19] Abdesselam Lebaroud y Ammar Medoued. “Online computational tools dedicated to the detection of induction machine faults”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 44.1 (2013), págs. 752-757 (vid. pág. 246).
- [20] Shin-Yo Lin, Chin-Long Wey y Ming-Der Shieh. “Low-cost FFT processor for DVB-T2 applications”. En: *IEEE Trans. Consum. Electron.* 56.4 (2010), págs. 2072-2079. DOI: 10.1109/tce.2010.5681074 (vid. pág. 247).
- [21] R. Lyons. “dsp tips & tricks - the sliding DFT”. En: *IEEE Signal Processing Magazine* 20.2 (2003), págs. 74-80. DOI: 10.1109/msp.2003.1184347 (vid. pág. 248).

- [22] Javier Martinez-Roman y col. “Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 70 (2021), págs. 1-11 (vid. pág. 243).
- [23] Mohamed Amine Moussa, Mohamed Boucherma y Abdelmalek Khezzar. “A Detection Method for Induction Motor Bar Fault Using Side-lobes Leakage Phenomenon of the Sliding Discrete Fourier Transform”. En: *IEEE Trans. on Power Electron.* 32.7 (2017), págs. 5560-5572 (vid. pág. 248).
- [24] Arunava Naha y col. “Low complexity motor current signature analysis using sub-Nyquist strategy with reduced data length”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.12 (2017), págs. 3249-3259 (vid. pág. 244).
- [25] S. Nandi, H.A. Toliyat y X. Li. “Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 20.4 (2005), págs. 719-729. DOI: 10.1109/TEC.2005.847955 (vid. pág. 245).
- [26] Dong Pei y col. “High efficient and real-time realization of Zoom FFT based on FPGA”. En: *2010 International Conference on Computer Application and System Modeling (ICCASM 2010)*. Vol. 2. IEEE. 2010, págs. V2-669 (vid. pág. 266).
- [27] R. Puche-Panadero y col. “Improved Resolution of the MCSA Method Via Hilbert Transform, Enabling the Diagnosis of Rotor Asymmetries at Very Low Slip”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 24.1 (2009), págs. 52-59. ISSN: 0885-8969. DOI: 10.1109/TEC.2008.2003207 (vid. pág. 246).
- [28] Ruben Puche-Panadero y col. “Diagnosis of Rotor Asymmetries Faults in Induction Machines Using the Rectified Stator Current”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 35.1 (2020), págs. 213-221. DOI: 10.1109/tec.2019.2951008 (vid. págs. 249, 250).
- [29] Ruben Puche-Panadero y col. “New Method for Spectral Leakage Reduction in the FFT of Stator Currents: Application to the Diagnosis of Bar Breakages in Cage Motors Working at Very Low Slip”. En: *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 70 (2021), págs. 1-11. DOI: 10.1109/TIM.2021.3056741 (vid. págs. 246, 253, 255).

- [30] R. Radhouane, P. Liu y C. Modlin. “Minimizing the memory requirement for continuous flow FFT implementation: continuous flow mixed mode FFT (CFMM-FFT)”. En: *2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*. Vol. 1. 2000, págs. 116-119. DOI: [10.1109/ISCAS.2000.857040](https://doi.org/10.1109/ISCAS.2000.857040) (vid. pág. 261).
- [31] A. Sapena-Baño y col. “Motor current signal analysis on programmable logic controller”. En: *2014 International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2014, págs. 1648-1653. DOI: [10.1109/ICELMACH.2014.6960403](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2014.6960403) (vid. pág. 246).
- [32] Angel Sapena-Bano y col. “Using the Goertzel algorithm over disjoint narrow frequency bands for fault diagnosis of induction motors”. En: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. IEEE. 2018, págs. 1965-1971 (vid. págs. 248, 249, 257, 265, 267).
- [33] D. V. Spyropoulos, E. D. Mitronikas y E. S. Dermatas. “Broken Rotor Bar Fault Diagnosis in Induction Motors Using a Goertzel Algorithm”. En: *2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM)*. 2018, págs. 1782-1788. DOI: [10.1109/ICELMACH.2018.8506726](https://doi.org/10.1109/ICELMACH.2018.8506726) (vid. págs. 248, 249).
- [34] B. Xu y col. “Improvement of the Hilbert Method via ESPRIT for Detecting Rotor Fault in Induction Motors at Low Slip”. En: *IEEE Trans. on Ener. Convers.* 28.1 (2013), págs. 225-233 (vid. pág. 248).
- [35] Pinjia Zhang y col. “A Survey of Condition Monitoring and Protection Methods for Medium-Voltage Induction Motors”. En: *Industry Applications, IEEE Transactions on* 47.1 (2011), págs. 34-46. ISSN: 0093-9994. DOI: [10.1109/TIA.2010.2090839](https://doi.org/10.1109/TIA.2010.2090839) (vid. pág. 247).

Capítulo 8

Conclusiones

Este capítulo presenta las principales conclusiones de esta tesis doctoral. Asimismo, resume las principales aportaciones científicas de la tesis al campo del diagnóstico de aerogeneradores. Para finalizar, se presentan las futuras líneas de investigación derivadas de esta tesis.

8.1 Conclusiones

La principal conclusión de la presente tesis doctoral es el desarrollo e implementación de un banco de ensayos virtual de aerogeneradores que permite realizar ensayos bajo cualquier condición de trabajo y además implementar, a día de hoy, los diferentes tipos de fallos estudiados y con diferentes grados de severidad de los fallos. De este modo, no es necesario disponer de un prototipo experimental del aerogenerador, ni tampoco simulaciones eternas de elementos finitos, ya que este nuevo modelo matemático ha sido implementado en un sistema hardware in the loop (HIL), que le confiere la capacidad de generar las señales de salida del aerogenerador como si se dispusiera de uno real. De este modo, se podrían comprobar las técnicas de diagnóstico disponibles u optimizaciones de las mismas para implementarlas en dispositivos electrónicos que puedan analizar las magnitudes, en este caso la corriente, en tiempo real. Esta nueva metodología evita la necesidad de obtener las señales de corriente previamente y de forma offline como hasta el momento, puesto que el banco desarrollado permite monitorizar de forma continua el estado de la máquina,

posibilitando la elección del tipo de ensayo a realizar e implementarlo en el sistema de simulación en tiempo real HIL.

Para poder desarrollar esta metodología se ha realizado un estudio exhaustivo del estado del arte de las máquinas eléctricas rotativas, comenzando por sus principales fallos y origen de los mismos. A continuación, se presenta una amplia revisión bibliográfica y análisis comparativo de las técnicas de modelado de máquinas eléctricas rotativas con fallo disponibles, finalizando con las magnitudes que se pueden utilizar para detección de los fallos y la presentación de los sistemas de prototipado rápido.

A continuación, se ha desarrollado un modelo híbrido FEM-analítico de la máquina eléctrica implementado en un sistema HIL, que se ejecuta en tiempo real. Se obtiene un modelo analítico válido para su simulación en tiempo real, cuyos parámetros característicos se calculan usando FEM, que cuenta con mayor precisión que los métodos analíticos, permitiendo reproducir cualquier régimen de trabajo, diferentes fallos y grados de severidad del fallo.

No obstante, esta técnica conlleva significativos costes computacionales, requiriendo de largos tiempos de simulación y capacidad de memoria. Con el propósito de optimizar el modelo manteniendo la precisión, se implementa una novedosa técnica de reducción de parámetros basada en SSL y el polinomio de interpolación trigonométrico y, por otra parte, la optimización del modelo analítico basado en el enfoque del álgebra tensorial (Winding Tensor Approach) que permiten reducir los costes computacionales y el número de simulaciones a realizar.

El modelo resultante se implementa en un sistema HIL que permite la adquisición de las señales de corriente en tiempo real y realizar el diagnóstico online del aerogenerador basado en el tratamiento de la señal usando las técnicas FFT y la transformada de Gabor. Asimismo, se estudian las limitaciones que presentan las técnicas de diagnóstico actuales en la detección de defectos próximos a la frecuencia fundamental, las cuales requieren una alta tasa de muestreo y largos períodos de tiempo para poder obtener un análisis en el dominio de la frecuencia preciso. Con el propósito de reducir los cálculos y la banda de adquisición de las señales, se desarrolla una novedosa técnica de diagnóstico que permita su implementación en equipos de bajo coste, que habitualmente cuentan con pocos recursos de memoria y pueden realizar esfuerzos computacionales limitados.

Finalmente, se exponen las conclusiones derivadas de la investigación desarrollada quedan expuestas en esta sección, mostrándose a continuación las líneas de investigación que se pueden continuar a partir de este trabajo.

8.2 Principales aportaciones

La tesis forma parte del conocimiento científico con algunas contribuciones específicas, como se muestra en esta sección.

Artículos en Revistas Internacionales

- **A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling.** Publicado en la revista *Sensors* el 16 de julio de 2021. De acuerdo con Journal Citation Reports (JCR) 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil **Q1** de la categoría *Instruments & Instrumentation* (14/72).
- **Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach.** Publicado en la revista *Sensors* el 27 de julio de 2021. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil **Q1** de la categoría *Instruments & Instrumentation* (14/72).
- **Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip With the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current.** Publicado en la revista *IEEE Transactions on Instrumentation* el 24 de septiembre de 2021. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 4.016 y se ubica en el cuartil **Q1** de la categoría *Instruments & Instrumentation* (14/64).
- **Low Computational Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation.** Publicado en la revista *Sensors* el 20 de octubre de 2021. De acuerdo con JCR 2020, la revista tiene un factor de impacto de 3.576 y se ubica en el cuartil **Q1** de la categoría *Instruments & Instrumentation* (14/72).

Artículos en Congresos internacionales

- **Study of the effect of space harmonics on fault diagnosis of induction machine models based on sparse identification and trigonometric interpolation polynomial.** Presentado en 20th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2021) 20-23, septiembre 2021.
- **Comparative study of two different numerical techniques for the development of hybrid FEM-analytical induction machine model for the diagnosis of rotor eccentricity.** Presentado en 20th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2021) 20-23, septiembre 2021.

Finalmente, esta tesis doctoral contribuye al conocimiento científico con los diferentes métodos propuestos para mejorar el mantenimiento predictivo de los aerogeneradores y facilitando la validación de nuevas técnicas de diagnóstico.

8.3 Líneas futuras de investigación

La tesis deja varias líneas de investigación abiertas para ser exploradas en un futuro:

- Desarrollar una base de datos con todas las simulaciones posibles en el banco de ensayos.
- Aplicación a otros tipos de defectos de máquinas eléctricas como por ejemplo fallos en cojinetes, cortocircuitos entre espiras, etc.
- Utilizar los métodos y técnicas desarrollados para el diagnóstico de otros tipos de máquinas eléctricas.
- Incorporar al modelo matemático de la parte mecánica y electrónica del aerogenerador la posibilidad de la aparición de fallos.
- Aplicación para la validación de otros escenarios, como el vehículo eléctrico.
- Aplicación a otra tipología de máquinas eléctricas rotativas.

- Explorar la posibilidad de aplicar el aprendizaje de subespacios dispersos en varias dimensiones con el objetivo de continuar reduciendo costes computacionales.
- Aplicación de otras técnicas de optimización para el desarrollo del modelo como la "Proper Generalized Decomposition", PGD, o "Stochastic Parallel Gradient Descent", SPGD.
- Continuar con el desarrollo de otras técnicas de diagnóstico on-line.

Bibliografía

- [1] Jaouher Ben Ali y col. “Application of empirical mode decomposition and artificial neural network for automatic bearing fault diagnosis based on vibration signals”. En: *Applied Acoustics* 89 (2015), págs. 16-27 (vid. pág. 61).
- [2] M. Z. Ali y col. “Machine Learning-Based Fault Diagnosis for Single- and Multi-Faults in Induction Motors Using Measured Stator Currents and Vibration Signals”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 55.3 (2019), págs. 2378-2391 (vid. pág. 23).
- [3] Ramin Alipour-Sarabi, Zahra Nasiri-Gheidari y Hashem Oraee. “Development of a Three-Dimensional Magnetic Equivalent Circuit Model for Axial Flux Machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.7 (2019), págs. 5758-5767 (vid. págs. 40, 41).
- [4] Jose Antonino-Daviu y col. “Detection of combined faults in induction machines with stator parallel branches through the DWT of the startup current”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 23.7 (2009), págs. 2336-2351 (vid. pág. 54).
- [5] Jose Antonino-Daviu y col. “Transient detection of eccentricity-related components in induction motors through the Hilbert–Huang Transform”. En: *Energy Conversion and Management* 50.7 (2009), págs. 1810-1820 (vid. pág. 57).

- [6] B. Asad y col. “The FEM Based Modeling and Corresponding Test Rig Preparation for Broken Rotor Bars Analysis”. En: *2019 IEEE 60th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON)*. 2019, págs. 1-9 (vid. págs. 41, 45).
- [7] B. Asad y col. “Winding Function Based Analytical Model of Squirrel Cage Induction Motor for Fault Diagnostics”. En: *2019 26th International Workshop on Electric Drives: Improvement in Efficiency of Electric Drives (IWED)*. 2019, págs. 1-6 (vid. pág. 31).
- [8] Bilal Asad y col. “The cluster computation-based hybrid FEM-analytical model of induction motor for fault diagnostics”. En: *Applied Sciences* 10.21 (2020), pág. 7572 (vid. pág. 45).
- [9] Khmais Bacha y col. “Induction machine fault detection using stray flux EMF measurement and neural network-based decision”. En: *Electric Power Systems Research* 78.7 (2008), págs. 1247-1255 (vid. pág. 20).
- [10] S. Bachir y col. “Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.3 (2006), págs. 963-973 (vid. pág. 45).
- [11] M El Hachemi Benbouzid. “A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection”. En: *IEEE transactions on industrial electronics* 47.5 (2000), págs. 984-993 (vid. págs. 9, 10).
- [12] N. Bessous. “Reliability Surveys of Fault Distributions in Rotating Electrical Machines : – Case Study of Fault Detections in IMs –”. En: *020 1st International Conference on Communications, Control Systems and Signal Processing (CCSSP)*. 2020, págs. 535-543 (vid. págs. 48, 49).
- [13] Martin Blodt y col. “Mechanical load fault detection in induction motors by stator current time-frequency analysis”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 42.6 (2006), págs. 1454-1463 (vid. pág. 50).
- [14] Aleksandar Brkovic y col. “Early fault detection and diagnosis in bearings for more efficient operation of rotating machinery”. En: *Energy* 136 (2017), págs. 63-71 (vid. pág. 12).

- [15] James L. Buchanan y Peter R. Turner. *Numerical methods and Analysis*. McGraw-Hill Education, 1992 (vid. pág. 76).
- [16] J. Burriel-Valencia y col. “Short-Frequency Fourier Transform for Fault Diagnosis of Induction Machines Working in Transient Regime”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.3 (2017), págs. 432-440 (vid. pág. 23).
- [17] Jordi Burriel-Valencia y col. “Cost-effective reduced envelope of the stator current via synchronous sampling for the diagnosis of rotor asymmetries in induction machines working at very low slip”. En: *Sensors* 19.16 (2019), pág. 3471 (vid. pág. 49).
- [18] Jordi Burriel-Valencia y col. “Short-frequency Fourier transform for fault diagnosis of induction machines working in transient regime”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.3 (2017), págs. 432-440 (vid. págs. 53, 54).
- [19] Martin Čalasan y col. “Parameter Estimation of Induction Machine Single-Cage and Double-Cage Models Using a Hybrid Simulated Annealing-Evaporation Rate Water Cycle Algorithm”. En: *Mathematics* 8.6 (2020), pág. 1024 (vid. pág. 32).
- [20] Hakan Çalış y Abdülkadir Çakir. “Experimental study for sensorless broken bar detection in induction motors”. En: *Energy Conversion and Management* 49.4 (2008), págs. 854-862. ISSN: 0196-8904. DOI: 10.1016/j.enconman.2007.06.030 (vid. pág. 53).
- [21] Hakan Çalış y Abdülkadir Çakir. “Rotor bar fault diagnosis in three phase induction motors by monitoring fluctuations of motor current zero crossing instants”. En: *Electric Power Systems Research* 77.5-6 (2007), págs. 385-392. ISSN: 0378-7796. DOI: <http://dx.doi.org/10.1016/j.epsr.2006.03.017> (vid. pág. 52).
- [22] Naima Charhouni, Mohammed Sallaou y Khalifa Mansouri. “Realistic wind farm design layout optimization with different wind turbines types”. En: *International Journal of Energy and Environmental Engineering* 10.3 (2019), págs. 307-318 (vid. pág. 2).

- [23] Arunava Chatterjee y Debasish Chatterjee. “An improved excitation control technique of three-phase induction machine operating as dual winding generator for micro-wind domestic application”. En: *Energy Conversion and Management* 98 (2015), págs. 98 -106 (vid. pág. 74).
- [24] Hang Seng Che y col. “Parameter estimation of asymmetrical six-phase induction machines using modified standard tests”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 64.8 (2017), págs. 6075-6085 (vid. pág. 32).
- [25] Renxiang Chen y col. “Intelligent fault diagnosis method of planetary gearboxes based on convolution neural network and discrete wavelet transform”. En: *Computers in Industry* 106 (2019), págs. 48-59 (vid. pág. 53).
- [26] Amit Choudhary, Duli Chand Meena y Animesh Kumar Patra. “Asynchronous Motor Modeling in Simulink for Stator and Rotor Fault Analysis”. En: *2019 International Conference on Green and Human Information Technology (ICGHIT)*. IEEE. 2019, págs. 82-85 (vid. pág. 34).
- [27] Vaclav Cizek. “Discrete hilbert transform”. En: *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics* 18.4 (1970), págs. 340-343 (vid. pág. 50).
- [28] A. Constantin. “Detection Based on Stator Current Signature of the Single and Combined Short-Circuit, Broken Bar and Eccentricity Faults in Induction Motors”. En: *2019 11th International Symposium on Advanced Topics in Electrical Engineering (ATEE)*. 2019, págs. 1-6 (vid. pág. 45).
- [29] Cesar da Costa, Masamori Kashiwagi y Mauro Hugo Mathias. “Rotor failure detection of induction motors by wavelet transform and Fourier transform in non-stationary condition”. En: *Case Studies in Mechanical Systems and Signal Processing* 1 (2015), págs. 15-26 (vid. pág. 54).
- [30] Global Wind Energy Council. *GWEC/Global Wind Report 202*. URL: <https://gwec.net/wp-content/uploads/2021/03/GWEC-Global-Wind-Report-2021.pdf>.
- [31] NA Demerdash y TW Nehl. “An evaluation of the methods of finite elements and finite differences in the solution of nonlinear electromagnetic fields in electrical machines”. En: *IEEE Transactions on power apparatus and systems* 1 (1979), págs. 74-87 (vid. pág. 41).

- [32] H Douglas, Pragasen Pillay y AK Ziarani. “Broken rotor bar detection in induction machines with transient operating speeds”. En: *IEEE transactions on energy conversion* 20.1 (2005), págs. 135-141 (vid. pág. 50).
- [33] M'hamed Drif y Antonio J Marques Cardoso. “Stator fault diagnostics in squirrel cage three-phase induction motor drives using the instantaneous active and reactive power signature analyses”. En: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10.2 (2014), págs. 1348-1360 (vid. pág. 21).
- [34] K. Edomwandekhoe y X. Liang. “Advanced feature selection for broken rotor bar faults in induction motors”. En: *2018 IEEE/IAS 54th Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference (I CPS)*. 2018, págs. 1-10 (vid. pág. 61).
- [35] Asociación Empresarial Eólica. *ANUARIO EÓLICO 2021*. URL: <https://www.aeeolica.org/anuario/2021/>.
- [36] Mario Eltabach, Ali Charara e Isamil Zein. “A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51.1 (2004), págs. 107-121 (vid. pág. 50).
- [37] Mario Eltabach y col. “Broken rotor bars detection by a new non-invasive diagnostic procedure”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 23.4 (2009), págs. 1398-1412 (vid. pág. 21).
- [38] Red Eléctrica de España. *Informe del sistema eléctrico español 2021, documento de síntesis*. URL: https://www.ree.es/sites/default/files/publication/2021/06/downloadable/sintesis_ree_2020_0.pdf.
- [39] Qiang Fu y col. “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”. En: *IET Electric Power Applications* 13.7 (2019), págs. 889-900 (vid. pág. 102).
- [40] D Gabor. “Electrical Engineers-Part III: Radio and Communication Engineering”. En: *Journal of the Institution of* 93.429 (1946), pág. 39 (vid. pág. 58).

- [41] Zoltan German-Sallo y Horatiu Stefan Grif. “Hilbert-Huang Transform in Fault Detection”. En: *Procedia Manufacturing* 32 (2019), págs. 591-595 (vid. págs. 53, 56).
- [42] L. I. Gliga y col. “Fault Diagnosis of a Direct Drive Wind Turbine Using a Bank of Goertzel Filters”. En: *2019 6th International Conference on Control, Decision and Information Technologies (CoDIT)*. 2019, págs. 1729-1734. DOI: 10.1109/CoDIT.2019.8820483 (vid. pág. 111).
- [43] Jovan Gligorijevic y col. “Online condition monitoring of bearings to support total productive maintenance in the packaging materials industry”. En: *Sensors* 16.3 (2016), pág. 316 (vid. pág. 8).
- [44] Adam Glowacz y Zygfryd Glowacz. “Diagnostics of stator faults of the single-phase induction motor using thermal images, MoASoS and selected classifiers”. En: *Measurement* 93 (2016), págs. 86 -93. ISSN: 0263-2241 (vid. pág. 47).
- [45] T. Goktas y col. “Broken rotor bar fault monitoring based on fluxgate sensor measurement of leakage flux”. En: *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC)*. 2017, págs. 1-6 (vid. pág. 44).
- [46] Y. Gritli y col. “Condition monitoring of mechanical faults in induction machines from electrical signatures: Review of different techniques”. En: *2017 IEEE 11th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. 2017, págs. 77-84 (vid. pág. 22).
- [47] Bon-Gwan Gu. “Offline interturn fault diagnosis method for induction motors by impedance analysis”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 65.7 (2017), págs. 5913-5920 (vid. pág. 44).
- [48] Amal Guezmil y col. “Detecting inter-turn short-circuit fault in induction machine using high-order sliding mode observer: simulation and experimental verification”. En: *Journal of Control, Automation and Electrical Systems* 28.4 (2017), págs. 532-540 (vid. pág. 34).
- [49] Qinkai Han y col. “Stator current model for detecting rolling bearing faults in induction motors using magnetic equivalent circuits”. En: *Me-*

- chanical Systems and Signal Processing* 131 (2019), págs. 554-575 (vid. pág. 40).
- [50] H. Henao y col. “Trends in Fault Diagnosis for Electrical Machines: A Review of Diagnostic Techniques”. En: *IEEE Industrial Electronics Magazine* 8.2 (2014), págs. 31-42 (vid. págs. 47, 48).
 - [51] Humberto Henao, Cristian Demian y G-A Capolino. “A frequency-domain detection of stator winding faults in induction machines using an external flux sensor”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 39.5 (2003), págs. 1272-1279 (vid. pág. 20).
 - [52] JS Hsu, HH Woodson y WF Weldon. “Possible errors in measurement of air-gap torque pulsations of induction motors”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 7.1 (1992), págs. 202-208 (vid. pág. 20).
 - [53] Zhiqiang Huo y col. “Incipient fault diagnosis of roller bearing using optimized wavelet transform based multi-speed vibration signatures”. En: *IEEE Access* 5 (2017), págs. 19442-19456 (vid. pág. 53).
 - [54] T. Ilamparithi y S. Nandi. “Comparison of results for eccentric cage induction motor using Finite Element method and Modified Winding Function Approach”. En: *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems 2010 Power India*. 2010, págs. 1-7 (vid. pág. 31).
 - [55] Behzad Jandaghi y Venkata Dinavahi. “Real-time HIL emulation of faulted electric machines based on nonlinear MEC model”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 34.3 (2019), págs. 1190-1199 (vid. pág. 40).
 - [56] G. M. Joksimovic. “Double-fed Induction Machine Dynamic Modeling using Winding Function Approach”. En: *2007 IEEE International Electric Machines Drives Conference*. Vol. 1. 2007, págs. 694-697 (vid. pág. 29).
 - [57] G.M. Joksimovic y col. “Dynamic simulation of dynamic eccentricity in induction machines-winding function approach”. En: *IEEE Trans. Energy Convers.* 15.2 (2000), págs. 143-148 (vid. pág. 29).

- [58] Pedro Vicente Jover Rodríguez y col. *Current-, force-, and vibration-based techniques for induction motor condition monitoring*. Helsinki University of Technology, 2007 (vid. pág. 19).
- [59] J. Jung y B. Kwon. “Corrosion Model of a Rotor-Bar-Under-Fault Progress in Induction Motors”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 53.6 (2006), págs. 1829-1841 (vid. pág. 31).
- [60] Jaesung Jung y Robert P Broadwater. “Current status and future advances for wind speed and power forecasting”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 31 (2014), págs. 762-777 (vid. pág. 2).
- [61] Mohamed Yazid Kaikaa, Marouane Hadjami y Abdelmalek Khezzar. “Effects of the simultaneous presence of static eccentricity and broken rotor bars on the stator current of induction machine”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 61.5 (2013), págs. 2452-2463 (vid. pág. 30).
- [62] Kerim Karabacak y Numan Cetin. “Artificial neural networks for controlling wind–PV power systems: A review”. En: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 29 (2014), págs. 804-827 (vid. pág. 2).
- [63] S. Karmakar y col. *Induction motor diagnosis*. Springer, 2016 (vid. pág. 8).
- [64] Nabeel Ali Khan y Boualem Boashash. “Instantaneous frequency estimation of multicomponent nonstationary signals using multiview time-frequency distributions based on the adaptive fractional spectrogram”. En: *IEEE Signal Processing Letters* 20.2 (2012), págs. 157-160 (vid. pág. 50).
- [65] Abdelmalek Khezzar y col. “Induction motor diagnosis using line neutral voltage signatures”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.11 (2008), págs. 4581-4591 (vid. pág. 22).
- [66] Marzieh Khosravi, Saeed Afsharnia y Shahrokh Farhangi. “Optimal sizing and technology selection of hybrid energy storage system with novel dispatching power for wind power integration”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 127 (2021), pág. 106660 (vid. pág. 2).

- [67] Yong-Hwa Kim y col. “High-Resolution Parameter Estimation Method to Identify Broken Rotor Bar Faults in Induction Motors”. En: *IEEE Trans. Ind. Electron.* 60.9 (2013), págs. 4103-4117. ISSN: 0278-0046. DOI: 10.1109/TIE.2012.2227912 (vid. pág. 52).
- [68] Christian Kral, Franz Pirker y Gert Pascoli. “Model-based detection of rotor faults without rotor position sensor-the sensorless Vienna monitoring method”. En: *IEEE transactions on industry applications* 41.3 (2005), págs. 784-789 (vid. pág. 20).
- [69] M. S. R. Krishna y K. S. Ravi. “Fault diagnosis of induction motor using Motor Current Signature Analysis”. En: *2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (ICCPCT)*. 2013, págs. 180-186 (vid. pág. 26).
- [70] G. Kron y B. Hoffmann. *Tensor for Circuits*. Dover Books on Science. Dover, 1959 (vid. pág. 86).
- [71] R. R. Kumar y col. “A Topological Neural Based Scheme for Classification of Faults in Induction Machines”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* (2020), págs. 1-1 (vid. pág. 61).
- [72] Jonas Lannoo y col. “Improved air gap permeance model to characterise the transient behaviour of electrical machines using magnetic equivalent circuit method”. En: *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields* (2020), pág. 2749 (vid. págs. 9, 10, 40).
- [73] Joon-Hyun Lee, J Kim y Han-Jun Kim. “Development of enhanced Wigner–Ville distribution function”. En: *Mechanical systems and signal processing* 15.2 (2001), págs. 367-398 (vid. pág. 56).
- [74] Stanislaw F Legowski, AHM Sadrul Ula y Andrzej M Trzynadlowski. “Instantaneous power as a medium for the signature analysis of induction motors”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 32.4 (1996), págs. 904-909 (vid. pág. 21).
- [75] Haiyang Li y col. “Modulation sideband separation using the Teager–Kaiser energy operator for rotor fault diagnostics of induction motors”. En: *Energies* 12.23 (2019), pág. 4437 (vid. pág. 49).

- [76] X. Liang y K. Edomwandekhoe. “Condition monitoring techniques for induction motors”. En: *2017 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. 2017, págs. 1-10 (vid. pág. 47).
- [77] Whei-Min Lin, Tzu-Jung Su y Rong-Ching Wu. “Parameter identification of induction machine with a starting no-load low-voltage test”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 59.1 (2011), págs. 352-360 (vid. pág. 32).
- [78] Zaixun Ling y col. “Equivalent circuit parameters calculation of induction motor by finite element analysis”. En: *IEEE Transactions on Magnetics* 50.2 (2014), págs. 833-836 (vid. pág. 45).
- [79] Zepeng Liu, Long Zhang y Joaquin Carrasco. “Vibration analysis for large-scale wind turbine blade bearing fault detection with an empirical wavelet thresholding method”. En: *Renewable Energy* 146 (2020), págs. 99-110 (vid. pág. 19).
- [80] Zhenxing Liu y col. “Rotor cage fault diagnosis in induction motors based on spectral analysis of current Hilbert modulus”. En: *IEEE Power Engineering Society General Meeting, 2004*. IEEE. 2004, págs. 1500-1503 (vid. pág. 50).
- [81] Misael Lopez-Ramirez y col. “Detection and diagnosis of lubrication and faults in bearing on induction motors through STFT”. En: *2016 International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*. IEEE. 2016, págs. 13-18 (vid. pág. 54).
- [82] Xiaogang Luo y col. “Multiple coupled circuit modeling of induction machines”. En: *IEEE Trans. Ind. Appl.* 31.2 (1995), págs. 311-318 (vid. págs. 25, 28).
- [83] AE Mabrouk y SE Zouzou. “Diagnosis of rotor faults in three-phase induction motors under time-varying loads”. En: *2015 IEEE 10th international symposium on diagnostics for electrical machines, power electronics and drives (SDEMPED)*. IEEE. 2015, págs. 373-379 (vid. pág. 53).
- [84] Mina B Abd-el Malek, Ahmed K Abdelsalam y Ola E Hassan. “Novel approach using Hilbert Transform for multiple broken rotor bars fault

- location detection for three phase induction motor". En: *ISA transactions* 80 (2018), págs. 439-457 (vid. pág. 50).
- [85] J Martinez, A Belahcen y JG Detoni. "A 2D magnetic and 3D mechanical coupled finite element model for the study of the dynamic vibrations in the stator of induction motors". En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 66 (2016), págs. 640-656 (vid. pág. 45).
- [86] Javier Martinez-Roman y col. "Analytical Model of Induction Machines with Multiple Cage Faults Using the Winding Tensor Approach". En: *Sensors* 21.15 (2021), pág. 5076 (vid. pág. 5).
- [87] Javier Martinez-Roman y col. "Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries of Induction Machines at Very Low Slip with the Goertzel Algorithm Applied to the Rectified Current". En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 70 (2021), págs. 1-11 (vid. pág. 5).
- [88] Javier Martinez-Roman y col. "Winding Tensor Approach for the Analytical Computation of the Inductance Matrix in Eccentric Induction Machines". En: *Sensors* 20.11 (2020), pág. 3058 (vid. pág. 87).
- [89] Homayoun Meshgin-Kelk, Jafar Milimonfared y Hamid A Toliyat. "A comprehensive method for the calculation of inductance coefficients of cage induction machines". En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18.2 (2003), págs. 187-193 (vid. pág. 38).
- [90] Peyman Naderi. "Modified magnetic-equivalent-circuit approach for various faults studying in saturable double-cage-induction machines". En: *IET Electric Power Applications* 11.7 (2017), págs. 1224-1234 (vid. pág. 40).
- [91] Peyman Naderi y Farzad Fallahi. "Eccentricity fault diagnosis in three-phase-wound-rotor induction machine using numerical discrete modeling method". En: *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields* 29.5 (2016), págs. 982-997 (vid. págs. 41, 44).
- [92] Peyman Naderi y Abbas Shiri. "Rotor/stator inter-turn short circuit fault detection for saturable wound-rotor induction machine by modi-

- fied magnetic equivalent circuit approach". En: *IEEE Transactions on Magnetics* 53.7 (2017), págs. 1-13 (vid. pág. 40).
- [93] Arunava Naha y col. "Low complexity motor current signature analysis using sub-Nyquist strategy with reduced data length". En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 66.12 (2017), págs. 3249-3259 (vid. págs. 23, 61, 63).
- [94] S. Nandi, H. A. Toliyat y X. Li. "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors—A Review". En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 20.4 (2005), págs. 719-729 (vid. pág. 19).
- [95] Jalal Nazarzadeh y Vahid Naeini. "Magnetic reluctance method for dynamical modeling of squirrel cage induction machines". En: *Electric machines and Drives* (2011), pág. 262 (vid. pág. 39).
- [96] D. Novotny y T. Lipo. *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Claredon Press, Oxford, 2007 (vid. pág. 34).
- [97] AH Nuttall y Edward Bedrosian. "On the quadrature approximation to the Hilbert transform of modulated signals". En: *Proceedings of the IEEE* 54.10 (1966), págs. 1458-1459 (vid. pág. 50).
- [98] James R Ottewill y Michal Orkisz. "Condition monitoring of gearboxes using synchronously averaged electric motor signals". En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 38.2 (2013), págs. 482-498 (vid. pág. 49).
- [99] MEK Oumaamar y col. "Neutral voltage analysis for broken rotor bars detection in induction motors using Hilbert transform phase". En: *2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*. IEEE. 2007, págs. 1940-1947 (vid. pág. 22).
- [100] Mohamed El Kamel Oumaamar y col. "Static air-gap eccentricity fault diagnosis using rotor slot harmonics in line neutral voltage of three-phase squirrel cage induction motor". En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 84 (2017), págs. 584-597 (vid. pág. 22).
- [101] ZK Peng, W Tse Peter y FL Chu. "A comparison study of improved Hilbert–Huang transform and wavelet transform: application to fault

- diagnosis for rolling bearing”. En: *Mechanical systems and signal processing* 19.5 (2005), págs. 974-988 (vid. págs. 50, 57).
- [102] Manuel Pineda-Sánchez y col. “Instantaneous frequency of the left side-band harmonic during the start-up transient: A new method for diagnosis of broken bars”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 56.11 (2009), págs. 4557-4570 (vid. pág. 58).
- [103] Manuel Pineda-Sánchez y col. “Partial Inductance Model of Induction Machines for Fault Diagnosis”. En: *Sensors* 18.7 (2018). ISSN: 1424-8220 (vid. pág. 88).
- [104] Prasanta Kumar Pradhan, SK Roy y AR Mohanty. “Detection of broken impeller in submersible pump by estimation of rotational frequency from motor current signal”. En: *Journal of Vibration Engineering & Technologies* 8.4 (2020), págs. 613-620 (vid. pág. 58).
- [105] Rubén Puche-Panadero y col. “Improved resolution of the MCSA method via Hilbert transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 24.1 (2009), págs. 52-59 (vid. pág. 50).
- [106] Marut Raksa y col. “An fft computation minimisation for an fpga-based mcsa while preserving frequency resolution”. En: *Pertanika J Sci Technol* 25 (2017), págs. 105-12 (vid. págs. 23, 61, 63).
- [107] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu y G. Capolino. “Advances in Electrical Machine, Power Electronic, and Drive Condition Monitoring and Fault Detection: State of the Art”. En: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 62.3 (2015), págs. 1746-1759 (vid. pág. 22).
- [108] M. Riera-Guasp y col. “Diagnosis of Induction Motor Faults via Gabor Analysis of the Current in Transient Regime”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 61.6 (2012), págs. 1583-1596 (vid. págs. 53, 58, 81).
- [109] Martin Riera-Guasp y col. “A General Approach for the Transient Detection of Slip-Dependent Fault Components Based on the Discrete Wavelet Transform”. En: *IEEE transactions on Industrial electronics* 55.12 (2008), págs. 4167-4180 (vid. pág. 54).

- [110] Jesus R Rivera-Guillen y col. “Enhanced FFT-based method for incipient broken rotor bar detection in induction motors during the startup transient”. En: *Measurement* 124 (2018), págs. 277-285 (vid. pág. 49).
- [111] Reza Sadeghi, Haidar Samet y Teymoor Ghanbari. “Detection of stator short-circuit faults in induction motors using the concept of instantaneous frequency”. En: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 15.8 (2018), págs. 4506-4515 (vid. pág. 58).
- [112] Ashraf Saleem, Rateb Issa y Tarek Tutunji. “Hardware-in-the-loop for on-line identification and control of three-phase squirrel cage induction motors”. En: *Simulation Modelling Practice and Theory* 18.3 (2010), págs. 277-290 (vid. pág. 34).
- [113] Anik Kumar Samanta y col. “Online Condition Monitoring of Traction Motor”. En: *Handbook of Research on Emerging Innovations in Rail Transportation Engineering*. IGI Global, 2016, págs. 489-523 (vid. pág. 63).
- [114] A. Sapena-Bano y col. “FEM-Analytical Hybrid Model for Real Time Simulation of IMs Under Static Eccentricity Fault”. En: *2019 IEEE 12th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED)*. 2019, págs. 108-114 (vid. pág. 45).
- [115] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with finite element accuracy for condition monitoring running in real time using hardware in the loop system”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 111 (2019), págs. 315 -324. ISSN: 0142-0615 (vid. pág. 45).
- [116] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with space harmonics for fault diagnosis based on the convolution theorem”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 100 (2018), págs. 463-481 (vid. págs. 29, 31).
- [117] A. Sapena-Bano y col. “Induction machine model with space harmonics for fault diagnosis based on the convolution theorem”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 100 (2018), págs. 463 -481 (vid. págs. 88, 91).

- [118] A Sapena-Bano y col. “Model reduction based on sparse identification techniques for induction machines: Towards the real time and accuracy-guaranteed simulation of faulty induction machines”. En: *International Journal of Electrical Power & Energy Systems* 125 (), pág. 106417 (vid. pág. 46).
- [119] Angel Sapena-Bañó y col. “Fault diagnosis of rotating electrical machines in transient regime using a single stator current’s FFT”. En: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 64.11 (2015), págs. 3137-3146 (vid. pág. 54).
- [120] J. Seshadrinath, B. Singh y B. K. Panigrahi. “Vibration Analysis Based Interturn Fault Diagnosis in Induction Machines”. En: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 10.1 (2014), págs. 340-350 (vid. págs. 19, 47).
- [121] Arvind Singh y col. “A review of induction motor fault modeling”. En: *Electric Power Systems Research* 133 (2016), págs. 191 -197 (vid. págs. 31, 34).
- [122] Gurmeet Singh y VNA Naikan. “Detection of half broken rotor bar fault in VFD driven induction motor drive using motor square current MUSIC analysis”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 110 (2018), págs. 333-348 (vid. pág. 52).
- [123] Sukhjeet Singh y Navin Kumar. “Detection of bearing faults in mechanical systems using stator current monitoring”. En: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 13.3 (2016), págs. 1341-1349 (vid. pág. 56).
- [124] Pravin Singru y col. “Bearing failure prediction using Wigner-Ville distribution, modified Poincare mapping and fast Fourier transform”. En: *Journal of Vibroengineering* 20.1 (2018), págs. 127-137 (vid. pág. 53).
- [125] G. C. Stone, H. G. Sedding y C. Chan. “Experience With Online Partial-Discharge Measurement in High-Voltage Inverter-Fed Motors”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 54.1 (2018), págs. 866-872 (vid. pág. 47).

- [126] S. D. Sudhoff y col. “Magnetic Equivalent Circuit Modeling of Induction Motors”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 22.2 (2007), págs. 259-270 (vid. pág. 39).
- [127] Jing Tang y col. “Modeling and Evaluation of Stator and Rotor Faults for Induction Motors”. En: *Energies* 13.1 (2020). ISSN: 1996-1073 (vid. págs. 25, 28, 31).
- [128] Nariman Roshandel Tavana y Venkata Dinavahi. “Real-time nonlinear magnetic equivalent circuit model of induction machine on FPGA for hardware-in-the-loop simulation”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 31.2 (2016), págs. 520-530 (vid. pág. 39).
- [129] Pierre Tchakoua y col. “Wind turbine condition monitoring: State-of-the-art review, new trends, and future challenges”. En: *Energies* 7.4 (2014), págs. 2595-2630 (vid. pág. 8).
- [130] Carla Terron-Santiago y col. “A Review of Techniques Used for Induction Machine Fault Modelling”. En: *Sensors* 21.14 (2021), pág. 4855 (vid. pág. 4).
- [131] Carla Terron-Santiago y col. “Low-Computational-Cost Hybrid FEM-Analytical Induction Machine Model for the Diagnosis of Rotor Eccentricity, Based on Sparse Identification Techniques and Trigonometric Interpolation”. En: *Sensors* 21.21 (2021), pág. 6963 (vid. pág. 5).
- [132] Rajiv Tiwari. *Rotor systems: analysis and identification*. CRC press, 2017 (vid. págs. 12, 19).
- [133] Hamid A Toliyat, Emil Levi y Mona Raina. “A review of RFO induction motor parameter estimation techniques”. En: *IEEE transactions on Energy conversion* 18.2 (2003), págs. 271-283 (vid. pág. 32).
- [134] Gerardo Trejo-Caballero y col. “Multiple signal classification based on automatic order selection method for broken rotor bar detection in induction motors”. En: *Electrical Engineering* (2016), págs. 1-10 (vid. pág. 52).

- [135] Andrzej M Trzynadlowski y Ewen Ritchie. “Comparative investigation of diagnostic media for induction motors: a case of rotor cage faults”. En: *IEEE transactions on Industrial electronics* 47.5 (2000), págs. 1092-1099 (vid. pág. 21).
- [136] Abhisek Ukil, Shuo Chen y Andrea Andenna. “Detection of stator short circuit faults in three-phase induction motors using motor current zero crossing instants”. En: *Electric Power Systems Research* 81.4 (2011), págs. 1036-1044 (vid. pág. 52).
- [137] Sreedharala Viswanath, N Praveen Kumar y TB Isha. “Static Eccentricity Fault in Induction Motor Drive Using Finite Element Method”. En: *Advances in Electrical and Computer Technologies*. Springer, 2020, págs. 1291-1302 (vid. pág. 44).
- [138] Chen Wang y col. “A model-based method for bearing fault detection using motor current”. En: *Journal of Physics: Conference Series*. Vol. 1650. 3. IOP Publishing. 2020, pág. 032130 (vid. pág. 29).
- [139] Shibin Wang y col. “Transient signal analysis based on Levenberg–Marquardt method for fault feature extraction of rotating machines”. En: *Mechanical Systems and Signal Processing* 54 (2015), págs. 16-40 (vid. pág. 56).
- [140] Simon Jonathan Watson y col. “Condition monitoring of the power output of wind turbine generators using wavelets”. En: *IEEE transactions on energy conversion* 25.3 (2010), págs. 715-721 (vid. pág. 54).
- [141] Achmad Widodo y Bo-Suk Yang. “Application of nonlinear feature extraction and support vector machines for fault diagnosis of induction motors”. En: *Expert Systems with Applications* 33.1 (2007), págs. 241-250 (vid. pág. 23).
- [142] DJ Willis y col. “Wind energy research: State-of-the-art and future research directions”. En: *Renewable Energy* 125 (2018), págs. 133-154 (vid. pág. 2).
- [143] Xiaogang Luo y col. “Multiple coupled circuit modeling of induction machines”. En: *IEEE Transactions on Industry Applications* 31.2 (1995), págs. 311-318 (vid. pág. 30).

- [144] N Yassa y M Rachek. “Modeling and detecting the stator winding inter turn fault of permanent magnet synchronous motors using stator current signature analysis”. En: *Mathematics and Computers in Simulation* 167 (2020), págs. 325-339 (vid. pág. 32).
- [145] N Yassa, M Rachek y H Houassine. “Motor current signature analysis for the air gap eccentricity detection in the squirrel cage induction machines”. En: *Energy Procedia* 162 (2019), págs. 251-262 (vid. págs. 29, 30).
- [146] A Yazidi y col. “Improvement of frequency resolution for three-phase induction machine fault diagnosis”. En: *Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005 Industry Applications Conference, 2005*. Vol. 1. IEEE. 2005, págs. 20-25 (vid. pág. 20).
- [147] Zuyu Yin y Jian Hou. “Recent advances on SVM based fault diagnosis and process monitoring in complicated industrial processes”. En: *Neurocomputing* 174 (2016), págs. 643 -650. ISSN: 0925-2312 (vid. pág. 61).
- [148] Zhengping Zhang, Zhen Ren y Wenyi Huang. “A novel detection method of motor broken rotor bars based on wavelet ridge”. En: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 18.3 (2003), págs. 417-423 (vid. pág. 56).
- [149] Dong Zhen y col. “An improved cyclic modulation spectral analysis based on the CWT and its application on broken rotor bar fault diagnosis for induction motors”. En: *Applied Sciences* 9.18 (2019), pág. 3902 (vid. pág. 56).
- [150] Y. Zheng y col. “Dynamic Startup Characteristics Analysis of Single-winding Pole Changing Line-start Canned Solid-Rotor Induction Motor with Squirrel-cage”. En: *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*. 2019, págs. 1-6 (vid. pág. 31).
- [151] Salah Zouzou y col. “Modeling of induction machines with skewed rotor slots dedicated to rotor faults”. En: oct. de 2005, págs. 1 -6 (vid. pág. 30).