

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

PROGRAMA DE DOCTORADO: INGENIERÍA Y PRODUCCIÓN INDUSTRIAL



**UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA**

**DESARROLLO DE TÉCNICAS AVANZADAS DE
DIAGNÓSTICO DE MÁQUINAS ELÉCTRICAS
VÁLIDAS PARA CUALQUIER RÉGIMEN DE
FUNCIONAMIENTO**

TESIS DOCTORAL

Ángel Sapena Bañó

Directores:

Dr. Manuel Pineda Sánchez

Dr. Rubén Puche Panadero

Valencia, julio 2014

Resumen

Desde el siglo XX y hasta la actualidad las máquinas eléctricas rotativas cada vez han sido utilizadas en un mayor número y variedad de aplicaciones convirtiéndose en elementos clave en el mundo industrial. Las interrupciones no programadas, causadas por averías en la máquina eléctrica, pueden suponer una considerable pérdida económica. Por tanto, es fundamental detectar los fallos en las máquinas (en fase incipiente) para tomar las medidas que se consideren oportunas.

Las técnicas de diagnóstico más utilizadas se basan en el análisis de la corriente (debido a su carácter no invasivo) a través de la transformada de Fourier o *Fast Fourier Transform* (FFT) (de rápida ejecución y disponible en un elevado número de aplicaciones). No obstante, su uso está limitado al régimen estacionario. Por ello, desde finales del siglo XX y hasta la fecha se han desarrollado técnicas (basadas en análisis tiempo frecuencia) que permiten realizar el diagnóstico en el régimen transitorio (por contra, requieren mayor poder computacional). Por otro lado, con el auge de los equipos electrónicos (*Digital Signal Processor* (DSP), *Field Programmable Gate Arrays* (FPGAs), Microprocesadores, etc.) ha surgido otra línea de investigación que centra sus esfuerzos en desarrollar técnicas de diagnóstico para ser implementadas en estos equipos, aprovechando sus ventajas (frecuencia de muestreo, poder de cálculo, etc.) y teniendo en cuenta su principal inconveniente: escasa capacidad de memoria.

En la presente tesis se desarrolla una técnica de diagnóstico válida para todos los regímenes de funcionamiento de la máquina, rompiendo la barrera existente entre las técnicas en el régimen estacionario y las técnicas en el transitorio. Combina las ventajas y propiedades de ambas obteniendo un método válido para cualquier régimen de funcionamiento de la máquina (estacionario, transitorio tanto en modo motor como en modo generador). La forma de plasmar los resultados obtenida es idéntica independientemente de las condiciones de funcionamiento. Representa los resultados en un diagrama (similar al obtenido con la FFT) donde las componentes de falta aparecen siempre en la misma posición, remarcando la presencia o ausencia de fallos. Además, condensa la información en 15 puntos reduciendo la capacidad de memoria necesaria para realizar un histórico de la máquina y mejorando la transmisión de información en sistemas remotos o de difícil acceso.

Por otro lado, se pretende desarrollar técnicas que puedan ser implementadas en equipos electrónicos para realizar el diagnóstico on-line de la máquina. En este caso, la primera técnica desarrollada en la tesis (válida para cualquier régimen de funcionamiento) tiene unos requisitos de memoria excesivos para funcionar en estos equipos. Por tanto, se opta por desarrollar una novedosa técnica de diagnóstico optimizada (para el régimen estacionario) y que reduce las necesidades de memoria. Utiliza, únicamente, un punto por ciclo de la señal para realizar un diagnóstico eficaz y consistente de la máquina. Éste es el paso previo necesario para tener una primera toma de contacto con este tipo de equipos y abre la puerta al desarrollo en el futuro de técnicas válidas para ambos regímenes con menores requerimientos de memoria.

Para la validación de ambas técnicas se ha diseñado un banco de ensayos versátil con la capacidad de reproducir cualquier condición de funcionamiento en la que pueda operar la máquina:

- Puede hacer funcionar la máquina en modo motor y generador tanto en modo estacionario así como transitorio.
- Permite la conexión directa a la red o a través de *Variador de frecuencia* (VF).
- Permite diferentes tipos (constante, pulsante, rampas) y niveles de carga.

El banco de ensayos se ha automatizado con el objetivo de asegurar la reproducibilidad de los ensayos ante diferentes tipos de máquinas y poder realizarlos de manera autónoma. Además de las magnitudes medidas necesarias para validar las técnicas de diagnóstico desarrolladas, se han adquirido otras (tensiones, vibraciones, etc.) que pueden ser utilizadas en otras líneas de investigación. Con todo, se ha generado una extensa base de datos con los ensayos realizados y que se encuentra disponible a través de la red Internet facilitando la colaboración con otros grupos de investigación.

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.
- En el capítulo 2 se presentan los objetivos principales que se persiguen con el trabajo desarrollado.
- El capítulo 3 se encarga de presentar, por una lado, 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 histórica de la evolución de las técnicas de diagnóstico en máquinas eléctricas rotativas y los avances más relevantes surgidos durante los últimos años.
- En el capítulo 4 se describe tanto el banco de ensayos diseñado, los tests realizados así como la gestión de la base de datos creada.

-
- En el capítulo 5 se presenta el método de diagnóstico válido para cualquier régimen de funcionamiento de la máquina.
 - En el capítulo 6 se expone el método de diagnóstico desarrollado para ser implementado en sistemas de procesamiento de señal para el diagnóstico on-line de la máquina.
 - Finalmente en el capítulo 7 se presentan las conclusiones y aportaciones de la presente tesis y en el capítulo 8 se presentan algunas de las posibles futuras líneas de investigación que abre este trabajo.

Resum

Des del segle XX i fins l'actualitat, les màquines elèctriques rotatives, cada vegada han sigut utilitzades en un nombre més elevat i de major varietat d'aplicacions, convertint-se en elements claus al món industrial. Les interrupcions no programades, causades per averies en la màquina elèctrica, poden comportar una considerable pèrdua econòmica. Per tant, es vital, detectar les averies en les màquines (en un estat inicial) per prendre les mesures adients.

Les tècniques de diagnòs més utilitzades han estat les que analitzen la corrent (degut al seu caràcter no invasiu) a través de la transformada de Fourier o *Fast Fourier Transform* (FFT) (de ràpida execució i disponible en elevat nombre d'aplicacions). Tanmateix, el seu ús queda relegat al règim estacionari. Per això, des de finals del segle XX i fins la data se han desenvolupat tècniques (basades en l'anàlisi temps freqüència) que permeten la diagnòs en el règim transitori (per contra, requereixen major poder computacional). D'altra banda, amb l'auge dels sistemes electrònics (*Digital Signal Processor* (DSP), *Field Programmable Gate Array* (FPGA), Microprocessadors, etc.) ha sorgit altra línia de investigació que concentra els seus esforços en desenvolupar tècniques de diagnòs vàlides per ser implementades en aquests equips, aprofitant els seus avantatges (elevades freqüències de mostreig, poder de càlcul, etc.) i tenint en compte el seu principal inconvenient: escassa capacitat de memòria.

En aquesta tesi es desenvolupa una tècnica de diagnòs vàlida per a tots els règims de funcionament de la màquina, trencant la barrera existent entre les tècniques en el règim estacionari i les tècniques en el transitori. Combina els avantatges i propietats d'ambdues obtenint un mètode vàlid per qualsevol règim de funcionament de la màquina (estacionari i transitori tant en mode motor com en generador). La forma de representar els resultats és idèntica independentment de les condicions de funcionament. Presenta els resultats en un diagrama (similar al que s'obté amb la FFT) on les components de falta apareixen sempre en la mateixa posició, remarcant la presència o absència de faltes. A més, condensa la informació en 15 punts reduint la capacitat de memòria necessària per dur a terme un registre històric de la màquina i millorant la transmissió de informació en sistemes remots o de difícil accés.

D'altra banda, es pretén desenvolupar tècniques que puguin ser implementades en equips electrònics per dur a terme el diagnòstic on-line de la màquina. En aquest cas, la primera tècnica desenvolupada en la tesis (vàlida per qualsevol règim de funcionament) té uns requisits de memòria excessius per funcionar en aquest tipus d'equips. Per tant, s'ha optat per desenvolupar una innovadora tècnica de diagnòstic optimitzada (règim estacionari) i que redueix les necessitats de memòria. Utilitza, tan sols, un punt per cicle de la senyal per realitzar un diagnòstic eficaç i consistent de la màquina. Aquest es el pas previ necessari per tindre un primer contacte amb aquest tipus d'equips i obri la porta al desenvolupament de tècniques vàlides per ambdós règims amb menors requisits de memòria.

Per a dur a terme la validació de ambdues tècniques s'ha dissenyat un banc d'assaigs versàtil amb la capacitat de reproduir qualsevol condició de funcionament en la que pot treballar la màquina:

- Pot fer funcionar la màquina en mode motor i generador tant en règim estacionari això como transitori.
- Permet la connexió directa a la red (i diferents nivells de tensió) o a través de convertidors de freqüència (VF).
- Permet diferents tipus (constant, polsant, rampes) i nivells de càrrega.

El banc d'assaigs s'ha automatitzat amb e objectiu d'assegurar que els assajos es poden reproduir amb diferents tipus de màquines i poder realitzar-los de manera autònoma. A més de les magnituds necessàries per validar les tècniques de diagnòstic desenvolupades, s'han adquirit altres (tensions, vibracions, etc.) que poden ser utilitzades en altres línies de investigació. Amb tot, s'ha generat una extensa base de dades amb els assajos realitzats i que esta disponible a través de la ret Internet facilitant la col.laboració amb altres grups de reserca.

Així doncs la tesis s'ha estructurat en els següent capítols:

- En primer lloc (capítol 1) es realitza una breu introducció que serveix com a inici de la tesis.
- En el capítol 2 s'exposen els principals objectius que es pretén adquirir amb el treball desenvolupat.
- El capítol 3 s'utilitza per presentar, d'una banda, els diferents tipus de averies que poden aparèixer en màquines elèctriques rotatives i les magnituds físiques que es poden emprar per la seua detecció. D'altra banda, es realitza una revisió històrica de la evolució de les tècniques de diagnosis en les màquines elèctriques rotatives i els avanços més rellevants sorgits als darrers anys.
- En el capítol 4 ses descriu tant el banc d'assajos dissenyat, els tests realitzats així com la gestió de la base de dades creada.

-
- En el capítol 5 es presenta el mètode de diagnòsics vàlid per qualsevol règim de funcionament de la màquina.
 - En el capítol 6 s'exposa el mètode de diagnòsics desenvolupat amb l'objectiu de ser implementat en sistemes de processament de senyal per dur a terme el diagnòstic on-line de la màquina.
 - Finalment al capítol 7 es presenten les conclusions i aportacions de la present tesi i en el capítol 8 es presenten algunes de les possibles futures línies de investigació que sorgeixen d'aquest treball.

Summary

Since the 20th century until today, rotatory electrical machines have been more and more relevant in a growing number and variety of applications, becoming an essential element in industry worldwide. Unscheduled outages caused by faults in electrical machine can represent a considerable economical loss. Therefore, is required detect faults in machines (in a early stage) in order to take appropriate actions.

The most commonly used diagnostic techniques are based on analysis of current (due to its non-invasive nature) through the Fast Fourier Transform FFT (with easy use and available in a great number of applications). However, its use is limited only to steady state. However, since the late 20th century until now has been developed other techniques (based on time-frequency analysis) that allows the machine diagnosis in a transient state (requiring greater computational power). On the other hand, with the evolution of computational electronic equipment (DSP, FPGAs, Microprocessors), other new lines of investigation has been focused on implement these diagnostic techniques in embedded systems, with its advantages (frequency sampling, computational power, etc.) and its main drawback: the limited memory capacity.

This thesis develops a new fault diagnostic technique valid for all possible operating states of the machine, outpacing divergences between steady-state and transient-state diagnostic techniques. It combines the advantages and properties of all techniques in a one only technique, allowing the proper fault diagnosis on all machine states (steady, transient, and also in power generation mode). The representations of the results obtained with this technique is the same regardless the machine operation state. Shows results in a diagram (similar to that obtained with the FFT) where the failure components always appear in the same position, noting the presence or absence of faults. In addition, it synthesizes all information in only 15 points thereby allowing a low memory capacity to record a machine state historic and improves the transmission of information with remote systems or systems with limited communication bandwidth.

On the other hand, an objective is to develop a technique to be implemented on electronic equipment to diagnose faults on-line mode. In this case, the first technique developed in this thesis (available for all operating states) needs more memory requirements than the available in these kind of equipment. Therefore, a new optimized

technique to diagnose faults (for steady states) that reduces memory requirements is developed. This new technique only need one point per cycle to perform an effective and consistent fault detection on machine. This technique is the startup to the development of newer diagnostic techniques availables for both operating states, with lower memory requirements.

For the validation of both techniques, an adaptative test bench has been created, with the ability to generate any operation data on all possible machine states.

- It can work the machine in motor and generator mode, with steady or transient states.
- Allows direct connection to the network or via variable speed drive (VF).
- Allows different load's states (steady, pulsing, ramps) and load's levels.

The test bench has been automated in order to reproduce the same conditions over different machine types and to perform them independently. In addition to the measurements used in diagnostic, other variables has been acquired (voltage, vibrations, etc..) and may be useful on future researchs. Also, an extensive database, with the tests data, has been created which is available and accesible over Internet for other collaborative research groups.

This doctoral thesis is structured into the following chapters:

- First (chapter 1) a brief introduction is exposed.
- On chapter 2 are shown the main objectives pursued in this work.
- On chapter 3 types of failures that can occur in rotating electrical machinery and the physical magnitudes useful for its detection are presented. On the other hand, an historical review about fault diagnostic related to rotating electrical machinery and the latest significants research performed is exposed.
- On chapter 4 the test bench design is described and the tests performed and the record and management of the database are explained.
- On chapter 5 is explained the diagnostic method valid for any operating state of machine.
- On chapter 6 is detailed the development of the diagnostic method to be implemented into a signal processing system for do failure diagnostics of machines at the moment.
- Finally in chapter 7 are exposed the conclusions and contributions of this thesis and in chapter 8 are presented some possible future researching lines opened due this work.

Índice general

Resumen de la tesis	III
Índice general	XIII
Índice de figuras	XVII
Índice de tablas	XXXV
Lista de abreviaturas	XLIII
1 Introducción	1
2 Objetivos	7
3 Estado del arte	9
3.1 Introducción	9
3.2 Descripción y clasificación de fallos en máquinas eléctricas	12
3.2.1 Fallos eléctricos	13
3.2.1.1 Fallos en el estator	13
3.2.1.2 Fallos en el rotor	14
3.2.1.3 Fallos de origen externo	16
3.2.2 Fallos mecánicos	17
3.2.2.1 Desequilibrios	17
3.2.2.2 Fallos de desalineación	17

3.2.2.3 Fallos de excentricidad	18
3.2.2.4 Faltas en los engranajes	22
3.2.2.5 Fallos en los cojinetes.	22
3.2.3 Conclusiones de la sección tipos de de fallo	24
3.3 Magnitudes físicas para la monitorización del estado de las máquinas eléctricas rotativas	25
3.3.1 Vibraciones	25
3.3.2 Impedancias	26
3.3.3 Flujo axial.	26
3.3.4 Par.	27
3.3.4.1 Par mecánico	27
3.3.4.2 Par electromagnético.	27
3.3.5 Potencia instantánea	28
3.3.6 Tensiones residuales a la desconexión.	29
3.3.7 La corriente estática	29
3.3.8 Conclusiones de la sección de magnitudes	31
3.4 Técnicas de análisis de señal	32
3.4.1 Técnicas de diagnóstico en régimen estacionario	32
3.4.1.1 Transformada de Fourier.	33
3.4.1.2 Análisis de la señal analítica de la corriente de fase mediante la transformada de Hilbert.	36
3.4.1.3 Vector extendido de Park	39
3.4.2 Técnicas de diagnóstico en régimen transitorio	41
3.4.2.1 Transformada Wavelet Discreta (DWT).	41
3.4.2.2 Transformada Continua de Wavelet (CWT)	44
3.4.2.3 Distribución de Wigner-Ville (WVD)	46
3.4.2.4 Transformada de Gabor	47
3.4.2.5 Frecuencia instantánea.	48
3.4.2.6 Transformada de Hilbert Huang (HHT)	48
3.4.2.7 Otros casos	50
3.4.3 Conclusiones de la sección técnicas de análisis de la señal.	51
4 Banco de ensayos	53
4.1 Introducción	53
4.2 Elementos que componen el banco de ensayos	55
4.2.1 Subsistema de potencia	56
4.2.1.1 Motores de inducción.	57

4.2.1.2	Auto-transformador	60
4.2.1.3	Convertidores de frecuencia para el control de la máquina eléctrica a ensayar.	61
4.2.1.4	Recapitulación tipos de conexión utilizados en las máquinas a ensayar	67
4.2.1.5	Motor síncrono de imanes permanentes	68
4.2.1.6	Convertidor de frecuencia de ABB ACSM1 (Servodriver).	69
4.2.2	Subsistema de control.	71
4.2.2.1	Autómata programable	72
4.2.2.2	Ordenador	73
4.2.2.3	Contactores	74
4.2.3	Subsistema medición y adquisición de datos.	75
4.2.3.1	Osciloscopio.	76
4.2.3.2	Sondas de tensión	77
4.2.3.3	Pinza amperimétrica	78
4.2.3.4	Acelerómetros.	79
4.3	Ensayos para la validación de las técnicas desarrolladas	80
4.3.1	Ensayos con conexión a través del convertidor de frecuencia.	83
4.3.2	Ensayos con conexión a través del auto-transformador	85
4.3.3	Ensayos como generador.	87
4.4	Gestión de la base de datos.	88
4.5	Conclusiones.	91
5	Análisis del orden de armónico	93
5.1	Introducción	93
5.2	Demostración teórica	94
5.2.1	Límites del método	107
5.2.2	Justificación del uso de la señal sintética.	108
5.2.3	Régimen Estacionario	109
5.2.3.1	Asimetría rotórica	109
5.2.3.2	Excentricidad	119
5.2.4	Régimen Transitorio.	127
5.2.4.1	Asimetría rotórica	130
5.2.4.2	Excentricidad	136
5.3	Validación experimental.	143
5.3.1	Resultados régimen estacionario	143
5.3.1.1	Barra rota	143

5.3.1.2 Excentricidad	193
5.3.2 Resultados régimen Transitorio	243
5.3.2.1 Barra rota	243
5.3.2.2 Excentricidad	278
5.4 Resultados estadísticos	300
5.5 Nuevas representaciones gráficas	305
5.6 Conclusiones HOTA	306
6 Análisis reducido del módulo de la señal analítica	309
6.1 Introducción	309
6.2 Demostración teórica	310
6.2.1 Asimetría rotórica	311
6.2.2 Excentricidad mixta	319
6.3 Validación experimental	324
6.3.1 Asimetría rotórica	324
6.3.2 Excentricidad mixta	355
6.4 Conclusiones análisis reducido del módulo de la señal analítica.	380
7 Aportaciones y conclusiones	381
8 Futuras líneas de investigación	387
Apéndices	389
A SCADA	391
A.1 Ensayos conexión a través de autotransformador.	391
A.1.1 SCADA control automático	392
A.1.2 SCADA control manual.	394
A.2 Ensayos conexión a través del convertidor de frecuencia	396
A.2.1 SCADA control automático	396
A.2.2 SCADA control manual.	398
Bibliografía	401

Índice de figuras

1.1.	Ejemplos de aplicaciones en las que participan máquinas eléctricas rotativas.	1
1.2.	Técnicas de diagnóstico off–line vs on–line.	3
1.3.	Resultados de aplicar diferentes técnicas de diagnóstico a una señal de corriente.	4
3.1.	Relación entre tipo de falta, magnitud y técnica de diagnóstico. . . .	10
3.2.	Barras y anillos de cortocircuito que conforman un rotor de jaula de ardilla.	14
3.3.	Configuración final de un rotor de jaula de ardilla.	15
3.4.	Fuerza resultante cuando el motor y la carga no están perfectamente acoplados. Extraída de [1].	18
3.5.	Excentricidad estática producida por (a) Deformación en la cavidad estática (b) incorrecto posicionamiento del rotor.	18
3.6.	Trayectoria descrita por el rotor en el caso de excentricidad estática.	19
3.7.	Excentricidad dinámica producida por (a) Deformación del rotor (b) Eje de giro no coincidente con el centro del rotor.	20
3.8.	Trayectoria descrita por el rotor en el caso de excentricidad dinámica.	20
3.9.	Representación de la excentricidad axial.	21
3.10.	Elementos del rodamiento.	23
3.11.	Clasificación de los distintos tipos de fallos en la máquina eléctrica rotativa.	24

3.12.	(a)Espectro de la corriente. (b) Resultado de aplicar la transformada de Hilbert.	38
3.13.	Vector de Park en el caso de una situación ideal. Extraída de [2]. . .	39
3.14.	Relación entre las componentes simétricas del vector de Park en el caso de un motor con una asimetría estatórica. (a) Representación espacial del vector de Park. (b) Representación del módulo del vector de Park a lo largo del tiempo. Extraída de [2].	40
3.15.	Evolución del armónico de barra rota durante el arranque de un motor de inducción de jaula de ardilla. Extraída de [3].	43
3.16.	Evolución del armónico de excentricidad durante el arranque de una máquina eléctrica. Extraída de [3].	43
3.17.	Imagen bidimensional representando la evolución tiempo frecuencia del armónico de fallo de barra rota durante el arranque de la máquina. Extraída de [4].	44
3.18.	Evolución tiempo frecuencia del armónico de fallo de barra rota durante el arranque de la máquina utilizando la CWT. Extraída de [4]. .	45
3.19.	Evolución tiempo frecuencia del armónico de fallo de barra rota durante el arranque de la máquina utilizando la CCWT. Extraída de [4].	46
4.1.	Banco de ensayos diseñado.	54
4.2.	Componentes de la red de potencia del banco de ensayos.	56
4.3.	Motor de inducción ensayado y ampliación de su placa de características.	57
4.4.	Rotor con una barra rota.	58
4.5.	Rotura parcial de barras en la unión barra—anillo de cortocircuito en un motor asíncrono de rotor jaula de ardilla ($P = 3,2MW$).	59
4.6.	a) Cojinete original. anillos excéntricos externo b) e interno c). d) nuevo rodamiento. e) Sistema montado en el eje del rotor.	59
4.7.	Cojinete deteriorado del motor ensayado.	60
4.8.	a) Auto—transformador utilizado. b) Esquema eléctrico auto—transformador.	61
4.9.	Convertidor de frecuencia de Siemens utilizado y placa de características del mismo.	62
4.10.	Gráfico V/f de un control escalar.	63

4.11.	Gráfico V/f de un control escalar con compensación de deslizamiento.	64
4.12.	Transformación del sistema trifásico de la máquina a los sistemas bi-fásicos.	65
4.13.	Convertidor de frecuencia de ABB utilizado y placa de características del mismo.	66
4.14.	Resumen de las conexiones y controles empleadas con las máquinas a ensayar.	67
4.15.	Motor de imanes permanentes utilizado y la placa de características del mismo.	68
4.16.	Servodriver instalado en el banco de ensayos y ampliación de la tarjeta emuladora de encoder FEN-21.	70
4.17.	Controles del servomotor utilizados.	70
4.18.	Componentes de la automatización del sistema.	71
4.19.	Autómata programable y módulos adicionales del sistema de automatización.	72
4.20.	Ordenador utilizado en el banco de ensayos con la aplicación SCADA.	73
4.21.	Contactador de potencia.	74
4.22.	Componentes del sistema de adquisición de datos.	75
4.23.	Osciloscopio utilizado para la toma de medidas.	76
4.24.	Tarjetas incluidas en el osciloscopio utilizado en el banco de ensayos.	77
4.25.	Sondas de tensión utilizadas.	77
4.26.	Pinzas amperimétricas utilizadas.	78
4.27.	Acelerómetro.	79
4.28.	Esquema conexiones eléctricas de los elementos del banco de ensayos y señales medidas.	82
4.29.	Disposición de los sensores tipo acelerómetro para adquirir las vibraciones del motor de inducción durante los ensayos.	82
5.1.	Sistemas de referencia de la máquina eléctrica rotativa.	97
5.2.	Diagrama fasorial componentes corriente máquina.	98

5.3.	Extraída de [5]. Una señal real tiene una distribución simétrica de energía ($ S(\omega)^2 $) en frecuencia como se puede ver en (a). Por tanto, la frecuencia media ($\langle\omega\rangle$) es cero y la varianza ($2\sigma_\omega$) es aproximadamente la distancia entre los dos lóbulos tal como se muestra en (a). No obstante, estos resultados no son indicativos de la situación física. Así pues, la señal analítica se define para obtener el mismo espectro en las frecuencias positivas y cero en las frecuencias negativas como en (b). Estos resultados tienen una media en frecuencia y una varianza que reflejan mejor la situación física. La media cae en algún lugar en medio del lóbulo y el ancho de banda de frecuencias se extiende a lo largo de dicho lóbulo.	99
5.4.	En esta figura se muestra el problema de la simetría en un señal real cuando $f_1 - kf_{fallo} < 0$. En ésta se observa que las frecuencias negativas tienen su homónima simétrica en la parte de las frecuencias positivas. A la vista de los resultados quedaría una cuestión a resolver y es si pudiese dar el caso de que dos componentes pudiesen quedar superpuestas debido a la simetría espectral. La respuesta es negativa, pues esto solo ocurriría en el caso que $f_{fallo} = f_1$ y esto no ocurre con los tipos de falta propuestos en máquinas de inducción.	102
5.5.	En esta figura se observa como al utilizar la señal analítica las componentes negativas del espectro de la señal quedan anuladas. No obstante, siguen apareciendo las componentes frecuenciales debidas a la simetría aparecerían en la zona de frecuencias positivas (rojo).	103
5.6.	Espectro resultante si la señal compleja se obtiene mediante la transformada de Park. Se observa como desaparece la simetría con respecto al origen del espectro y las componentes positivas aparecen en la parte positiva y las negativas en la negativa sin ningún tipo de rebote debido a la simetría de la señal real.	103
5.7.	En esta figura se muestra el espectro de la señal analítica utilizada como ejemplo expresada en coordenadas de rotor.	106
5.8.	Nueva representación obtenida con el método propuesto, en el que cada falta se localiza directamente en su orden de armónico k de fallo.	106
5.9.	Onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo.	113
5.10.	Espectro de la onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo.	114
5.11.	Fasor de la onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo.	114

5.12.	Fasor de posición del rotor.	115
5.13.	Onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo expresadas en coordenadas rotóricas.	116
5.14.	Espectro de la onda sintética de corriente de máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo en coordenadas rotóricas.	116
5.15.	Espectro de la onda de corriente sintética en función de las órdenes de armónico para la falta de barra rota.	117
5.16.	Espectro reducido de la onda corriente sintética en función de los órdenes de armónico para la falta de barra rota.	118
5.17.	Espectro reducido de las ondas de corriente sintética en función del orden de armónico, para la falta de barra rota, de casos trabajando en diferentes condiciones de funcionamiento.	118
5.18.	Onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo.	122
5.19.	Espectro de la onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo.	122
5.20.	Fasor de la onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo.	123
5.21.	Onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo expresadas en coordenadas rotóricas.	124
5.22.	Espectro de la onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo expresada en coordenadas rotóricas.	124
5.23.	Espectro de la onda sintética de corriente en función de las órdenes de armónico para la falta de excentricidad mixta.	125
5.24.	Espectro reducido de la onda de corriente sintética en función de los órdenes de armónico para la falta de excentricidad mixta.	125
5.25.	Espectro reducido de la onda de corriente sintética en función del orden de armónico, para la falta de excentricidad mixta, de casos trabajando a distintos regímenes de funcionamiento.	126
5.26.	Espectro resultante de la corriente del motor con asimetría rotórica (cuyas características se han expuesto en el capítulo banco de ensayo) en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor.	128

5.27.	Evolución temporal de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo con el motor con asimetría rotórica descrito en el capítulo banco de ensayos realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor.	129
5.28.	Evolución temporal vista en tres dimensiones de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo con el motor con asimetría rotórica descrito en el capítulo banco de ensayos realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor.	131
5.29.	Evolución temporal de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en coordenadas rotóricas.	132
5.30.	Evolución temporal vista en tres dimensiones de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en coordenadas rotóricas.	132
5.31.	Evolución temporal de las componentes de la corriente en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en función del orden de armónico de asimetría rotórica.	133
5.32.	Evolución temporal vista en tres dimensiones de las componentes de la corriente en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en función del orden de armónico de asimetría rotórica.	134
5.33.	Diagrama HOTA obtenido del análisis del estado de la máquina operando en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor.	135

5.34.	Espectro reducido en función de los ordenes de armónico para la falta de asimetría rotórica.	135
5.35.	FFT de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos.	137
5.36.	Evolución temporal de las componentes de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos.	137
5.37.	Evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en coordenadas rotóricas.	139
5.38.	Representación tridimensional de la evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en coordenadas rotóricas.	139
5.39.	Evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en función del orden de armónico de excentricidad mixta.	140
5.40.	Representación tridimensional de la evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en función del orden de armónico de excentricidad mixta.	140
5.41.	Diagrama HOTA obtenido del análisis de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos.	141

5.42.	Espectro reducido en función de los ordenes de armónico para la falta de excentricidad mixta.	141
5.43.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	146
5.44.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	147
5.45.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 1: <i>Harmonic Order Tracking Analysis</i> (HOTA) (Barra rota) régimen estacionario.	149
5.46.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 1: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	150
5.47.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 2: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	152
5.48.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 2: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	153
5.49.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 3: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	155
5.50.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 3: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	156
5.51.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 4: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	158
5.52.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 4: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	159
5.53.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 5: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	161
5.54.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 5: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	162
5.55.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 6: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	164
5.56.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 6: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	165
5.57.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 7: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	167

5.58.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 7: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	168
5.59.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 8: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	170
5.60.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 8: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	171
5.61.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 9: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	173
5.62.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 9: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	174
5.63.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 10: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	176
5.64.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 10: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	177
5.65.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 11: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	179
5.66.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 11: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	180
5.67.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 12: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	182
5.68.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 12: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	183
5.69.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 13: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	185
5.70.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 13: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	186
5.71.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 14: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	188
5.72.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 14: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	189
5.73.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test generador: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.	191

- 5.74. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test generador: HOTA (Barra rota) régimen estacionario. . . . 192
- 5.75. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario. 196
- 5.76. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario. 197
- 5.77. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 1: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.199
- 5.78. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 1: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. . 200
- 5.79. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 2: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.202
- 5.80. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 2: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. . 203
- 5.81. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 3: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.205
- 5.82. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 3: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. . 206
- 5.83. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 4: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.208
- 5.84. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 4: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. . 209
- 5.85. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 5: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.211
- 5.86. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 5: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. . 212
- 5.87. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 6: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.214
- 5.88. HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 6: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. . 215
- 5.89. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 7: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.217

5.90.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 7: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. .	218
5.91.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 8: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	220
5.92.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 8: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. .	221
5.93.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 9: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	223
5.94.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 9: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario. .	224
5.95.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 10: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	226
5.96.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 10: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	227
5.97.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 11: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	229
5.98.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 11: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	230
5.99.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 12: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	232
5.100.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 12: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	233
5.101.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 13: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	235
5.102.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 13: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	236
5.103.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 14: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	238
5.104.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 14: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	239
5.105.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test generador: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	241

5.106.	HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test generador: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.	242
5.107.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	245
5.108.	HOTA del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	246
5.109.	HOTA reducido del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	247
5.110.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 1: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	248
5.111.	HOTA del ensayo 1 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	249
5.112.	HOTA reducido del ensayo 1 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	250
5.113.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 2: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	251
5.114.	HOTA del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	252
5.115.	HOTA reducido del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	253
5.116.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 3: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	254
5.117.	HOTA del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	255
5.118.	HOTA reducido del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	256
5.119.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 4: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	257
5.120.	HOTA del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	258
5.121.	HOTA reducido del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	259

5.122. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 5: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	260
5.123. HOTA del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	261
5.124. HOTA reducido del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	262
5.125. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 6: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	263
5.126. HOTA del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	264
5.127. HOTA reducido del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	265
5.128. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 7: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	266
5.129. HOTA del ensayo 7 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	267
5.130. HOTA reducido del ensayo 7 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	268
5.131. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 8: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	269
5.132. HOTA del ensayo 8 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	270
5.133. HOTA reducido del ensayo 8 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	271
5.134. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 9: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	272
5.135. HOTA del ensayo 9 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	273
5.136. HOTA reducido del ensayo 9 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	274
5.137. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 10: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.	275

5.138. HOTA del ensayo 10 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	276
5.139. HOTA reducido del ensayo 10 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.	277
5.140. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 0: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.	279
5.141. HOTA del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	280
5.142. HOTA reducido del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	281
5.143. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 1: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.	282
5.144. HOTA del ensayo 1 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	283
5.145. HOTA reducido del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	284
5.146. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 2: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.	285
5.147. HOTA del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	286
5.148. HOTA reducido del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	287
5.149. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 3: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.	288
5.150. HOTA del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	289
5.151. HOTA reducido del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	290
5.152. Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 4: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.	291
5.153. HOTA del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	292

5.154.	HOTA reducido del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	293
5.155.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 5: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.	294
5.156.	HOTA del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	295
5.157.	HOTA reducido del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	296
5.158.	Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatísticas y rotóricas. Test 6: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.	297
5.159.	HOTA del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	298
5.160.	HOTA reducido del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.	299
5.161.	Estadístico de los ensayos realizados en régimen estacionario con el motor con una barra rota.	301
5.162.	Estadístico de los ensayos realizados en régimen transitorio con el motor con una barra rota.	302
5.163.	Estadístico de los ensayos realizados con el motor con una barra rota.	302
5.164.	Estadístico de los ensayos realizados en régimen estacionario con el motor con excentricidad mixta.	303
5.165.	Estadístico de los ensayos realizados en régimen transitorio con el motor con excentricidad mixta.	304
5.166.	Estadístico de los ensayos realizados con el motor con excentricidad mixta.	304
5.167.	Diagrama radial del diagnóstico de motores.	305
5.168.	Diagnóstico en régimen estacionario y régimen transitorio vs HOTA.	306
6.1.	Envolvente (línea roja) de la corriente de un motor con una barra rota.	314
6.2.	FFT de $i_{diagnostico}(t)$ de un motor con una barra rota.	315
6.3.	Diagrama polar de la corriente de un motor con una barra rota. . . .	316

6.4.	En azul Diagrama 3-D del fasor de corriente de un motor con una barra rota. En rojo envolvente del fasor en un ángulo determinado del mismo.	317
6.5.	FFT de la envolvente del fasor de corriente muestreada para $\alpha = 0$	318
6.6.	Método práctico para muestrear $i[k]$, a partir de la corriente $i[n]$ cuando el fasor $HT(i[n])$ pasa por cero con pendiente positiva (Z.C.).	319
6.7.	a) Corriente en función del número de muestras. b) FFT de la corriente. c) FFT del módulo de la señal analítica (MAS). d) Resamplado (MAS). e) Espectro de la nueva señal analítica	323
6.8.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 0: Barra rota)	326
6.9.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 0: Barra rota)	327
6.10.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 1: Barra rota)	329
6.11.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 1: Barra rota)	330
6.12.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 2: Barra rota)	332
6.13.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 2: Barra rota)	333
6.14.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 3: Barra rota)	335
6.15.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 3: Barra rota)	336
6.16.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 4: Barra rota)	338
6.17.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 4: Barra rota)	339
6.18.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 5: Barra rota)	341
6.19.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 5: Barra rota)	342
6.20.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 6: Barra rota)	344
6.21.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 6: Barra rota)	345

6.22.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 7: Barra rota)	347
6.23.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 7: Barra rota)	348
6.24.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 8: Barra rota)	350
6.25.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 8: Barra rota)	351
6.26.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 9: Barra rota)	353
6.27.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 9: Barra rota)	354
6.28.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 0: Excentricidad)	357
6.29.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 0: Excentricidad)	358
6.30.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 1: Excentricidad)	360
6.31.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 1: Excentricidad)	361
6.32.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 2: Excentricidad)	363
6.33.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 2: Excentricidad)	364
6.34.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 3: Excentricidad)	366
6.35.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 3: Excentricidad)	367
6.36.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 4: Excentricidad)	369
6.37.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 4: Excentricidad)	370
6.38.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 5: Excentricidad)	372
6.39.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 5: Excentricidad)	373
6.40.	Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 6: Excentricidad)	375
6.41.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 6: Excentricidad)	376

6.42.	Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 7: Excentricidad)	378
6.43.	Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 7: Excentricidad)	379
A.1.	SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través del auto-transformador.	392
A.2.	SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través del auto-transformador en modo manual.	394
A.3.	SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través de convertidor de frecuencia.	396
A.4.	SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través del convertidor de frecuencia en modo manual.	398

Índice de tablas

3.1. Principales fallos en las máquinas eléctricas rotativas, en función del origen de la falta, (extraída de [6])	12
3.2. Bandas de frecuencia de las señales wavelet. Extraída de [7]	43
4.1. Principales características de los motores de inducción	55
4.2. Principales características del motor de imanes permanentes	55
4.3. Características de los motores de inducción	58
4.4. Características eléctricas del convertidor de frecuencia de Siemens	62
4.5. Características eléctricas del convertidor de frecuencia de ABB	66
4.6. Principales características del motor de imanes permanentes	68
4.7. Principales características del ordenador utilizado	73
4.8. Requisitos mínimos para instalación Control Builder Plus	74
4.9. Características de los contactores de potencia	74
4.10. Características de las sondas de tensión	78
4.11. Características de las pinzas amperimétricas	78
4.12. Características de los acelerómetros	79
4.13. Número de ensayos realizados	80
4.14. Combinaciones Régimen frecuencia - Régimen de carga	83
4.15. Combinaciones rampas de frecuencia - Régimen de carga	84

4.16. Tests realizados a través del auto–transformador (400V)	85
4.17. Tests realizados a través del auto–transformador (300V)	86
4.18. Tests realizados en modo generador	87
4.19. Características de la resistencia utilizada para la disipación de energía	87
5.1. Frecuencias de fallo en función del tipo de falta	101
5.2. Ordenes de armónico k válidos si se utiliza la señal analítica para realizar el método HOTA	108
5.3. Condiciones de funcionamiento de los dos ejemplos (Barra rota)	112
5.4. Componentes de falta (Barra rota)	113
5.5. Condiciones de funcionamiento de los dos ejemplos (Excentricidad)	121
5.6. Componentes de falta (Excentricidad)	121
5.7. Parámetros de ensayo	145
5.8. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	145
5.9. Parámetros de ensayo	148
5.10. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	148
5.11. Parámetros de ensayo	151
5.12. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	151
5.13. Parámetros de ensayo	154
5.14. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	154
5.15. Parámetros de ensayo	157
5.16. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	157
5.17. Parámetros de ensayo	160
5.18. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	160
5.19. Parámetros de ensayo	163
5.20. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	163
5.21. Parámetros de ensayo	166

5.22. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	166
5.23. Parámetros de ensayo	169
5.24. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	169
5.25. Parámetros de ensayo	172
5.26. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	172
5.27. Parámetros de ensayo	175
5.28. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	175
5.29. Parámetros de ensayo	178
5.30. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	178
5.31. Parámetros de ensayo	181
5.32. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	181
5.33. Parámetros de ensayo	184
5.34. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	184
5.35. Parámetros de ensayo	187
5.36. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	187
5.37. Parámetros de ensayo	190
5.38. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	190
5.39. Parámetros de ensayo	195
5.40. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	195
5.41. Parámetros de ensayo	198
5.42. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	198
5.43. Parámetros de ensayo	201
5.44. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	201
5.45. Parámetros de ensayo	204
5.46. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	204
5.47. Parámetros de ensayo	207

5.48. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	207
5.49. Parámetros de ensayo	210
5.50. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	210
5.51. Parámetros de ensayo	213
5.52. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	213
5.53. Parámetros de ensayo	216
5.54. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	216
5.55. Parámetros de ensayo	219
5.56. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	219
5.57. Parámetros de ensayo	222
5.58. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	222
5.59. Parámetros de ensayo	225
5.60. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	225
5.61. Parámetros de ensayo	228
5.62. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	228
5.63. Parámetros de ensayo	231
5.64. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	231
5.65. Parámetros de ensayo	234
5.66. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	234
5.67. Parámetros de ensayo	237
5.68. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	237
5.69. Parámetros de ensayo	240
5.70. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	240
5.71. Parámetros de ensayo	245
5.72. Parámetros de ensayo	248
5.73. Parámetros de ensayo	251

5.74. Parámetros de ensayo	254
5.75. Parámetros de ensayo	257
5.76. Parámetros de ensayo	260
5.77. Parámetros de ensayo	263
5.78. Parámetros de ensayo	266
5.79. Parámetros de ensayo	269
5.80. Parámetros de ensayo	272
5.81. Parámetros de ensayo	275
5.82. Parámetros de ensayo	279
5.83. Parámetros de ensayo	282
5.84. Parámetros de ensayo	285
5.85. Parámetros de ensayo	288
5.86. Parámetros de ensayo	291
5.87. Parámetros de ensayo	294
5.88. Parámetros de ensayo	297
6.1. Principales características del motor utilizado en la demostración teórica del método.	313
6.2. Parámetros del ensayo utilizado para la demostración teórica del método del análisis reducido del módulo de la señal analítica aplicado a la detección de averías por rotura de barras y/o anillos de cortocircuito del rotor.	313
6.3. Frecuencias de fallo teóricas	314
6.4. Parámetros de ensayo	322
6.5. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	322
6.6. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	322
6.7. Parámetros de ensayo	325
6.8. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	325

6.9. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	327
6.10. Parámetros de ensayo	328
6.11. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	328
6.12. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	330
6.13. Parámetros de ensayo	331
6.14. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	331
6.15. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	333
6.16. Parámetros de ensayo	334
6.17. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	334
6.18. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	336
6.19. Parámetros de ensayo	337
6.20. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	337
6.21. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	339
6.22. Parámetros de ensayo	340
6.23. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	340
6.24. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	342
6.25. Parámetros de ensayo	343
6.26. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	343
6.27. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	345
6.28. Parámetros de ensayo	346
6.29. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	346
6.30. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	348
6.31. Parámetros de ensayo	349
6.32. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	349
6.33. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	351
6.34. Parámetros de ensayo	352

6.35. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	352
6.36. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	354
6.37. Parámetros de ensayo	356
6.38. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	356
6.39. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	358
6.40. Parámetros de ensayo	359
6.41. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	359
6.42. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	361
6.43. Parámetros de ensayo	362
6.44. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	362
6.45. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	364
6.46. Parámetros de ensayo	365
6.47. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	365
6.48. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	367
6.49. Parámetros de ensayo	368
6.50. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	368
6.51. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	370
6.52. Parámetros de ensayo	371
6.53. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	371
6.54. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	373
6.55. Parámetros de ensayo	374
6.56. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	374
6.57. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	376
6.58. Parámetros de ensayo	377
6.59. Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo	377
6.60. Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica	379

Lista de abreviaturas

AD–OT: *Angular Domain Order Tracking Method*

CWD: *Choi Williams Distributions*

CWT: *Continuous Wavelet Transform*

CZT: *Chirp–z transform*

DOL: *Direct on-line*

DSP: *Digital Signal Processor*

DTC: *Direct Torque Control*

DWT: *Discrete Wavelet Transform*

ESPM: *Equal Phase Sampling Method*

FFT: *Fast Fourier Transform*

FPGA: *Field Programmable Gate Array*

HHT: *Hilbert-Huang Transform*

HOSA: *Higher Order Spectral Analysis*

HOTA: *Harmonic Order Tracking Analysis*

HT: *Transformada de Hilbert*

IF: *Frecuencia Instantánea*

IMF: *Funciones de modo intrínseco*

MCSA: *Motor Current Signature Analysis*

OT: *Angular Order Tracking Analysis*

PWVD: *Pseudo WVD*

RFT: *Transformada Recursiva de Fourier*

RFTA: *Reference Frame Theory Approach*

SCADA: *Supervisory Control And Data Adquisition*

STFT: *Short Time Fourier Transform*

SVM: *Support Vector Machine*

TMCSA: *Transient Motor Current Signature Analysis*

VF: *Variador de frecuencia*

VKF–OT: *Vold-Kalman filtering order tracking*

WVD: *Wigner Ville Distribution*

ZAMD: *Zhao-Atlas-Marks*

Capítulo 1

Introducción

Las máquinas eléctricas rotativas están presentes en un elevado número y variedad de aplicaciones industriales desarrollando un papel fundamental en el funcionamiento de las mismas. Esto se debe a sus características de robustez, fiabilidad, eficiencia, rápido control de la velocidad, par e incluso posición, etc. No obstante, las máquinas eléctricas no están exentas de sufrir averías. Por lo que la rápida detección de faltas en estado incipiente es crucial para poder ajustar los planes de mantenimiento y evitar paradas no programadas con la correspondiente pérdida económica y temporal que ello conlleva.



Figura 1.1: Ejemplos de aplicaciones en las que participan máquinas eléctricas rotativas.

Desde tiempo atrás, análogamente a la detección de averías en sistemas mecánicos, se ha utilizado el análisis de vibraciones para la detección de faltas en las máquinas eléctricas rotativas [8–11]. No obstante, la línea que ha tenido mayor proliferación ha sido el análisis de la corriente estatórica de la máquina propiciada, entre otros factores, por su carácter no invasivo, la existencia de sensores asequibles para su medición y por tratarse de una señal que contiene cuantiosa información acerca del estado de la máquina.

Las primeras técnicas de diagnóstico utilizando la corriente del estator se desarrollaron para el régimen estacionario y están basadas en el análisis del espectro de la corriente obtenido mediante la transformada rápida de Fourier (FFT). Con estas características se desarrolla toda una línea de investigación conocida como *Motor Current Signature Analysis* (MCSA) [12–15] que ofrece una serie de ventajas que han hecho que su uso se haya extendido notoriamente: se puede utilizar una única medida de corriente estatórica, es una transformada fácil y rápida de realizar que, además, está disponible en un elevado número de aplicaciones comerciales, etc. No obstante, cuenta con unas limitaciones que desaconsejan su uso en considerable número de aplicaciones. Entre estas limitaciones destacan:

- Fuga espectral. Se produce debido a que la componente fundamental es varios ordenes de magnitud superior al resto de componentes armónicas. En este caso, componentes cercanas a la componente fundamental pueden quedar ocultas por la influencia de la misma en el espectro.
- Necesidad de tiempos de adquisición elevados para una buena resolución en el espectro en frecuencias.
- Únicamente son válidas para el régimen estacionario.
- Los resultados son válidos, únicamente, en el punto de funcionamiento en el que la máquina esté operando.

Para tratar de vencer estos obstáculos o, al menos, tratar de minimizar su impacto se han desarrollado un gran número de avances. Gran parte de ellos se centran en dar solución a los dos primeros. Así pues, tratan de mejorar la resolución del espectro mediante avanzadas técnicas de tratamiento de señal [16, 17] como son: Zoom FFT [18–23], *Chrip–z transform* (CZT) [24–26], Music [27, 28] o Esprit [29, 30], entre otras. Por otro lado, para tratar de disminuir el efecto de la fuga espectral destaca el uso de ventanas [31] como la de Hanning [32, 33], Hamming [34], Bartlett [35], etc. por un lado, y las técnicas que tratan de eliminar la componente fundamental mediante la utilización de la transformada de Park [36–38] o la transformada de Hilbert [37, 39, 40].

No obstante, la mayor traba, su uso limitado a condiciones estacionarias, no queda resuelto con estos avances. Son numerosas las aplicaciones en las que las máquinas eléctricas no operan en régimen estacionario y cuya monitorización y diagnóstico es

igualmente necesario. Como respuesta a esta demanda, han proliferado un elevado número de técnicas que analizan la corriente en el régimen transitorio de la máquina (*Transient Motor Current Signature Analysis* (TMCSA)) [3,33,41–44] que a la postre han resultando ser más fiables pues evalúan todos los puntos de funcionamiento por los que atraviesa la máquina durante el transitorio en lugar de un único punto, tal como ocurre en MCSA. El análisis tiempo–frecuencia se ha integrado en el diagnóstico de máquinas eléctricas operando bajo estas condiciones. Entre las distribuciones y transformadas más utilizadas destacan: la *Short Time Fourier Transform* (STFT) [41,45], la *Discrete Wavelet Transform* (DWT) [3,42,46,47], la *Continuous Wavelet Transform* (CWT) [48–50], la *Wigner Ville Distribution* (WVD) [51–54]. Y más recientemente, están teniendo especial relevancia la *Hilbert-Huang Transform* (HHT) [55–59], el análisis de la Frecuencia Instantánea (IF) [60,61], la *polynomial* [62], la *fractional Fourier* [63], la transformada de Gabor [64], etc.

Los evolución hasta ahora expuesta se centra en técnicas de diagnóstico *off-line* de la máquina, es decir, la adquisición y análisis de la señal no se realizan de modo simultáneo. La señal se almacena para poder ser tratada, en cualquier otro momento, en otros equipos informáticos. Sin embargo, otra línea que esta teniendo especial notoriedad es el desarrollo de técnicas de diagnóstico en línea o *on-line*, es decir, las adquisición de señales y análisis se realiza de modo cuasi-simultáneo. Aprovechan la extraordinaria evolución de los equipos electrónicos para implementar métodos de diagnóstico en tiempo real [65,66] pudiéndose alojar en el mismo equipo de control de la máquina. Éstas deben sacar el máximo partido a las ventajas de los equipos (frecuencias de muestreo elevadas que pueden llegar a órdenes de giga hercios, considerables poderes de cálculo, etc.) sin olvidar las limitaciones de los mismos (escasa capacidad de memoria) para obtener un diagnóstico eficaz y fiable de la máquina. En esta dirección son numerosos los trabajos propuestos para la integración en equipos electrónicos tales como *Digital Signal Processor* (DSP) [67–69] o *Field Programmable Gate Array* (FPGA) [70,71], entre otros.

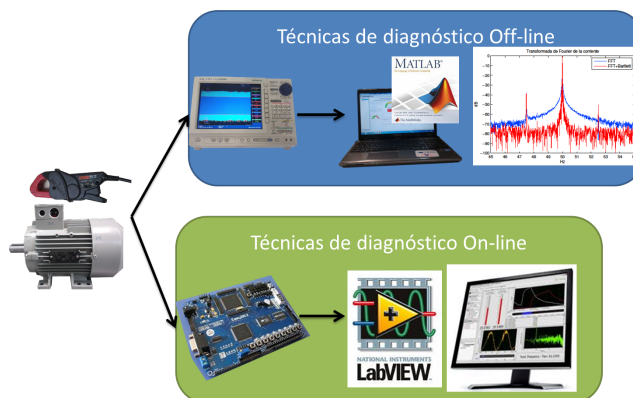


Figura 1.2: Técnicas de diagnóstico off–line vs on–line.

Si siguiendo esta tendencia, en el trabajo de investigación que aquí se desarrolla se presenta una técnica de diagnóstico especialmente diseñada para ser implementada en sistemas electrónicos de tratamiento de señal en tiempo real (DSP, FPGA, micro controladores, etc.). Ésta aprovecha la elevada velocidad de muestreo de este tipo equipos para almacenar un único punto por ciclo de la corriente de manera muy precisa. De este modo reduce en gran medida el número de puntos a analizar logrando resultados iguales e incluso superiores a los obtenidos con el análisis de la señal completa.

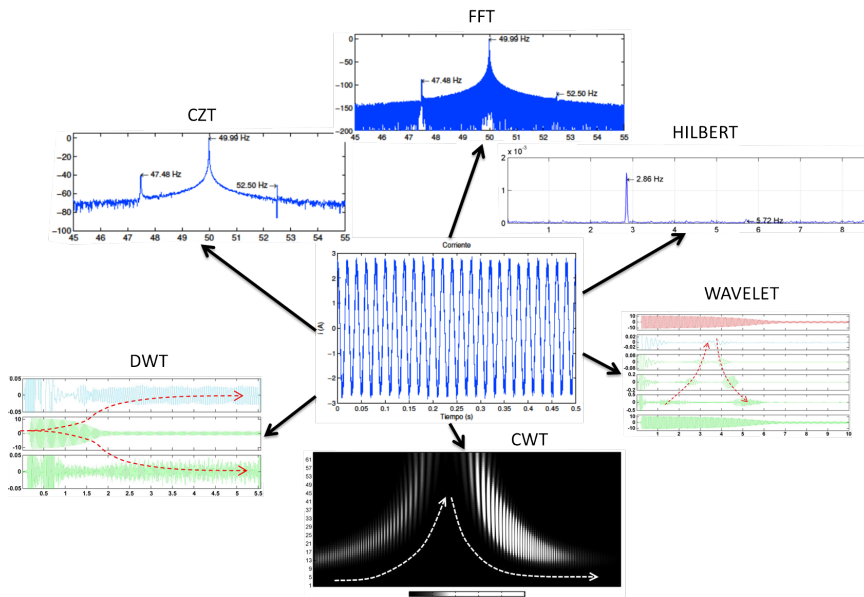


Figura 1.3: Resultados de aplicar diferentes técnicas de diagnóstico a una señal de corriente.

Retomando el tema referente a las técnicas de diagnóstico off-line. Tal como puede verse en la Figura. 1.3 cada método ofrece un tipo de resultados distintos, así como cada tipo de falta tiene un patrón característico. Esto complica seriamente el diagnóstico por parte del personal de mantenimiento que debería estar familiarizado con un elevado número de técnicas y patrones. Por ello, [72] propone que los esfuerzos deben centrarse en mejorar la interpretabilidad del espectro, concentrando la información en escasos indicadores que remarquen de manera simple la presencia o ausencia de una falta y el nivel de la misma, mas que en la aplicación de otras técnicas de tratamiento de señal o búsqueda de nuevos patrones.

Si siguiendo esta sugerencia se ha planteado una nueva técnica de diagnóstico basada en el análisis del orden de armónico (HOTA). Una de sus mayores virtudes es que rompe la barrera existente entre MCSA y TMCSA pues es válida para cualquier régimen de funcionamiento de la máquina (estacionario, transitorio e incluso en modo

generador). Con ella se obtiene un diagrama único, independientemente del tipo de falta y régimen de funcionamiento, que pone especial énfasis en su interpretabilidad y en el que se remarca la presencia o ausencia de faltas. Además, consigue condensar toda la información referente a la falta en, tan sólo, quince puntos, lo que se traduce en una reducción y optimización de los recursos de memoria necesarios para realizar un histórico de la máquina. Por otro lado, favorece, también, las tareas de diagnóstico en equipos remotos al concentrar la información y reduciendo, en gran medida, el tamaño de información a transmitir [73].

Ambas técnicas, aunque son válidas para la detección de cualquier tipo de fallo, se han demostrado teóricamente para la detección de asimetrías rotóricas y de la excentricidad mixta. Por otro lado, se han ratificado con ensayos realizados con motores de inducción de rotor jaula de ardilla bajo distintas condiciones de funcionamiento. Con este fin, se ha diseñado e implementado un banco de ensayos versátil y automatizado que permite simular todas las condiciones de funcionamiento en las que podría trabajar la máquina y que, además, asegura la reproducibilidad y repetitividad de los ensayos y agiliza el proceso de medida.

De este modo en el capítulo 2 se presentan los principales objetivos que se persiguen con la presente tesis. A lo largo del capítulo 3 se procede a realizar una revisión acerca de las posibles faltas que pueden aparecer en las máquinas eléctricas y qué magnitudes se pueden utilizar para su detección. Por otra parte, se realiza una revisión histórica de las técnicas de diagnóstico que se han venido desarrollando a lo largo de los últimos años para observar su evolución, que patrones siguen y hacia donde convergen las líneas de mayor proliferación. En el capítulo 4 se describen los componentes y el funcionamiento del banco de ensayos diseñado, así como los tests realizados y la gestión de la extensa base de datos de ensayos creada. En los capítulos 5 y 6 se presenta el desarrollo teórico que sustenta ambas técnicas de diagnóstico y se procede a su validación experimental. Finalmente, en el capítulo 7 se exponen las conclusiones y aportaciones de la tesis y en el capítulo 8 se presentan las futuras líneas de investigación que se abren con este trabajo. Adicionalmente se dispone de un capítulo de anexos donde se exponen las principales características de la aplicación SCADA realizada para el control del banco de ensayos.

Capítulo 2

Objetivos

El objetivo fundamental de la tesis consiste en desarrollar técnicas capaces de diagnosticar fallos en máquinas eléctricas rotativas operando bajo cualquier condición de funcionamiento. Se hace especial hincapié en la detección de las faltas debidas a asimetría rotórica y a excentricidad mixta aunque su uso es extrapolable a cualquier otro tipo de faltas.

Por un lado se busca desarrollar técnicas basadas en el diagnóstico off-line de la máquina, persiguiendo los siguientes objetivos.

- El diagnóstico debe ser válido para cualquier régimen de funcionamiento de la máquina.
- Realizar una representación gráfica de los resultados idéntica, independientemente de las condiciones de funcionamiento de la máquina, simplificando el proceso de identificación de la falta.
- Obtener una serie de indicadores que permitan establecer el estado de la máquina
- Optimizar y condensar la información necesaria para realizar el diagnóstico de la máquina mejorando el proceso de realizar un histórico de la misma.

Por otro lado, se busca desarrollar técnicas orientadas al diagnóstico on-line, debiendo ser implementadas en dispositivos que trabajan en tiempo real. Así pues, el principal objetivo consiste en reducir el tamaño de muestra necesario para el diagnóstico manteniendo la fiabilidad e incluso tratando de mejorarla.

Para poder cumplir con los objetivos fundamentales de la tesis, se han de conseguir lo siguientes objetivos parciales:

- Determinar la validez de las técnicas de manera teórica.

- Comprobar las ventajas de las técnicas desarrolladas frente a las técnicas existentes.
- Validar las técnicas desarrolladas experimentalmente.
- Desarrollar un banco de ensayos que permita testear distintos tipos de máquinas con distintos tipos de fallo.
- Realizar los ensayos de forma automática y de modo autónomo.
- Asegurar la repetitividad y reproducibilidad de los ensayos.
- Crear una base de datos de ensayos amplia que permita verificar las técnicas desarrolladas en la presente tesis y permita su uso en posteriores trabajos y colaboraciones con otros grupos de investigación.

Capítulo 3

Estado del arte

El objetivo de este capítulo es realizar una revisión científico-técnica de la situación actual en el campo de la diagnosis de máquinas eléctricas rotativas. En este apartado se exponen cuáles son los principales tipos de faltas que pueden sufrir, las magnitudes empleadas para evaluar la condición de la máquina, y los métodos de análisis de señal empleados para extraer dicha información, tanto en régimen de funcionamiento permanente como transitorio. En este contexto, la presente tesis propone un avance significativo con respecto al estado del arte actual. Se desarrollan en la misma nuevas técnicas de análisis de la corriente de la máquina, que, por una parte, permiten unificar el proceso de diagnóstico en cualquier régimen de funcionamiento usando un único espectro normalizado de cada tipo de fallo, y, por otra parte, se condensa la información relativa al fallo en un número muy reducido de valores, lo que facilita la implementación de los métodos propuestos en equipos autónomos de diagnóstico industrial.

3.1 Introducción

Las máquinas eléctricas rotativas son elementos clave en la industria moderna. Su uso está presente en prácticamente todas las aplicaciones y avances que ha propiciado la revolución industrial. Su utilización abarca un amplio abanico de campos de aplicación que van desde la producción de energía eléctrica en centrales, hasta aplicaciones domésticas (lavadoras, frigoríficos, aspiradores, etc.) pasando por los sectores industrial (puentes grúas, cintas transportadoras, prensas, robots, etc.), servicios (sistemas de climatización, máquinas expendedoras, maquinaria de limpieza, etc.), maquinaria agrícola (cintas transportadoras, cribadoras, peladoras, etc.), transporte (ferrocarril-

les, coches eléctrico, etc.), minería (tuneladoras, pulverizadores de minerales, etc.), construcción, etc.

Estas máquinas juegan un papel fundamental para asegurar la continuidad de los proceso industriales en los que están instaladas. Por otra parte, una avería en las mismas puede tener consecuencias catastróficas, no solo desde el punto de vista económico sino también desde el punto de vista de la seguridad. El fallo de una máquina eléctrica puede significar la interrupción de la producción en una línea de fabricación o montaje, con las consiguientes pérdidas económicas, que pueden ser muy superiores al valor intrínseco de la propia máquina. Si la máquina trabajan como generador, una avería puede suponer la falta de producción de energía eléctrica, y la interrupción del suministro eléctrico en determinadas zonas, lo que puede afectar a servicios vitales. De aquí la importancia de detectar los fallos, especialmente en modo incipiente, con el fin de poder programar las medidas oportunas, reduciendo así tanto el coste de la reparación como el riesgo de que una avería afecte al funcionamiento de todo el sistema productivo.

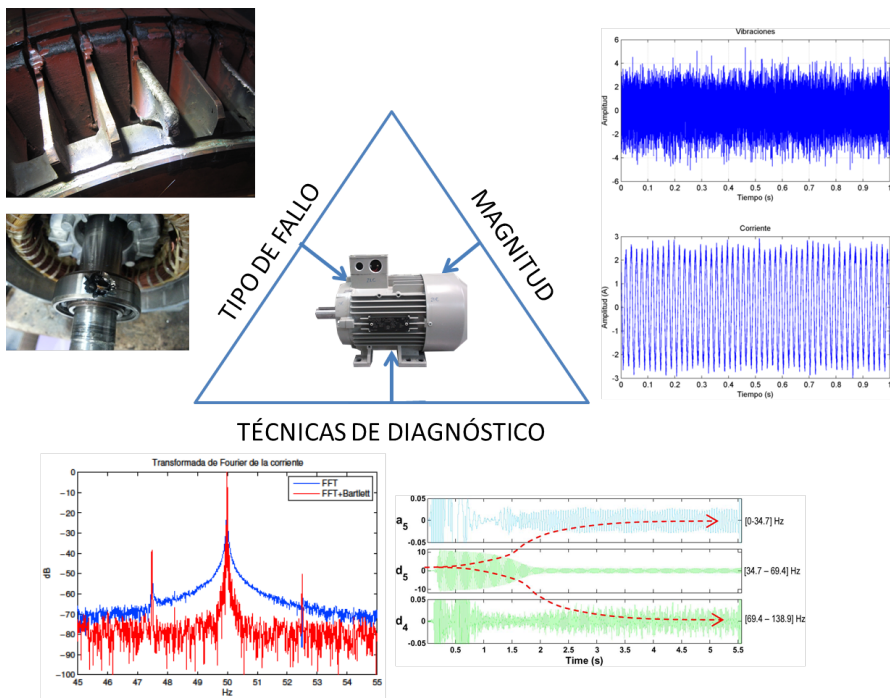


Figura 3.1: Relación entre tipo de falta, magnitud y técnica de diagnóstico.

En el mundo industrial, alrededor del 80 % de las aplicaciones que requieren de una máquina eléctrica rotativa utilizan los motores de inducción de jaula de ardilla, debido

a su elevada robustez y su escaso mantenimiento. Por ello, las técnicas desarrolladas en la tesis, aunque son válidas para cualquier tipo de máquina rotativa, se han verificado experimentalmente usando motores comerciales de jaula de ardilla.

En las siguientes secciones se procede a realizar una clasificación de los principales tipos de faltas en las máquinas eléctricas, las magnitudes seleccionadas para su detección, y los métodos de diagnóstico que se han desarrollado durante los últimos años para cuantificar la severidad de los distintos tipos de fallo. Con ello se establece el contexto del desarrollo propuesto en la presente tesis, permitiendo tanto resaltar la novedad del mismo como las nuevas líneas de investigación que se abren en el campo del diagnóstico de las máquinas eléctricas rotativas. Como se puede ver en la Figura. 3.1 el estado del arte se estructura en tres pilares fundamentales:

- Tipo de fallo.
- Magnitudes empleadas para evaluar la condición de la máquina.
- Técnicas de diagnóstico para detectar y cuantificar el tipo y el grado de la avería

Por último cabe destacar que, aunque en el capítulo se citan las magnitudes físicas a partir de las cuales se pueden detectar las faltas en máquinas eléctricas, las técnicas desarrolladas en la tesis se centran en el análisis de la corriente estatórica del motor. Es conocido que en una máquina sana, aunque se alimente por una onda de tensión senoidal pura, se crea una capa de corriente que no es senoidal pura debido a que su configuración no es ideal pues posee un número limitado de bobinas distribuidas en las ranuras del estator, lo que provoca que en la capa de corriente aparezcan unas componentes de armónicas de frecuencias ($f_{estator}$) dadas por:

$$\begin{aligned} f_{estator} &= [(6k - 1) - 6ks]f_1 & k = 1, 2, 3 \dots \\ f_{estator} &= [(6k + 1) - 6ks]f_1 & k = 1, 2, 3 \dots \end{aligned} \quad (3.1)$$

donde f_1 es la frecuencia de alimentación. A su vez, la corriente circulante por el rotor de la máquina, crea unas componentes armónicas espaciales que harán que se induzcan armónicos en la corriente estatórica de la máquina. Esto se ha estudiado en profundidad en [74] donde además se ha propuesto la ecuación que determina dichas frecuencias (f_{ranura}) dependientes del deslizamiento (s), del número de pares de polos de la máquina (p), del número de ranuras del rotor (N_r) y de la frecuencia de alimentación (f_1):

$$f_{ranura} = \left[q \frac{N_r}{p} (1 - s) \pm 1 \right] f_1 \quad q = 0, 1, 2, 3 \dots \quad (3.2)$$

Del mismo modo, cada tipo de falta, inducirá o amplificará unas componentes armónicas distintas en la corriente estatórica de la máquina. Por todo ello, al exponer y

clasificar los diferentes tipos de fallos en la máquina eléctrica, y previo a la descripción de magnitudes que se pueden utilizar para su detección, se aprovecha para indicar las frecuencias de las componentes armónicas que inducirán cada tipo de falta en la corriente estatórica de la máquina.

3.2 Descripción y clasificación de fallos en máquinas eléctricas

El diseño de las máquinas eléctricas rotativas, así como los materiales empleados en su construcción, han evolucionado a lo largo de los años con el objetivo de mejorar sus características, reducir costes y mejorar su fiabilidad. No obstante, las características iniciales de la máquina eléctrica no se mantienen a lo largo de su vida útil, sino que se va produciendo un deterioro paulatino de las mismas que puede acabar causando algún tipo de avería. La evaluación continua de la condición de la máquina permite la detección temprana de las mismas, evitando así paradas intempestivas de los procesos productivos.

Durante las últimas décadas se han realizado numerosos estudios con el objetivo de clasificar y cuantificar las faltas en máquinas eléctricas. Por ejemplo, en función del origen de la falta (mecánico, eléctrico, hidráulico, etc.), en la tabla 3.1 extraída de [6] se muestran los porcentajes de incidencia de las principales averías de las máquinas eléctricas. Otros estudios clasifican los fallos teniendo en cuenta el elemento de la máquina [75] en el que se producen (estator o rotor). En realidad no existe un método único y estandarizado para la clasificación de las faltas.

Tabla 3.1: Principales fallos en las máquinas eléctricas rotativas, en función del origen de la falta, (extraída de [6])

Fallo	Porcentaje %
Fallo en los cojinetes	41 %
Fallo en el estator	37 %
Fallo en el rotor	10 %
Otros tipos de fallos	12 %

3.2.1 Fallos eléctricos

Los fallos eléctricos se clasifican teniendo en cuenta el elemento en el que ocurre el problema, pudiéndose distinguir entre los fallos en el estator, en el rotor y los que son de origen externo a la máquina, es decir, en la fuente de alimentación. A continuación se detallan las principales causas, efectos y posibles métodos de detección.

3.2.1.1 Fallos en el estator

Los fallos eléctricos más comunes en el estator de la máquina están relacionados con el deterioro de los elementos de aislamiento. Este deterioro sucede con mayor celeridad si la máquina trabaja bajo las siguientes condiciones [76]:

- Elevadas temperaturas en las bobinas y/o en el núcleo del estator.
- Deterioro del núcleo del estator (Aflojamiento de láminas, juntas en mal estado, etc.).
- Desperfectos en las sujeciones de los anillos de cortocircuito.
- Contaminación debida a aceites, humedad y/o suciedad.
- Desequilibrios y descargas eléctricas.
- Fugas en los sistemas de refrigeración.

Los principales tipos de fallo que aparecen en el estator son los siguientes:

- Cortocircuito entre espiras adyacentes. La máquina puede seguir funcionando durante un tiempo indeterminado.
- Cortocircuito entre bobinas de una misma fase. La máquina puede seguir funcionando durante un periodo de tiempo indeterminado.
- Cortocircuito entre fases. Los elementos de protección deben actuar de manera instantánea desconectando la alimentación de la máquina.
- Cortocircuito entre una fase y el conductor de protección conectado a tierra. Los elementos de protección deben actuar desconectando la alimentación de la máquina.
- Desconexión de una fase. La máquina eléctrica puede seguir funcionando dependiendo de la carga y de la actuación de los elementos de protección.

Para modelizar este tipo de faltas, en [74] los autores han desarrollado un circuito eléctrico equivalente de la máquina rotativa que permite realizar un análisis espectral

avanzado. En este modelo se detallan las distintas componentes armónicas que aparecen en la corriente estática en el caso de máquina sana. En el caso de cortocircuitos entre espiras se presenta la ecuación que modeliza la fuerza magnetomotriz existente en el entrehierro de la máquina deduciéndose las frecuencias ($f_{scrotor}$), debidas a esta falta, que se inducirán en la corriente que circula por la jaula del rotor:

$$f_{scrotor} = [1 \mp \frac{\nu_{sc}}{p}(1 - s)]f_1 \quad (3.3)$$

Donde ν_{sc} es un entero diferente de $2pk$ con $k = 1, 2, 3, \text{etc.}$, que indica el rango de armónicos debidos al cortocircuito entre espiras en el estator, p es el número de pares de polos y f_1 es la frecuencia de alimentación. No obstante, se precisa que, a menos que la jaula de ardilla sea modificada, estas componentes no tendrán efecto en las componentes armónicas de la corriente estática.

3.2.1.2 Fallos en el rotor

El rotor de la máquina eléctrica rotativa puede tener distintas configuraciones: jaula de ardilla o rotor bobinado. Dado que las técnicas de diagnóstico presentadas en la tesis se han validado en motores de inducción de jaula de ardilla, los más empleados a nivel industrial, a continuación se tratan los principales fallos que pueden aparecer en este tipo de rotores.



Figura 3.2: Barras y anillos de cortocircuito que conforman un rotor de jaula de ardilla.

El rotor de jaula de ardilla está constituido por una serie de barras unidas por los extremos mediante dos anillos, que se denominan anillos de cortocircuito (Figura. 3.2). En torno a estas barras se constituye el núcleo magnético del rotor a base de chapas magnéticas aisladas y apiladas que ocupan el espacio existente entre ellas. Finalmente el conjunto formado por las barras y las chapas magnéticas se une al eje del rotor, al que, a su vez, se le acoplan los pertinentes rodamientos que sirven de apoyo del eje y

facilitan el giro del mismo. Adicionalmente el rotor puede llevar acoplado en su eje el sistema de refrigeración del motor(Figura. 3.3).

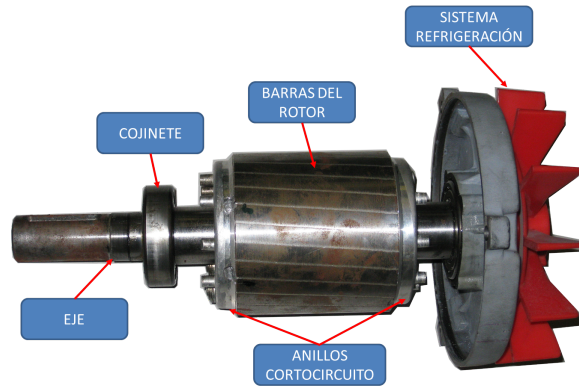


Figura 3.3: Configuración final de un rotor de jaula de ardilla.

Los fallos de origen eléctrico más comunes en un rotor de jaula de ardilla se deben a la rotura total o parcial de las barras o de los anillos de cortocircuito. Estas averías se producen, fundamentalmente, en la unión entre las barras y los anillos de cortocircuito, punto en el que se concentran las de tensiones mecánicas, y que está sometido a elevadas temperaturas y a considerables fuerzas centrífugas (en especial en los periodos de arranque y frenado eléctrico de la máquina). Las principales causas de rotura son [76] :

- Esfuerzos térmicos debidos a sobrecargas térmicas producidas por desequilibrios, zonas calientes o excesivas pérdidas.
- Esfuerzos magnéticos debidos a fuerzas electromagnéticas, desequilibrio en las mismas, ruido electromagnético y vibraciones.
- Esfuerzos residuales debidos al proceso de fabricación.
- Esfuerzos dinámicos producto del par en el eje, las fuerzas centrífugas y los esfuerzos cíclicos.
- Estrés ambiental causado, por ejemplo, por la contaminación y/o abrasión del material del rotor debido al contacto con productos químicos.
- Estrés mecánico debido al proceso de fabricación, a los esfuerzos de fatiga, a fallos en los rodamientos, etc.

El análisis de una máquina con rotura de barras se puede estudiar desde el punto de vista de la teoría desarrollada en [77]. En ella se considera que en la máquina se

superponen dos estados sanos en los que difiere la fuente de alimentación utilizada. En el primer estado, la máquina está conectada a la fuente de alimentación de la instalación. En cambio, en el segundo, la máquina no posee alimentación y se considera que en el lugar ocupado por la barra rota existe una fuente de corriente de la misma amplitud, pero de sentido contrario, que la corriente circulante por dicha barra en el primer estado. De la superposición de ambos estados resulta que la corriente que circula en la barra rota es nula. No obstante, la nueva fuente de corriente produce una modificación en el campo magnético del entrehierro provocando que se induzcan una serie de componentes armónicas en la corriente estatórica de la máquina. En [78] los autores analizan teórica y experimentalmente la influencia de este tipo de fallos en la corriente estatórica de una máquina eléctrica, estableciendo la ecuación que caracteriza las frecuencias inducidas por este tipo de fallo en la corriente del estator:

$$f_{bb} = \left[\left(\frac{\eta}{p} \mp \nu \right) (1 - s) \pm 1 \right] f_1 \quad (3.4)$$

donde $\eta = 1, 2, 3$, etc. ν es un entero que indica el rango de armónicos de barra rota a considerar, p es el número de pares de polos, s es el deslizamiento y f_1 es la frecuencia de alimentación. No obstante, si únicamente se estudian las componentes armónicas que la falta de barra rota induce alrededor de la componente fundamental, esta ecuación se puede simplificar [47, 77, 79, 80]:

$$f_{BB} = |f_1 \cdot (1 \pm 2 \cdot k \cdot s)| \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3.5)$$

Finalmente cabe destacar que la rotura de barras no causa el fallo inmediato del motor pero pueden producir graves efectos secundarios como son: sobre-temperaturas, deterioro de los materiales aislantes de la máquina y su consecuente fallo en el estator, etc.).

3.2.1.3 Fallos de origen externo

Una tendencia creciente en los accionamientos industriales con máquinas eléctricas es la alimentación de las mismas mediante equipos electrónicos. En la mayoría de aplicaciones, especialmente en máquinas de elevada potencia y en máquinas que arrastran complejos sistemas mecánicos, existen equipos electrónicos encargados de su arranque y/o parada además de la regulación de su velocidad, par e incluso posición. Estos equipos podrían sufrir averías que afectarían al funcionamiento de la máquina como, por ejemplo, interrumpir la alimentación de alguna fase, etc. Además, estos equipos modifican la onda de tensión por lo que podrían aparecer componentes armónicas en la onda de corriente estatórica de la máquina que podrían confundirse con algún tipo de falta. Todo esto debe tenerse en cuenta a la hora de realizar el diagnóstico y monitorización de la máquina.

3.2.2 Fallos mecánicos

Los fallos mecánicos que aparecen en la máquina eléctrica se localizan en el rotor de la máquina o en los elementos acoplados al eje del mismo ya que conforman la parte móvil de la máquina. Entre los fallos de tipo mecánico más comunes están los desequilibrios, desalineamientos, fallos en los cojinetes, fallos en los engranajes y excentricidad en todas sus variantes, cuyas principales características se exponen a continuación.

3.2.2.1 Desequilibrios

Un sistema mecánico giratorio está equilibrado cuando la resultante de sus fuerzas, tanto internas como externas, es constante. Debido a ello existen dos tipos de desequilibrios:

- *Desequilibrio estático.* Es el producido por una distribución de masas no homogénea en el eje del rotor. Este tipo de falta se puede detectar de manera rápida y simple en máquinas que trabajen con el eje en posición horizontal. Cuando se desconecta la máquina de la alimentación y el eje del rotor detiene su movimiento, éste queda siempre detenido en la misma posición angular debido a que es la posición de mínima energía coincidente con la parte de mayor peso situada en la posición más cercana al suelo.
- *Desequilibrio dinámico.* Está producido por una distribución de pesos longitudinal no homogénea a lo largo del eje del rotor.

3.2.2.2 Fallos de desalineación.

Acoplar la máquina eléctrica a su carga mecánica es una tarea extremadamente compleja. Si el acoplamiento no es perfecto aparece una fuerza lineal (Figura. 3.4 extraída de [1]) que se puede modelizar según la ecuación:

$$F = \frac{E \cdot I}{a} \tan \beta \quad (3.6)$$

donde E e I son parámetros constructivos de la máquina y a se calcula en función de a_1 y a_2 . Esta fuerza resultante provoca la aparición de vibraciones de amplitud proporcional a la misma, relacionadas con la velocidad de giro de la máquina.

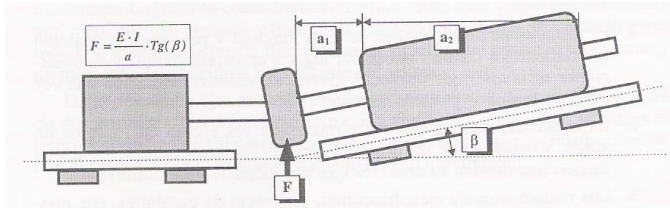


Figura 3.4: Fuerza resultante cuando el motor y la carga no están perfectamente acoplados. Extraída de [1].

3.2.2.3 Fallos de excentricidad

La excentricidad en las máquinas eléctricas rotativas aparece cuando el espesor del entrehierro, medido de forma radial, no es uniforme en función de la coordenada angular [14, 76, 81, 82]. El origen de la misma puede estar provocado por diferentes motivos: posicionamiento incorrecto del rotor en la cavidad estática, deficiencias en el proceso de fabricación, etc. El nivel de excentricidad, en casos extremos, puede ser suficiente como para provocar el contacto entre el rotor y el estator [83].

La excentricidad puede ser clasificada en dos grandes grupos, la estática y la dinámica. A su vez, existen dos subtipos resultado de la combinación de las dos anteriores, la excentricidad mixta y la axial. Seguidamente se detallan las principales características de las mismas.

1. Excentricidad estática.

La excentricidad estática esta producida por un un estator ovoide (Figura. 3.5 a) o bien por el desplazamiento del eje de rotación del rotor (Figura. 3.5 b) rotor debido al desalineamiento en las pistas de los rodamientos. No obstante, cabe destacar el hecho de que ésta suele aparecer por combinación de ambos factores. Como consecuencia, existe una posición angular fija donde se sitúa el valor mínimo de entrehierro [83, 84].

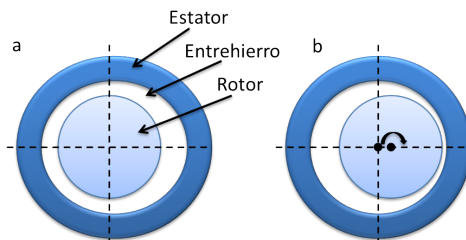


Figura 3.5: Excentricidad estática producida por (a) Deformación en la cavidad estática (b) incorrecto posicionamiento del rotor.

De modo ilustrativo, en la Figura. 3.6 se representa la trayectoria que realiza el rotor de la máquina eléctrica rotativa durante una revolución. Se observa como el espesor mínimo del entrehierro se mantienen siempre en la misma posición. En ambas figuras se ha ampliado el espesor del entrehierro para facilitar la comprensión pues se debe tener en cuenta que en las máquinas reales suele ser inferior a 1 mm aunque depende de la potencia de la máquina.

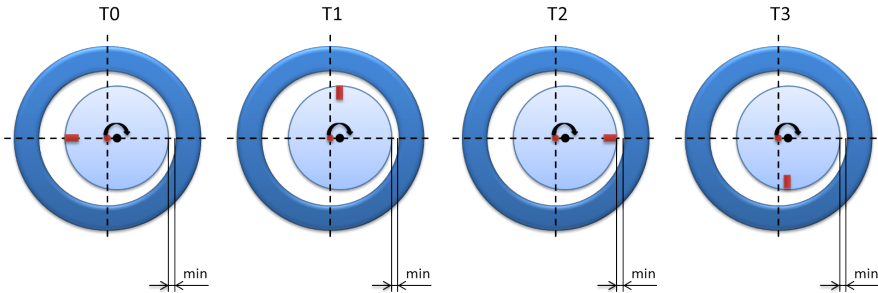


Figura 3.6: Trayectoria descrita por el rotor en el caso de excentricidad estática.

Cabe destacar que en toda máquina eléctrica existe un nivel inherente de excentricidad estática debida al proceso constructivo de la misma [9]. De este modo, la excentricidad estática provoca que la distribución del campo magnético en el entrehierro no sea simétrica. Esto tiene dos efectos diferenciados:

- Aparece una fuerza electromagnética radial.
- se inducen unas componentes armónicas en la corriente que circula por los devanados del estator. Las frecuencias de estas componentes pueden caracterizarse según la siguiente ecuación [85]:

$$f_{estatica} = \left[(k \cdot N) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \pm \nu \right) \right] \cdot f \quad k = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (3.7)$$

Donde:

N es el número de ranuras de la máquina en el estator.

s es el deslizamiento.

p es el número de pares de polos.

f es la frecuencia de alimentación de la máquina.

ν es el número de armónicos de alimentación que se quieren tener en cuenta en las frecuencias resultantes producidas por el fallo de excentricidad ($\nu = \pm 1, \pm 2, \pm 3$).

2. Excentricidad dinámica

La excentricidad dinámica se debe a deficiencias en el rotor de la máquina, distinguiéndose dos orígenes. EL primero esta relacionado con la forma del rotor, es decir, cuando tiene algún tipo de deformación o no es perfectamente cilíndrico (Figura. 3.7 a). La segunda causa reside en que el eje de rotación del rotor no coincide con su eje geométrico (Figura. 3.7 b) [86]. En este caso, la posición de mínimo entrehierro cambia de posición con el movimiento del rotor.

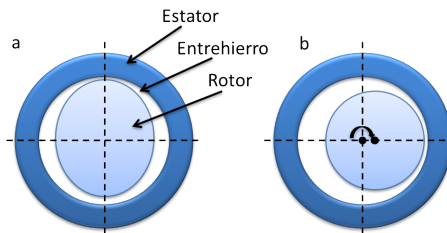


Figura 3.7: Excentricidad dinámica producida por (a) Deformación del rotor (b) Eje de giro no coincidente con el centro del rotor.

Análogamente a la excentricidad estática (Figura. 3.6) en la Figura. 3.8 se puede observar la evolución del espesor del entrehierro en función del giro del rotor. Como se puede ver, la posición de mínimo espesor de entrehierro va girando solidariamente con el giro del rotor.

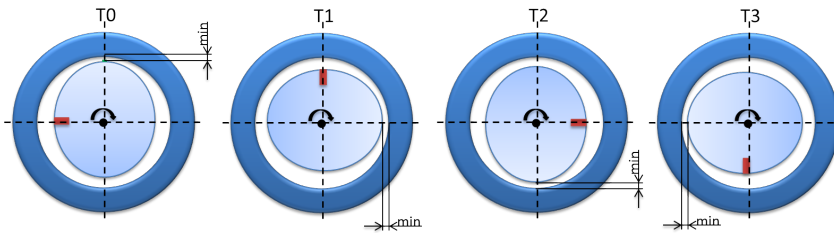


Figura 3.8: Trayectoria descrita por el rotor en el caso de excentricidad dinámica.

Este tipo de excentricidad provoca una distorsión en el campo magnético del entrehierro que, a su vez, produce la aparición de unas componentes armónicas en las corrientes del estator a frecuencias dadas por [76]:

$$f_{dinamica} = \left[\left((k \cdot N \pm n_d) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \pm \nu \right) \right) \cdot f \right] \quad \begin{matrix} k = 0, 1, 2, 3, \dots \\ n_d = 1, 2, 3, \dots \end{matrix} \quad (3.8)$$

Donde el parámetro n_d representa las familias de frecuencias características que pueden aparecer a lo largo del espectro y el resto de parámetros son los mismos que en la ecuación de la excentricidad estática.

3. Excentricidad mixta

Cabe destacar que son mínimos los casos en los que la excentricidad estática y dinámica aparecen de manera aislada. Habitualmente se dan de manera simultánea y a este fenómeno se le conoce con el nombre de excentricidad mixta. En este caso la modificación del campo magnético en el entrehierro provoca que se induzcan unas componentes armónicas en la corriente estática de la máquina cuyas frecuencias son [86–88]:

$$f_{mixta} = |f \pm k \cdot f_r| \rightarrow k = 1, 2, 3 \dots \quad (3.9)$$

Donde f_r es la frecuencia mecánica a la que gira el rotor.

La excentricidad total (estática más dinámica) especificada por los fabricantes se expresa como un porcentaje del espesor de entrehierro nominal. Se considera un nivel tolerable de hasta el 10 % [89] aunque los fabricantes tratan de mantenerlo en niveles inferiores. Cotas superiores podrían tener efectos catastróficos en el caso de que el rotor llegase a contactar con el estator durante el giro.

4. Excentricidad axial

La excentricidad axial consiste en 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 (Figura. 3.9) dando lugar a una excentricidad diferente en cada sección. Así pues, en este tipo de excentricidad aparecen todas las componentes armónicas asociadas a los diferentes tipos de excentricidad. Aunque el estudio de este tipo de excentricidad no está muy extendido, existen diferentes autores que han desarrollado técnicas para su diagnóstico [90, 91].

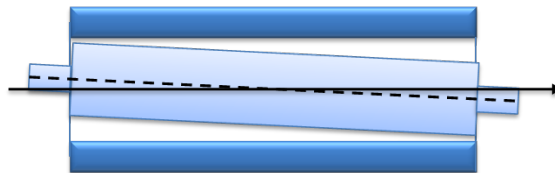


Figura 3.9: Representación de la excentricidad axial.

3.2.2.4 Faltas en los engranajes

El uso de engranajes en la transmisión de potencia en las máquinas eléctricas rotativas se debe a la necesidad de acondicionar la velocidad y par en cada aplicación. Los trenes de engranaje utilizados pueden tener diferentes configuraciones, desde estructuras sencillas como dos piñones a varios engranajes formando una estructura mucho más compleja. Estos elementos mecánicos, aun siendo externos a la máquina, tienen gran influencia en el comportamiento eléctrico de la misma pues modifican la velocidad instantánea de rotación de la máquina y producen cambios en la excentricidad rotórica provocando que se induzcan componentes armónicas características en la corriente estatórica de la misma

Aunque habitualmente los fallos en estos elementos se han detectado través del análisis de las vibraciones, cada vez son más los trabajos orientados a su detección a través del análisis de la corriente estatórica de la máquina [92,93]. En [92], por ejemplo, se ha simulado el comportamiento dinámico de motores de inducción acoplados a sistemas de engranajes demostrándose que las frecuencias asociadas a defectos en estos elementos pueden ser detectadas en el espectro de la corriente estatórica, abriendo una alternativa a los métodos clásicos basados en el análisis de las vibraciones mecánicas. Finalmente, se determina que en sistemas con fallos, aparecen componentes armónicas (f_{gr}) relacionadas con la frecuencia de rotación del piñón (f_{rp}) moduladas por la frecuencia de alimentación f_1 :

$$f_{gr} = |f_1 \pm k f_{rp}| \quad k = 1, 2, 3 \dots \quad (3.10)$$

3.2.2.5 Fallos en los cojinetes.

Los cojinetes y rodamientos se encargan de sustentar la parte móvil de la máquina eléctrica. Por tanto son elementos clave sometidos a una continua fricción y movimiento. Además, cualquier vibración producida por un defecto en la máquina o por un agente externo, por diminuto que sea, se transmite a éstos siendo los elementos con mayor tasa de fallos en las máquinas eléctricas rotativas.

De este modo, a lo largo de la amplia literatura científica se han desarrollado un gran número de técnicas que permiten detectar, no sólo la presencia de fallo, sino que además permiten diferenciar en que parte de los mismos ha aparecido el defecto (pista exterior, interior o bolas). Por un lado, existe una línea de investigación centrada en el análisis de las vibraciones introducidas por defectos en éstos elementos. De hecho, en los trabajos [94,95] se proponen las frecuencias de vibración características en caso de fallo en algún elemento del cojinete. Por otro lado, existe otra línea de investigación centrada en el análisis de la corriente estatórica de la máquina [96]. En [97] se definen

las frecuencias características de los armónicos que se inducen si existe algún fallo en alguna de las pistas del cojinete.

$$f_{pista_{exterior}} = \left(\frac{N_b}{2}\right) \cdot f_r \cdot \left[1 - \frac{D_d \cos \beta}{D_c}\right], \quad (3.11)$$

$$f_{pista_{interior}} = \left(\frac{N_b}{2}\right) \cdot f_r \cdot \left[1 + \frac{D_d \cos \beta}{D_c}\right], \quad (3.12)$$

$$f_{bolas} = \frac{D_c f_r}{2D_b} \cdot \left[1 - \left(\frac{D_b \cos \beta}{D_c}\right)^2\right] \quad (3.13)$$

Donde N_b es el número de bolas, D_b es el diámetro de las mismas, D_c es el diámetro medio del cojinete y β es el ángulo de contacto (Figura. 3.10).

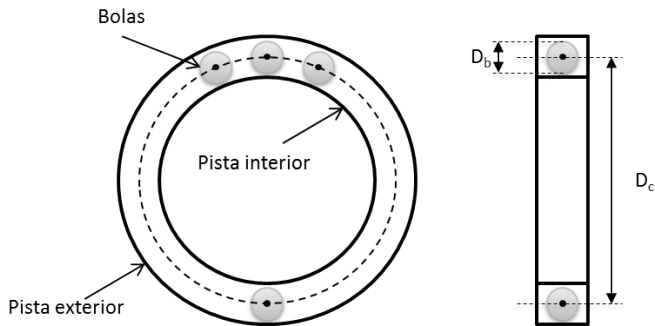


Figura 3.10: Elementos del rodamiento.

Las ecuaciones 3.11 y 3.12 se pueden utilizar para calcular las componentes armónicas en caso de fallo en alguna de las pistas de los cojinetes. Sin embargo, estas ecuaciones se pueden simplificar para rodamientos entre seis y doce bolas [86]:

$$\begin{cases} f_{pista_{exterior}} = f_1 + 0,4N_b k f_r & k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \\ f_{pista_{interior}} = f_1 + 0,6N_b k f_r & k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \end{cases} \quad (3.14)$$

3.2.3 Conclusiones de la sección tipos de de fallo

En los apartados anteriores se han determinado los principales fallos en máquinas eléctricas rotativas, su origen y localización. A su vez se han expuesto cuáles son las frecuencias características de las componentes armónicas asociadas a cada tipo de falta.

Cabe destacar, que algunas de estas componentes están presentes en una máquina sana, y son debidas al propio proceso constructivo y a las tolerancias utilizadas. No obstante, los niveles son tan bajos que sus efectos son mínimos. Con todo, se puede afirmar que la presencia de estos tipos de faltas introducirá o ampliará las componentes armónicas en el espectro de la corriente estatórica expuestas en apartados anteriores. A continuación, en la Figura. 3.11 se muestra un esquema resumen con la clasificación de los principales fallos en las máquinas de inducción y las frecuencias características de las componentes armónicas inducidas que se utilizan con mayor asiduidad en el análisis de fallos.

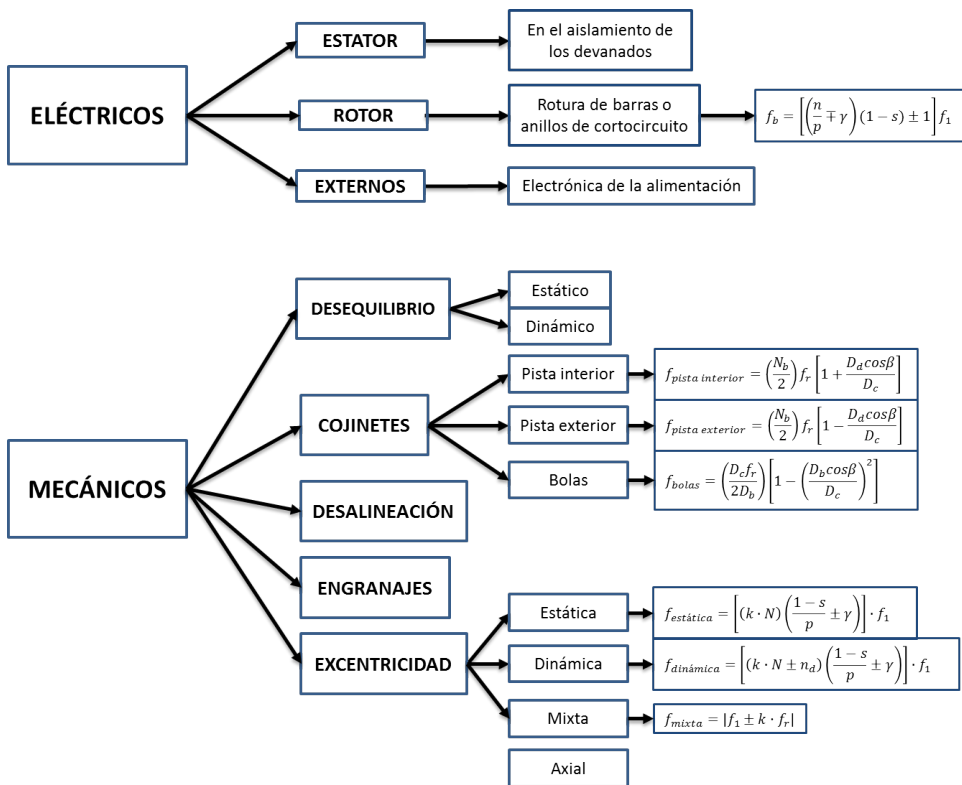


Figura 3.11: Clasificación de los distintos tipos de fallos en la máquina eléctrica rotativa.

3.3 Magnitudes físicas para la monitorización del estado de las máquinas eléctricas rotativas

En el apartado anterior se ha realizado una clasificación de los principales fallos en las máquinas eléctricas rotativas haciendo especial hincapié en los fallos de excentricidad mixta, rotura de barras y cojinete por ser los tipos de fallos que aparecen con mayor asiduidad en los motores de inducción de rotor jaula de ardilla que son los utilizados para validar las técnicas desarrolladas en la presente tesis.

Este apartado se dedica a revisar las principales magnitudes físicas que podrían utilizarse para detectar este tipo de faltas. De manera análoga al apartado anterior, se pondrá especial énfasis en la corriente estatórica por ser la magnitud seleccionada para el desarrollo de la tesis.

A continuación se realiza una descripción breve de las principales magnitudes eléctricas utilizadas.

3.3.1 Vibraciones

Las vibraciones se definen como el movimiento oscilatorio de las partículas de un cuerpo sólido. Éstas se pueden clasificar en dos grandes grupos:

- Vibraciones deterministas: se pueden modelizar mediante ecuaciones matemáticas que definen su evolución periódica a lo largo del tiempo. Su origen se debe a imperfecciones inherentes a la máquina o bien a su propio funcionamiento.
- Vibraciones aleatorias: no siguen ningún tipo de patrón y como su propio nombre indica, son aleatorias, por lo que no se puede estudiar su comportamiento más allá del ámbito estadístico.

Las vibraciones que aparecen por algún tipo de falta son de tipo cíclico o deterministas. Para su medida se utilizan los transductores de tipo acelerómetro, colocados en diferentes puntos de la máquina para determinar el nivel y la evolución de las vibraciones en diferentes direcciones. El análisis de las vibraciones ha sido un método muy empleado en el diagnóstico de máquinas eléctricas tal como demuestra la amplia literatura científica publicada en este ámbito [15, 98–102].

3.3.2 Impedancias

Tal como demuestra la teoría de las componentes simétricas [103], cualquier sistema trifásico desequilibrado puede descomponerse como suma de dos sistemas trifásicos equilibrados de distinta secuencia (secuencia directa y secuencia inversa) y la suma de un conjunto de fasores de igual fase conocida como secuencia homopolar. Teniendo en cuenta esta teoría se puede calcular la impedancia en cada una de las secuencias [104] como relación entre la corriente y la tensión. Éste método se ha mostrado eficaz para calcular la impedancia en sistemas con escasos desequilibrios. Cuando las asimetrías son considerables existen acoplamientos entre las componentes directas e inversa y se deben introducir nuevos términos complicando el proceso de cálculo, lo que dificulta su uso en el campo del diagnóstico en máquinas eléctricas.

3.3.3 Flujo axial

El flujo axial de dispersión esta presente en todas las máquinas eléctricas debido a las pequeñas asimetrías inherentes en su circuito eléctrico y/o magnético. A estas asimetrías, se debe añadir las diferencias que aparecen como consecuencia de las alteraciones en la disposición física de los conductores, tanto en las zonas de ranura como en las cabezas de las bobinas [103] dando lugar a una componente de flujo axial neta que la mayoría de autores sitúan en el eje [105].

Así pues, se puede deducir que cualquier tipo de fallo en una máquina eléctrica rotativa contribuirá a aumentar el grado de asimetría inicial detectándose mediante un cambio del flujo axial que permiten la identificación del fallo [106, 107].

Aunque el flujo axial es una magnitud adecuada para ser utilizada en el diagnóstico de motores de inducción [108] su uso está limitado por la extremada dificultad a la hora de proceder a su medida. Usualmente, para contabilizarlo se utilizan espiras exploradoras que, o bien se instalan en el interior del motor de manera concéntrica al eje o bien se sitúan en una ranura del estátor, siendo, ambas medidas invasivas y que se han de realizar de modo artesanal. Por tanto no son apropiadas para realizar mantenimiento predictivo, pues una de sus premisas consiste en realizar las medidas sin alterar el normal funcionamiento de la máquina eléctrica ni su estructura. Ciertos trabajos concluyen [109] que la medida del flujo axial resultaría más provechosa si se pudiese realizar desde el exterior de la máquina. Con este fin existen numerosos trabajos con el objetivo de determinar las características óptimas del sensor. De éstos se concluye que debe estar compuesto por una espira con un número elevado de vueltas, suficiente diámetro y situada concéntricamente con el eje [1].

3.3.4 Par

El par neto que ofrece la máquina eléctrica no es constante sino que tiene un pequeño carácter pulsante. Esto se debe a las diferentes componentes armónicas presentes en la onda de corriente estática. Estas pequeñas pulsaciones tienen su repercusión en la velocidad y potencia mecánica donde aparecen unas ligeras oscilaciones.

En [1] se han determinado las frecuencias de oscilación características del par electromagnético de una máquina sana tras realizar un complejo análisis matemático. No obstante, la amplitud de estas componentes puede verse atenuada e incluso anulada en función de la máquina y su factor de devanado. Por otro lado, las componentes causadas por las variaciones en el par mecánico aparecen más atenuadas debido al filtrado que se produce como consecuencia de la propia inercia del sistema.

A continuación se exponen los métodos más comunes para contabilizar el par mecánico y el par electromagnético en la máquina eléctrica y cómo pueden ser utilizados para realizar el diagnóstico de la máquina.

3.3.4.1 Par mecánico

Tras haberse estudiado las frecuencias de oscilación del par mecánico en una máquina sana, el diagnóstico de la misma se plantea a través de la comparativa del par mecánico medido en la máquina con el patrón de la máquina en estado sano observando las posibles desviaciones. Sin embargo, a nivel industrial es muy complicado llevar a cabo la medición del par mecánico ya que los equipos de medición, sensores, etc. son muy complejos y de elevado coste. Además, los sensores (galgas extensiométricas normalmente) deben estar situados en el eje de la máquina eléctrica lo que resulta muy complicado al tratarse de una parte móvil y que está inaccesible en un gran número de aplicaciones.

3.3.4.2 Par electromagnético

Dada la complejidad de tomar medidas del par mecánico, habitualmente se suele utilizar el par interno o electromagnético obtenido a partir de la medida de tensiones y corrientes de la máquina mucho más sencilla al emplear sensores presentes en el ámbito industrial. A continuación se presenta la ecuación que permite calcular el par interno de la máquina eléctrica [110]:

$$T = \frac{P}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot (i_A - i_B) \int_0^T (V_{CA} - R(i_C - i_A)) \cdot dt - \frac{P}{2 \cdot \sqrt{3}} (i_C - i_A) \int_0^T (V_{BA} - R(i_A - i_B)) \cdot dt \quad (3.15)$$

Donde i_A, i_B, i_C son las corrientes de fase y V_{BA}, V_{CA} son las tensiones entre fases.

Ecuación que se puede simplificar utilizando la teoría de los fasores espaciales ($d-q$). Para ello, aplicando la transformada de Park, el par interno o electromagnético se puede calcular según [110]:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (3.16)$$

Donde p es el número de pares de polos de la máquina, i_d, i_q son las proyecciones del vector de corrientes sobre los ejes d y q respectivamente y Ψ_d y Ψ_q son los enlaces de flujo totales según los ejes d y q .

3.3.5 Potencia instantánea

La potencia instantánea se puede extraer de las medida de tensiones y corrientes de la máquina eléctrica. La potencia eléctrica instantánea queda definida como [111]:

$$p(t) = \sqrt{3} \cdot V_{L-L}(t) \cdot i_L(t) \quad (3.17)$$

Donde $V_{L-L}(t)$ es la tensión entre dos fases y $i_L(t)$ es la corriente que circula por una fase de la máquina. Por otro lado, en [112] se indica que la potencia instantánea total se puede expresar como suma de dos potencias parciales.

$$p(t) = p_{AB}(t) + p_{CB}(t) \quad (3.18)$$

Donde:

$$p_{AB}(t) = V_{L-L} \cdot I_L \cdot \left[\cos(\varphi + \frac{\pi}{6}) + \cos(2\omega t - \varphi - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (3.19)$$

$$p_{CB}(t) = V_{L-L} \cdot I_L \cdot \left[\cos(\varphi - \frac{\pi}{6}) + \cos(2\omega t - \varphi - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (3.20)$$

Donde V_{L-L} y I_L son valores eficaces.

De este modo, en el espectro de la corriente aparecerán componentes armónicas resultado de la combinación de las componentes armónicas presentes en la onda de tensión y en la onda de corriente consiguiéndose reducir el efecto de la fuga espectral debido a la componente fundamental [83,113].

En el ámbito técnico se han desarrollado diferentes métodos de medición de la potencia como, por ejemplo, el sumatorio del producto de la tensión y la corriente, para lo que se miden las tres tensiones y las tres corrientes de fase [83], o el producto de la tensión entre dos fases por la corriente de fase [113,114], entre otros.

3.3.6 Tensiones residuales a la desconexión

Este método se basa en medir las tensiones residuales a la desconexión de la fuente de alimentación. Con ello se pretende evitar que aparezcan las componentes armónicas que puede introducir la fuente de alimentación del sistema, especialmente en el caso de utilizar convertidores de frecuencia.

Al desconectar la alimentación, la corriente en los devanados del estator es nula. Por otro lado, en éstos se inducen tensiones debidas al campo magnético que crean las corrientes que aún circulan por el rotor. La fuerza magnetomotriz generada, en caso de la máquina sana, esta compuesta por la componente fundamental y por otras componentes armónicas espaciales que dependen de las características constructivas de la máquina. No obstante, éstas nada tienen que ver con las componentes que aparecerían si existiese algún tipo de falta [74]. Por tanto, se comprueba que cuando la máquina posee algún tipo de fallo como, por ejemplo, una asimetría rotórica [115], además de las componentes existentes en la máquina sana, aparecen las componentes debidas al fallo en la onda de tensión generada.

3.3.7 La corriente estatórica

De la amplia literatura científica existente en el campo de la diagnosis de máquinas eléctricas rotativas se concluye que la corriente estatórica es la magnitud más utilizada. Esto se debe a:

- Su medida se puede realizar mediante métodos no invasivos y de manera simple.
- Contiene mucha información acerca del estado de la máquina. Cualquier tipo de fallo hace que se induzcan o amplifiquen una serie de componentes armónicas en la corriente que podrán ser observadas mediante un análisis espectral de la misma.

Los equipos de medida habitualmente utilizados, tales como osciloscopios, sólo permiten la medida de tensiones por lo que es necesaria la utilización de equipos auxiliares que adapten la corriente a valores proporcionales de tensión. Entre este tipo de equipos destacan:

- Resistencias calibradas tipo "*Shunt*":

Consiste en medir la tensión en bornes de una resistencia calibrada de bajo valor de impedancia y de elevada precisión a través de la cuál circula la misma

corriente que por una fase del estator. Seguidamente aplicando la ley de Ohm ($v(t) = R \cdot i(t)$) se puede obtener el valor de la corriente.

■ Transformadores de intensidad:

En el secundario de un transformador de intensidad se puede medir la corriente circulante por el primario multiplicado por un factor de escala. Al utilizar este tipo de equipos hay que tener en cuenta una serie de restricciones como pueden ser:

- Posible modificación del espectro ya que se introducen atenuaciones y desfases que aumentan al aumentar la frecuencia.
- El secundario del transformador debe trabajar en condiciones cercanas al cortocircuito para evitar la saturación magnética.

Un caso especial de transformadores de intensidad son las sondas de corriente. Las sondas de corriente son transformadores de intensidad cuyo núcleo magnético puede ser abierto. Se han desarrollado para ser utilizadas directamente en osciloscopios, son de elevada precisión y muy prácticas para la medida de corriente. No es necesario modificar el circuito ni realizar ningún tipo de conexión adicional. Solo hay que hacer pasar el conductor por el interior de su núcleo, lo que es muy simple gracias a la parte móvil que permite la apertura del mismo.

■ Sondas de efecto Hall:

Son sondas cuyo funcionamiento está basado en el efecto Hall en los materiales conductores y semiconductores. Al circular una corriente por un conductor sometido a un campo magnético perpendicular a él, se obtiene en bornes del mismo una tensión, que es conocida como tensión Hall. Ésta es proporcional a la corriente, al campo magnético y al material empleado. Las principales ventajas de este tipo de sondas son:

- Posibilidad de medir tanto corriente continua como alterna.
- Inmunidad frente al ruido.
- Aislamiento galvánico.

3.3.8 Conclusiones de la sección de magnitudes

En esta sección se ha hecho un repaso por las principales magnitudes que se pueden utilizar para el diagnóstico de las máquinas eléctricas. Éstas se pueden clasificar en tres grandes grupos:

- Mecánicas:
 - Vibraciones.
 - Par mecánico.

- Eléctricas:
 - Impedancia.
 - Par electromagnético.
 - Potencia instantánea.
 - Tensiones a la desconexión.
 - Corriente.

- Magnéticas:
 - Flujos axiales

De entre todas estas opciones en la que más se han centrado las últimas investigaciones es en el análisis de la corriente estatórica debido a sus características que se han expuesto con anterioridad. Por todo ello, en la presente tesis se han desarrollado técnicas de diagnóstico basadas en el análisis de esta señal.

3.4 Técnicas de análisis de señal

En secciones anteriores se han presentado los diferentes tipos de fallos que pueden concurrir en una máquina eléctrica y se han seleccionado los casos estudiados en la presente tesis (sección 3.2). Por otro lado se han revisado las diferentes magnitudes físicas que se pueden utilizar para el diagnóstico y se ha seleccionado la que se emplea en los métodos propuestos (sección 3.3). A continuación se hace una revisión de la evolución de las técnicas de procesamiento utilizadas en el diagnóstico de máquinas eléctricas a lo largo de los últimos años. Además se revisan los avances más recientes para observar hacia donde convergen las líneas de investigación más recientes y situar la presente tesis al frente de estas tendencias.

El análisis de la corriente a través de su espectro (MCSA) se ha convertido en el método de referencia en el diagnóstico de máquinas debido a sus bajos requerimientos de hardware, software y sus características:

- Es un método no invasivo.
- En numerosas aplicaciones la información contenida en una única señal de corriente de fase es suficiente para realizar el diagnóstico de la máquina.
- Se basan en analizar el espectro de la corriente obtenido a partir de la transformada de Fourier para conocer el estado de la máquina.

No obstante, ésta, únicamente puede ser aplicada en el régimen estacionario por lo que en el transitorio se deben aplicar otro tipo de técnicas. Por ello, en las siguientes secciones se realiza una distinción entre la evolución de las técnicas en régimen estacionario y entre las de régimen transitorio.

3.4.1 Técnicas de diagnóstico en régimen estacionario

El régimen estacionario de una señal periódica se alcanza cuando dicha señal se ha estabilizado en el tiempo manteniendo sus características de amplitud y periodo constantes. En las máquinas eléctricas rotativas, este régimen se alcanza tras el transitorio de arranque y siempre que se mantenga la referencia de frecuencia y el nivel de carga constante.

En régimen estacionario, tradicionalmente se ha utilizado la transformada de Fourier como método de referencia para el análisis de la señal y el diagnóstico de la máquina. A continuación se describe esta técnica presentando sus principales ventajas e inconvenientes para, seguidamente explicar algunos de los avances que se han realizado para tratar de limitar el efecto de estos inconvenientes.

3.4.1.1 Transformada de Fourier

La transformada de Fourier (FT) debe su nombre al matemático francés Jean-Baptiste-Joseph Fourier (1768–1830) quién demostró que cualquier onda periódica se puede generar mediante la suma de infinitas ondas sinusoidales de diferentes frecuencias (ecuación 3.21).

$$X_p(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)) \quad (3.21)$$

De este modo, mediante la FT (ecuación 3.22) se consigue pasar de una onda en el dominio del tiempo al dominio de la frecuencia.

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (3.22)$$

Se utilizó por primera vez en el diagnóstico de motores en la década de los 80s [79] aprovechando la disponibilidad de osciloscopios digitales y ordenadores, lo que permitía la adquisición y el procesado de las señales. Desde entonces, son numerosas las aplicaciones en las que se ha utilizado para la detección de fallos en máquinas eléctricas [14, 79, 116–118] debido a las siguientes características:

- Es un algoritmo de cálculo muy rápido.
- Las frecuencias de las componentes armónicas que se inducen en la corriente estatórica debido a faltas se han establecido de manera teórica a lo largo de la literatura científica, pudiéndose diferenciar en el espectro de las componentes inherentes a la máquina.

No obstante, aunque es un método que resulta muy útil para una gran variedad de aplicaciones tiene una serie de limitaciones que se deben de tener en cuenta [119]:

- **Régimen estacionario**

El primer inconveniente y quizá el más importante es que tan sólo se puede aplicar a máquinas eléctricas rotativas que estén trabajando en régimen estacionario imposibilitando su uso en un gran número de aplicaciones.

- **Fuga espectral**

Este fenómeno aparece cuando las componentes armónicas cercanas a la componente fundamental quedan ocultas por la influencia de esta debido a que la amplitud del armónico fundamental es varios órdenes de magnitud mayor que los componentes armónicas de fallo. Este efecto es especialmente importante

en el caso de máquinas con barra rota trabajando con deslizamientos muy bajos o en motores descargados [69] siendo ampliamente descrito en la literatura científica [46, 112, 114, 120, 121].

A lo largo de los años se han presentado numerosos avances con el fin de dar solución a este problema, o al menos, con el objetivo de reducirlo. Para tratar de reducirlo se ha propuesto el uso de ventanas como puede ser la de Hanning [32], Hamming [34], Bartlett [35], triangular, etc. Por otro lado, la componente fundamental puede ser eliminada mediante el uso de filtros paso banda [65, 122]. Otros autores proponen transformar la señal de la corriente a otro dominio en el cuál la frecuencia fundamental f_1 pueda ser convertida en un componente DC que puede ser eliminada utilizando, por ejemplo, la transformada de Hilbert [67, 116, 123, 124], la proyección oblicua [125], Reference Frame Theory Approach (RFTA) [126] o las coordenadas del par magnético [127]. Por otra parte, en otras publicaciones se propone el uso de técnicas avanzadas de tratamiento de señal como la Transformada Recursiva de Fourier (RFT) [66], la transformada cepstrum [128], la sustracción espectral [129], o alternativamente, usar métodos en el dominio del tiempo como *dynamic time warping* (DTW) [130], o métodos paso por cero (ZCT) [131, 132].

■ Resolución del espectro.

La resolución en frecuencia (Δf) tiene que ver con la separación entre dos valores consecutivos del espectrograma. El límite teórico de la resolución del espectro es la frecuencia de muestreo (f_s) dividido por el número total de muestras adquiridas (N). Teniendo en cuenta esto, se puede decir que éste límite es inversamente proporcional al tiempo total de medición T_m tal como se demuestra en la siguiente ecuación:

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{f_s}{T_m \cdot f_s} = \frac{1}{T_m} \quad (3.23)$$

Este índice determina con que precisión se pueden distinguir dos frecuencias consecutivas en la señal. La resolución debe ser lo suficiente elevada como para poder identificar las componentes armónicas de falta [126] e incluso las existentes en máquinas sanas debidas al campo magnético interno [133] o oscilaciones en la carga [134]. En [135] se establece que, para detectar asimetrías rotóricas en máquinas trabajando bajo condiciones de carga muy bajas, la resolución mínima ha de ser de $10mHz$ demostrando su validez en un motor de 1600 kW. No obstante, este nivel de resolución puede no ser suficiente en máquinas de mayor potencia pues trabajan a niveles de deslizamiento extremadamente bajos. Así pues, la resolución de $10mHz$ se alcanza, o bien utilizando tiempos de muestreo elevados (100 segundos en [73, 119, 136]), o bien concentrando los esfuerzos en detectar las bandas esperadas de frecuencia de fallo [68]. Siguiendo esta tendencia otras

líneas de investigación se centran en mejorar el espectro al mismo tiempo que reducen el tiempo de muestreo empleando para ello técnicas avanzadas de tratamiento de señal como son: la transformada chirp-Z (CZT) [27, 137–139], la Zoom–FFT [27, 73], Music [140] o Esprit [29, 124, 141], entre otras.

Para adquirir una señal, en primer lugar se debe proceder a su adaptación en cuanto a amplitud se refiere de modo que pueda ser adquirida por los equipos de medida. Por otro lado, se debe establecer la frecuencia de muestreo en función de la limitación en el espectro que se desee, es decir, el límite de frecuencias que se desean estudiar. No obstante, la frecuencia de muestreo debe ser lo suficientemente elevada para evitar los efectos de borde y el plegamiento espectral, especialmente si el motor está conectado a través de un convertidor de frecuencia [142]. Para ello se pueden utilizar filtros anti–plegamiento del espectro como sucede en [65, 67, 70, 132, 143]. No obstante, es posible que estos filtros deban bloquear un nivel de energía demasiado elevado. Por ello existe una alternativa consistente en muestrear la corriente a alta frecuencia (mucho mayor que la necesaria en el caso de diagnóstico de averías en máquinas eléctricas) para luego aplicar filtros paso–bajo en los programas matemáticos donde se analice la señal. Esto es posible gracias a los nuevos equipos hardware que permiten muestrear a frecuencias por encima de los 100 kHz [125, 142, 144] y tienen la suficiente potencia como para realizar el filtrado en tiempo real. De este modo se observa como cada vez las frecuencias de muestreo son más elevadas: 20 kHz en [145], 25 kHz en [146], 50 kHz en [147] y 100 kHz en [148].

■ Confusión con frecuencias mecánicas.

En los motores acoplados a reductores de velocidad mecánicos (engranajes) [149] pueden aparecer componentes armónicas similares a las que aparecerían en el caso de asimetrías rotóricas. Para discernir su causalidad es necesario comparar los resultados de dos tests realizados en condiciones de carga muy diferentes [149]. Otra opción consistiría en desacoplar el motor del reductor mecánico y realizar un ensayo en vacío. No obstante, en este ensayo se acrecentaría el efecto de la fuga espectral.

3.4.1.2 Análisis de la señal analítica de la corriente de fase mediante la transformada de Hilbert

El análisis de la señal analítica de la corriente de fase obtenida mediante la transformada de Hilbert (HT) es una técnica ampliamente utilizada en la detección de faltas en máquinas eléctricas [40, 119, 150, 151].

La señal analítica ($\vec{x}(t)$) es una señal compleja cuya parte real es la señal original ($x(t)$) y la imaginaria es la transformada de Hilbert de la señal original ($HT(x(t))$). [5]

$$\vec{x}(t) = x(t) + jHT(x(t)) = x(t) + jy(t) \quad (3.24)$$

pudiéndose expresar como:

$$\vec{x}(t) = a(t)e^{j\theta(t)} \quad (3.25)$$

siendo $a(t)$ es la amplitud instantánea de la señal analítica que determina la variación de la energía de $x(t)$ con el tiempo.

$$a(t) = [x^2(t) + y^2(t)]^{1/2} \quad (3.26)$$

Y $\theta(t)$ es la fase de $\vec{x}(t)$ definida como:

$$\theta(t) = \arctan \frac{x(t)}{y(t)} \quad (3.27)$$

La transformada de Hilbert HT de la señal $x(t)$ se define matemáticamente, como la convolución de la señal $x(t)$ con la función $1/t$ [152]:

$$HT(x(t)) = y(t) = \frac{1}{\pi t} x(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3.28)$$

Una propiedad importante de esta transformada es que su aplicación a una función trigonométrica $x(t)$ da como resultado un función que es una versión de ella misma con desfase de 90° , es decir, los senos se convierten en cosenos y viceversa. De este modo, el espectro resultante tiene la misma frecuencia y amplitud que la señal original pero las frecuencias están desfasadas 90° .

La señal analítica tiene las siguientes propiedades que la convierten en una técnica apropiada para realizar el diagnóstico de máquinas eléctricas:

- En el espectro de la señal analítica $\vec{x}(t) = x(t) + jHT(x(t))$ se mantiene el nivel original de frecuencias positivas, se anulan las negativas y se dobla el contenido de la componente continua [153].
- Las bajas frecuencias de la señal original quedan contenidas en la amplitud $a(t)$ mientras que las altas frecuencias se localizan en la fase $\theta(t)$ de la señal analítica.

Habitualmente, para la realizar la diagnosis de máquinas eléctricas se emplea la componente alterna del módulo de la señal analítica (i_{AS}) obtenido según:

$$i_{AS}(t) = \frac{|\vec{i}_r(t)| - |\vec{i}_r|}{|\vec{i}_r|} \quad (3.29)$$

donde $|\vec{i}_r(t)|$ es el valor instantáneo del módulo de la señal analítica y $|\vec{i}_r|$ es el valor medio del módulo de la señal analítica. De este modo se procede a eliminar la componente fundamental al convertirse en una componente continua y, por ende, se anula el efecto de la fuga espectral.

En la Figura. 3.12 (a) se puede observar la representación de la transformada de Fourier para la corriente de un motor con dos barras rotas. En ella se observa el efecto de la fuga espectral. Por otro lado, en la Figura. 3.12 (b) se observa el resultado de utilizar la componente alterna del módulo de la señal analítica. En esta representación se puede observar como la presencia de la componente fundamental desaparece y, por tanto, desaparece el efecto de la fuga espectral. Además se produce una traslación en el eje de abscisas por lo que las frecuencias de fallo aparecen situadas en $f = 2ks$ con $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3$, etc para el caso de rotura de barras en lugar de $f = f_1(1 \pm 2ks)$.

De este modo se puede concluir que el uso de la componente alterna del módulo de la señal analítica para la diagnosis aporta las siguientes ventajas con respecto a otros métodos:

- Simplicidad de aplicación. Únicamente precisa de la medida de una corriente estatórica (siempre que se cumpla el teorema de Bedrosian) mientras que otras técnicas necesitan la adquisición de varias señales de corriente [80, 104, 121, 151, 154, 155] y tensiones [20, 112, 115, 156].
- En el espectro las componentes negativas se anulan por lo que solo aparecen las componentes de fallo correspondientes a ordenes de armónico positivos $k = 1, 2, 3 \dots$
- Se anula el efecto de la fuga espectral producido por la componente fundamental.
- La ausencia de la componente fundamental permite utilizar una escala lineal en el eje de ordenadas en lugar de la escala logarítmica mejorando considerablemente la legibilidad del espectro.

- Reduce la banda de frecuencias a analizar. La información referente a los fallos se sitúa en el rango de las bajas frecuencias por lo que las altas frecuencias pueden no ser tenidas en cuenta y por lo tanto no es necesario almacenarlas. De este modo, la información se puede conservar empleando para ello menos espacio que con la FFT.

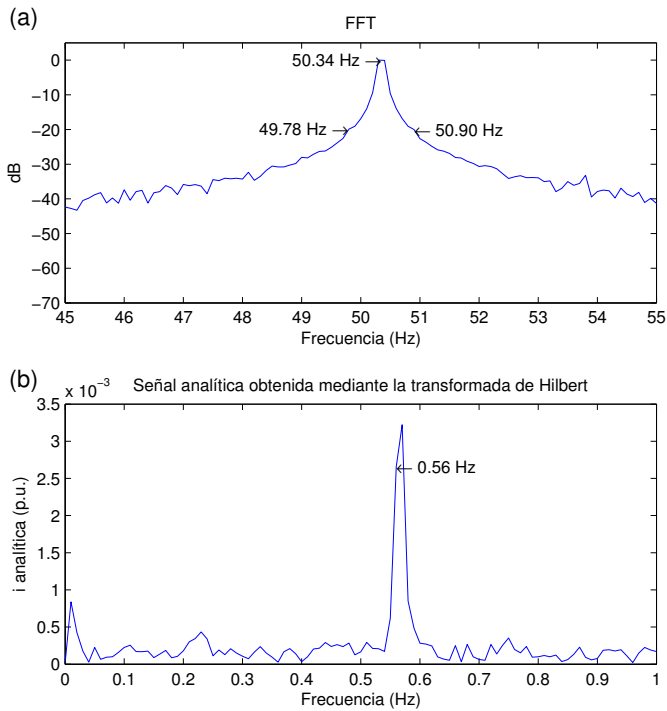


Figura 3.12: (a) Espectro de la corriente. (b) Resultado de aplicar la transformada de Hilbert.

3.4.1.3 Vector extendido de Park

El vector extendido de Park es una técnica muy extendida en el diagnóstico de máquinas eléctricas [2, 36, 154, 157–159]. Este método se basa en convertir el sistema de referencia trifásico de la máquina ($r-s-t$) variable en el tiempo en un sistema bifásico ($d-q-0$) que gira en el espacio, es decir, consiste en obtener el vector espacial giratorio. Las componentes de dicho vector (i_D y i_Q) se pueden calcular, a partir de las corrientes de las tres fases de la máquina (i_A , i_B y i_C) como [2]:

$$i_D = \sqrt{\frac{2}{3}}i_A - \frac{1}{\sqrt{6}}i_B - \frac{1}{\sqrt{6}}i_C \quad (3.30)$$

$$i_Q = \frac{1}{\sqrt{2}}i_B - \frac{1}{\sqrt{2}}i_C \quad (3.31)$$

Estas componentes, en condiciones ideales pueden considerarse como [2]:

$$i_D = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \sin(\omega_1 t) \quad (3.32)$$

$$i_Q = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \sin(\omega_1 t - \pi/2) \quad (3.33)$$

Donde i_M es el valor máximo de la intensidad de fase en secuencia positiva y $\omega_1 = 2\pi f_1$ con f_1 la frecuencia fundamental de la fuente de alimentación. De este modo, el vector extendido de Park describiría una trayectoria circular como la de la Figura. 3.13 extraída de [2].

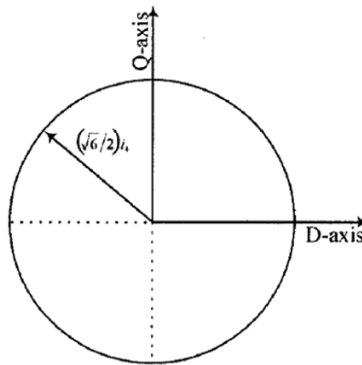


Figura 3.13: Vector de Park en el caso de una situación ideal. Extraída de [2].

No obstante, cuando aparece algún tipo de anomalía, esta situación ya no se cumple, y se produce una deformación en la trayectoria que describe el vector de Park. Tal como puede verse en la Figura. 3.14 (Extraída de [2]) se produce una modulación en la amplitud de este vector. Así pues, el vector extendido de Park consiste en estudiar las frecuencias que provocan dicha modulación en la amplitud del vector. Como puede observarse, la componente fundamental se convierte en una componente DC (al igual que sucedía con el análisis de la señal analítica) que puede ser eliminada por lo que el efecto de fuga espectral asociada a esta componente desaparece y el espectro tiene resultados similares a los obtenidos con la señal analítica.

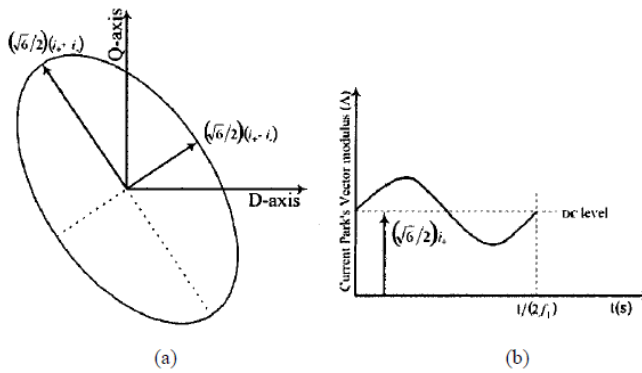


Figura 3.14: Relación entre las componentes simétricas del vector de Park en el caso de un motor con una asimetría estática. (a) Representación espacial del vector de Park. (b) Representación del módulo del vector de Park a lo largo del tiempo. Extraída de [2].

3.4.2 Técnicas de diagnóstico en régimen transitorio

Como se ha visto, las técnicas hasta ahora expuestas son únicamente válidas en el régimen estacionario. En condiciones cambiantes de frecuencia de alimentación, nivel de carga, deslizamiento, etc. no es posible utilizar este tipo de técnicas [160]. Las oscilaciones en la carga, en el par electromagnético producidas por la falta de barra rota, desequilibrios, o defectos en la transmisión pueden difuminar el espectro [161] y ocultar las componentes de falta [149]. Aplicaciones tales como aerogeneradores, bombas, ventiladores, etc. son ejemplos claros donde la carga varía a lo largo del tiempo. Otros casos tales como, pulverizadores de carbón, cajas de cambios, o la propia estructura del rotor (agujeros de ventilación) pueden hacer que aparezcan bandas en el espectro con el mismo comportamiento que otro tipo de fallos [46, 149, 162, 163]. Para solucionar estos problemas se han tomado diferentes soluciones como: el uso de avanzas técnicas de procesamiento de señal [119, 164]; uso de otras magnitudes como las potencias parciales [165], la corriente reactiva [162], la potencia reactiva [166], etc.

Las técnicas para el diagnóstico en el régimen transitorio, en lugar de detectar la falta a en un único punto de funcionamiento, las trata de detectar teniendo en cuenta la evolución que sigue a lo largo del período transitorio. Esto las hace mucho más efectivas e inequívocas dado que utilizan un amplio rango de puntos de funcionamiento y detectan toda una evolución de las componentes a lo largo del transitorio.

Durante los últimos años se han desarrollado un gran número de investigaciones en este campo basadas en distinguir los patrones característicos tiempo–frecuencia que siguen las componentes de falta durante los transitorios. Para poder detectarlos, se han venido utilizado un gran número de transformadas matemáticas entre las que destacan: la transformada discreta de wavelet (*Discrete Wavelet Transform* (DWT)) [3, 41, 42], la transformada continua de wavelet (*Continuous Wavelet Transform* (CWT)) [33, 43, 44], la distribución de Wigner Ville (WVD) [51, 167–169], la transformada Hilbert Huang (*Hilbert-Huang Transform* (HHT)) [55, 57, 88], la técnica de la Frecuencia Instantánea (IF) [60], la polinomial [170], la transformada de Gabor [64, 171], la transformada fractional Fourier [63], etc..

3.4.2.1 Transformada Wavelet Discreta (DWT)

La Transformada Wavelet Discreta (DWT) permite la descomposición de la onda original en una suma de señales que contienen las componentes de frecuencia de la onda original comprendidas en un determinado rango. Con dicha transformada se descompone la onda original en una serie de bandas de frecuencia, conocidas como

coeficientes de detalle (d_j), más una aproximación (a_j). La DWT de una función se define como:

$$DWT(j, k) = \frac{1}{\sqrt{a_0^j}} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f(n) \psi \left[\frac{n - s_0^j k \tau_0}{s_0^j} \right] \quad (3.34)$$

De este modo, la reconstrucción de la señal a partir de su DWT queda:

$$f(t) = \sum_k a_j(k) \varphi_{j,k}(t) + \sum_k \sum_{j=0}^{J-1} d_j(k) \psi_{j,k}(t) \quad (3.35)$$

El procedimiento para aplicar la DWT es conocido como el algoritmo de Mallat's [172]. En él, cada señal wavelet se comporta como un filtro pasa banda. Extrae la evolución temporal de las componentes armónicas de la señal original incluidas dentro del rango de frecuencias. Así pues, cada coeficiente de detalle d_j muestra la evolución temporal de las componentes armónicas de la onda original $f(t)$ que están contenidas en el rango correspondiente a dicho coeficiente. Concretamente, si se utiliza la frecuencia de muestreo f_s para capturar la señal $f(t)$, entonces el coeficiente de detalle d_j contiene la información de la señal que se encuentra dentro del intervalo:

$$f(d_j) \in \left[\frac{f_s}{2^{j+1}}, \frac{f_s}{2^j} \right] \text{ Hz} \quad (3.36)$$

Mientras que el coeficiente de aproximación incluye las componentes de baja frecuencia de la señal comprendidas en el intervalo:

$$f(a_j) \in \left[0, \frac{f_s}{2^{j+1}} \right] \text{ Hz} \quad (3.37)$$

A modo de ejemplo, en la tabla 3.2 extraída de [7] se muestran algunas de las bandas de frecuencia en función de la frecuencia de muestreo para 6 niveles de descomposición.

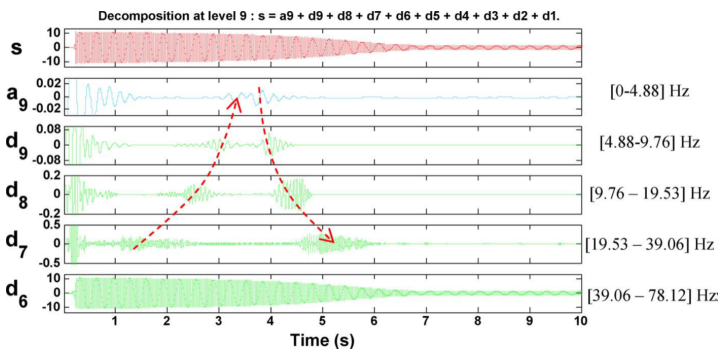
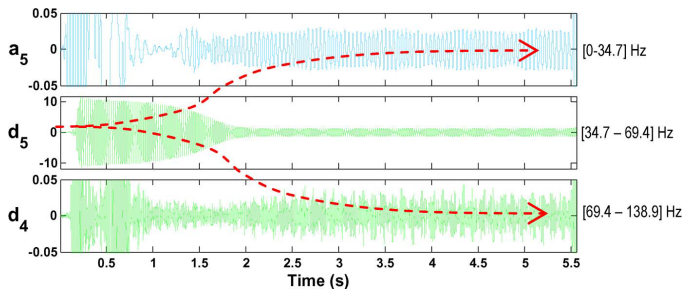
Por tanto, se puede decir que la aplicar la DWT es similar a realizar un proceso de filtrado. Sin embargo, este filtrado no es ideal. Las bandas están ligeramente superpuestas [47] lo que genera cierta distorsión si existen frecuencias cercanas a los límites de la banda. Esta distorsión puede ser minimizada en función de la wavelet madre elegida y de los parámetros seleccionados.

La DWT ha sido ampliamente utilizada para detectar fallos en máquinas eléctricas tales como rotura de barras en el rotor [3,7] o excentricidad [173–177] gracias al filtrado

Tabla 3.2: Bandas de frecuencia de las señales wavelet. Extraída de [7]

Nivel	Bandas de frecuencia	Bandas de frecuencia
	$f_s=5000$ Hz	$f_s=2000$ Hz
d_1	1250 : 2500 Hz	500 : 1000 Hz
d_2	625 : 1250 Hz	250 : 500 Hz
d_3	312.5 : 625 Hz	125 : 250 Hz
d_4	156.25 : 312.5 Hz	62.5 : 125 Hz
d_5	78.12 : 156.25 Hz	31.25 : 62.5 Hz
d_6	39.06 : 78.12 Hz	15.625 : 31.25 Hz
a_6	0 : 39.6 Hz	0 : 15.625 Hz

automático que ofrece. De modo ilustrativo, en la Figura. 3.15 y Figura. 3.16 extraídas ambas de [3] se puede observar el resultado de aplicar la DWT a la corriente de arranque de un motor con una barra rota y a otro motor con excentricidad, respectivamente.

**Figura 3.15:** Evolución del armónico de barra rota durante el arranque de un motor de inducción de jaula de ardilla. Extraída de [3].**Figura 3.16:** Evolución del armónico de excentricidad durante el arranque de una máquina eléctrica. Extraída de [3].

3.4.2.2 Transformada Continua de Wavelet (CWT)

Las figuras obtenidas con la DWT muestran de manera clara la evolución de los armónicos de fallo durante el arranque de la máquina. No obstante, su gran limitación reside en que no pueden ser utilizadas en sistemas de reconocimiento automáticos. Para solventar esta limitación, la primera solución aportada en la literatura científica fue utilizar una única matriz. En ésta cada fila contendrá la evolución temporal de la onda original en una banda de frecuencias. Esta matriz se puede representar gráficamente como una figura bidimensional tiempo–frecuencia, en la que la amplitud queda definida por un código de colores tal como se muestra en la Figura. 3.17 extraída de [4].

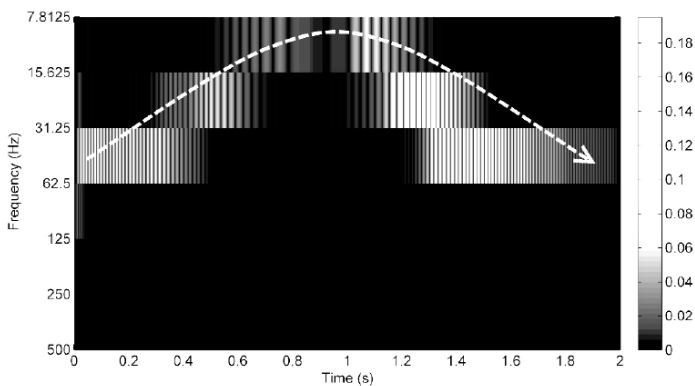


Figura 3.17: Imagen bidimensional representando la evolución tiempo frecuencia del armónico de fallo de barra rota durante el arranque de la máquina. Extraída de [4].

No obstante, esta representación tiene dos problemas fundamentales:

- Resolución en frecuencia baja debido al ancho de banda fijo de la DWT.
- La evolución senoidal de la señal hace que aparezcan bandas de diferente amplitud. Este hecho dificulta la identificación de las variaciones debidas a la amplitud de la componente armónica.

Estos problemas se solucionan con el uso de la transformada continua de Wavelet (CWT). La CWT proporciona, en cada punto del plano, una medida de la densidad de energía de la señal analizada existente en dicho punto. La CWT de una función $f \in L_2\mathbb{R}$ se define como:

$$CWT(f(a, b)) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = \frac{1}{\sqrt{a}} \int f(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (3.38)$$

La CWT ofrece una representación clara de la evolución tiempo–frecuencia de la señal. No obstante, dada la naturaleza alternativa de la onda se producen una sucesión de bandas claras y oscuras verticales (Figura. 3.18 extraída de [4]). Estos problemas se pueden solucionar mediante el uso de la compleja CWT (CCWT) que se puede ver en la Figura. 3.19. Siendo la CCWT igual que la CWT con la diferencia de que aplica las wavelets en el dominio complejo en lugar de en el dominio real obteniendo una mejor resolución de imagen.

Ambas transformadas se han utilizado en números trabajos de investigación encaminados al diagnóstico de máquinas eléctricas como pueden ser los mostrados en [33, 43, 49, 178] entre otros.

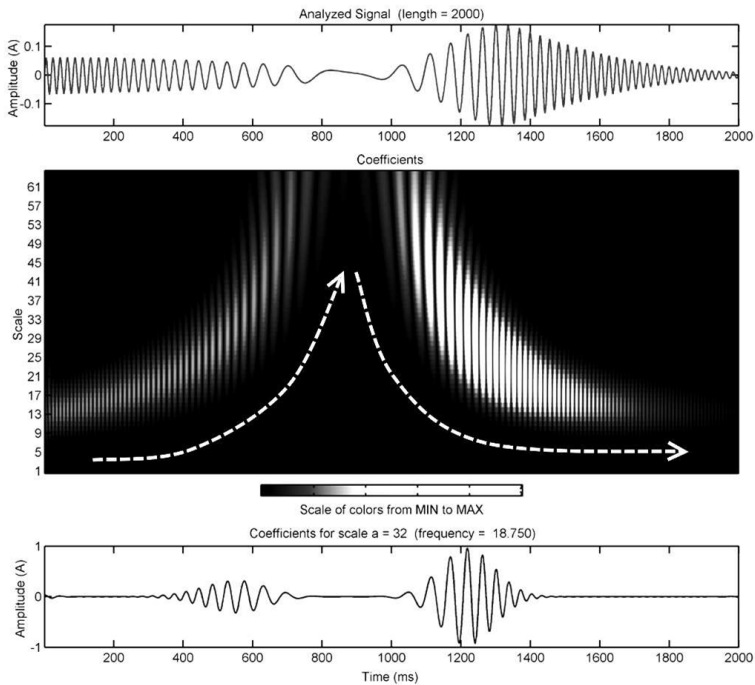


Figura 3.18: Evolución tiempo frecuencia del armónico de fallo de barra rota durante el arranque de la máquina utilizando la CWT. Extraída de [4].

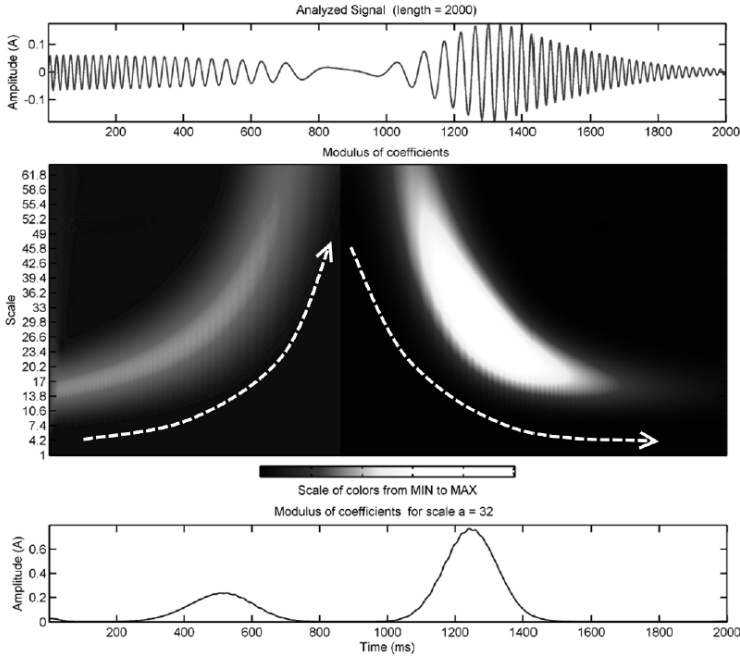


Figura 3.19: Evolución tiempo frecuencia del armónico de fallo de barra rota durante el arranque de la máquina utilizando la CCWT. Extraída de [4].

3.4.2.3 Distribución de Wigner-Ville (WVD)

La distribución de energía de una señal $(x(t))$ entre las variables tiempo (t) y frecuencia (ν) , es decir, la función de densidad de energía $P_x(t, \nu)$ se puede obtener mediante el uso de una distribución tiempo-frecuencia [179] que puede ser utilizada para la detección de faltas en máquinas eléctricas [97, 180]. Una propiedad deseable en este tipo de distribuciones es que exista una covarianza entre el tiempo y la frecuencia, lo que implica que si la señal se traslada en el tiempo, su distribución también debe trasladarse la misma cantidad en el plano tiempo-frecuencia. Con este objetivo surgió la distribución de Wigner-Ville (WVD). El resultado de la WVD solo depende de la señal analizada, no teniendo que fijar ningún tipo de parámetro auxiliar que influya en los resultados. Esto implica que no se debe elegir entre mejorar la resolución en tiempo o mejorar la resolución en frecuencia. La distribución WVD se calcula como:

$$WV_x(t, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} x^* \left(t - \frac{\tau}{2} \right) x \left(t + \frac{\tau}{2} \right) e^{-j2\pi\nu\tau} d\tau \quad (3.39)$$

A pesar de de ser la técnica de las ya comentadas que, obtiene la mejor resolución tiempo frecuencia posible, ésta tiene un inconveniente importante: la aparición de los términos de interferencia cruzados, especialmente en señales mono-componentes. Aparecen como resultado de la interacción entre las componentes buscadas en la señal y otras componentes o ruido, surgiendo densidades de energía considerables en regiones donde, en realidad, no existe energía. Por otro lado, en señales multi-componentes estas interferencias pueden ocultar completamente las señales o patrones buscados. Para atenuar este efecto se ha propuesto la utilización de la WVD con otros tipos de kernel. De este modo han surgido numerosas versiones de WVD como, por ejemplo, la Pseudo WVD (PWVD), *Choi Williams Distributions* (CWD), *Zhao-Atlas-Marks* (ZAMD), etc. No obstante, estas versiones empeoran ciertas propiedades de la WVD y por otro lado se incrementan los requerimientos computacionales.

La WVD se utilizó por primera vez en [181] para tratar de calcular la velocidad del motor sin utilizar ningún tipo de sensor. No obstante, no fue hasta años más tarde cuando se empezaron a utilizar en el diagnóstico de máquinas eléctricas desarrollándose una amplia literatura científica en torno al uso de WVD y sus variantes [51, 151, 182]. Posteriormente se ha tratado de reducir el coste computacional asociado a estas versiones [62, 63, 183]. No obstante, otros autores se han decantado por no perder resolución por lo que han utilizado la WVD original aplicando una serie de filtros [52, 184].

3.4.2.4 Transformada de Gabor

La distribución tiempo–frecuencia basada en la transformada de Gabor [5, 185], es la distribución que consigue una mayor resolución, minimizando la incertidumbre tiempo–frecuencia, determinada por el principio de incertidumbre [186] (no se puede construir ninguna señal donde su duración (σ_t) y su ancho de banda en frecuencias (σ_f) sean arbitrariamente pequeñas, sino que se debe cumplir que $\sigma_f \sigma_t \geq 1/4\pi$ [64]), alcanzándose la igualdad únicamente si se utiliza una ventana Gaussiana [64, 185].

Gabor [185] concibió la posibilidad de expandir una señal unidimensional en términos de una función bidimensional tiempo–frecuencia. El plano tiempo–frecuencia podía ser discretizado en una cuadrícula cuyas coordenadas fuesen:

$$t_i = nT \quad \omega_i = m\Omega \quad -\infty \leq n, m \leq +\infty \quad (3.40)$$

donde T y Ω son los intervalos de tiempo y frecuencia que determinan los puntos de la cuadrícula. Con ello, propuso que la señal podía caracterizarse de la forma:

$$i_r(t) = \sum_{n,m} (c_{n,m} h_{n,m}(t)) \quad h_{n,m} = h(t - mT) e^{jn\Omega t} \quad n, m = -\infty, +\infty \quad (3.41)$$

Donde $h(t)$ es una función unidimensional, conocida en la literatura científica como ventana, que debe ser definida [5] para cada caso. Tal como se indica en [187] la elección de la ventana tiene una gran influencia en la concentración y en la resolución de la expansión (ecuación 5.64). Un método muy utilizado consiste en seleccionar la ventana tratando de minimizar el área efectiva tiempo–frecuencia ocupada por una componente armónica [188,189] mientras que otros autores proponen el uso de kernels separados, con diferentes parámetros a lo largo del tiempo [190–192]. No obstante, ya en la propuesta original [185] Gabor propuso la ventana de tipo Gausiana:

$$h(t) = (\alpha/\pi)^{1/4} e^{-\alpha t^2/2} \quad (3.42)$$

Y, por tanto:

$$h_{n,m}(t) = (\alpha/\pi)^{1/4} e^{-\alpha(t-mT)^2/2} e^{j2\pi n\Omega t} \quad (3.43)$$

Pues, como ya se ha comentado, posee la menor área, es decir, la mayor concentración de energía en el plano tiempo–frecuencia que ninguna función pueda alcanzar. Además, detenta la mínima incertidumbre tiempo–frecuencia, y en este sentido, es la más similar a una señal tipo impulso [193]. Finalmente, el valor de α se debe seleccionar en función del tipo de evolución que se desee detectar. En [64] se propone un criterio para la selección de dicho parámetro.

3.4.2.5 Frecuencia instantánea

Las técnicas vistas hasta ahora se basan en una descomposición de la señal en el plano tiempo–frecuencia. En el caso de las técnicas basadas en la frecuencia instantánea la descomposición se realiza en el plano deslizamiento–frecuencia pudiéndose detectar las trayectorias que siguen las componentes de falta. Cabe destacar que estas trayectorias son líneas rectas con pendiente y valor inicial diferentes para cada tipo de falta, independientemente del modo en que varíe la velocidad y las características de la máquina ofreciendo un patrón fiable para la detección de faltas. Esta técnica ha tenido un gran desarrollo en los últimos años tal como demuestran los trabajos [60, 61, 194–196].

3.4.2.6 Transformada de Hilbert Huang (HHT)

La transformada de Hilbert Huang HHT es una técnica cuyo uso está teniendo una gran penetración en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas [55]. En [150] se utiliza para la detección de fallos en los cojinetes mientras que en [56] se compara la HHT con la DWT para la detección de asimetrías rotóricas. Por otro lado en [88] se utiliza para visualizar la evolución de las componentes asociadas a la excentricidad

sin llegar a observarse una evolución completa. Un caso concreto donde está teniendo especial interés es en la detección de averías en aerogeneradores, por ejemplo en [197] se utiliza para la detección de averías en generadores sincrónicos mientras que en [198] se realiza una comparación entre la *Short Time Fourier Transform* (STFT), la CWT, la WVD y la HHT para la detección de averías en aerogeneradores donde la máquina eléctrica es una máquina de rotor jaula de ardilla demostrándose que la HHT es la que mejor resultados obtiene.

La HHT desarrolla un algoritmo que trata de descomponer cualquier tipo de señal en un número finito de funciones (similar a FFT) a las que se les aplica transformada de Hilbert de y se extraen los valores de la frecuencia instantánea. Las funciones en las que se descompone la señal se denominan como funciones de modo intrínseco (IMFs ¹).

El algoritmo utiliza un proceso iterativo de filtrado el cuál resta el valor local medio a la señal. Este proceso de filtrado consiste en:

1. Localizar los máximos y mínimos locales de la señal.
2. Conectar los puntos máximos mediante una función de interpolación creando una envolvente superior de la señal.
3. Conectar los puntos mínimos mediante una función de interpolación creando una envolvente inferior de la señal.
4. Calcular la media local como la mitad de la diferencia entre la envolvente superior y la inferior.
5. Restar el valor medio local a la señal.
6. Volver a iterar con el residuo

El proceso iterativo prosigue hasta que se localiza una IMF. En este punto a la señal original se le resta la IMF y se vuelve a empezar el proceso iterativo con la señal resultante. Este proceso se repite hasta que el resultado es una señal monótona ($R_n(t)$).

De este modo, una vez terminado el proceso de descomposición, la señal original $x(t)$ puede expresarse como:

$$x(t) = R_n t + \sum_{k=1}^n IMF_k(t) \quad (3.44)$$

¹Una IMF se define como una señal que tiene valor medio nulo y la diferencia entre el número de extremos (máximos y mínimos) y el número pasos por cero (ZC), es como máximo uno ($|extremos - ZC| \leq 1$)

Utilizando las ecuaciones 3.25, 3.26 y 3.27 de la señal analítica obtenida mediante la transformada de Hilbert, la señal puede expresarse como:

$$x(t) - R_n(t) = \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^n A_k(t) e^{j \int \omega_k(t) dt} \right] \quad (3.45)$$

3.4.2.7 Otros casos

Además de las técnicas y transformadas expuestas con anterioridad se han desarrollado otras basadas, también, en distribuciones tiempo–frecuencia. La primera en utilizarse y la matemáticamente más simple es la *Short Time Fourier Transform* (STFT) aunque su proliferación en el ámbito de la detección de faltas en máquinas eléctricas es limitado en comparación con las otras técnicas presentadas. En [41] descartan su uso pues los requisitos computacionales son excesivos para obtener una resolución aceptable. Esta técnica derivada de la FFT tiene el inconveniente de tener dos resoluciones; una en tiempo y otra en frecuencia. debiéndose llegar a una solución de compromiso entre ambas resoluciones pues cuando se aumenta la resolución en tiempo se empeora la resolución en frecuencia y viceversa.

En el caso de faltas donde las frecuencias características aparecen separadas de la componente fundamental en función de la velocidad mecánica de la máquina, como son los casos de excentricidad y de cojinetes, diversos trabajos se han presentado bajo el seudónimo *Angular Order Tracking Analysis* (OT) realizando el análisis en función de la posición angular. Entre las variantes existentes, las propuestas más recientes son *Vold-Kalman filtering order tracking* (VKF–OT) [199], el *Angular Domain Order Tracking Method* (AD–OT) [200] o el *Equal Phase Sampling Method* (ESPM) [201].

Otras vertientes concluyen que el procedimiento de diagnóstico deber ser simple, rápido y con requerimientos de memoria bajos para poder ser implementados en sistemas embebidos que operan en tiempo real [65,66] como, por ejemplo, en DSPs [67–69], FPGAs [70,71], equipos portátiles [132,202], sensores wireless [147,203], procesadores de bajo coste [204] o sistemas de diagnóstico remotos. Además, existe una creciente tendencia a implementar los algoritmos de diagnóstico en el mismo equipo que controla la electrónica de potencia de los convertidores de frecuencia [205,206].

Cumplir con todos estos requisitos al mismo tiempo es una tarea extremadamente complicada. Muchos de ellos entran en conflicto, cuando se trata de mejorar un factor, empeora otro. Por tanto se requiere la adopción de soluciones de compromiso. Por ejemplo, requerimientos elevados de resolución en frecuencia precisan de tiempos de adquisición elevados. Esto genera unas grandes cantidades de información que debe ser almacenada y procesada. Esto reduciría su aplicación a dispositivos con elevada capacidad de memoria y elevada potencia de cálculo. No obstante, tal como se indica en [68], puede hacer que el DSPs se sature realizando el proceso de diagnóstico y no

sea capaz de llevar las tareas de control necesarias. Este problema se ha puesto de manifiesto repetidamente a lo largo de la literatura científica [65, 68, 70, 71, 125, 126, 131, 132, 139, 142, 147, 202–205, 207] entre muchos otros trabajos.

Finalmente, otras líneas que están apareciendo con gran fuerza se basan en la utilización de la inteligencia artificial como, por ejemplo, las redes neuronales [208, 209]. En estos sistemas se trata de entrenar a la red para que sea capaz de detectar fallos en la máquina bajo diferentes condiciones de funcionamiento. No obstante, esta línea se aleja de las líneas de investigación que se desarrollan en la presente tesis.

3.4.3 Conclusiones de la sección técnicas de análisis de la señal.

Como se ha podido observar en las ecuaciones de falta, para identificar la frecuencia de fallo en un espectro es necesario tener información precisa de la frecuencia de alimentación f_1 así como de la velocidad de la máquina. La velocidad, aunque se puede extraer del propio espectro de la corriente requiere del conocimiento de un elevado número de parámetros constructivos de la máquina y su computo es difícil, más aún cuando se trata del régimen transitorio. Por tanto, cuando se realiza el análisis del espectro esta información se suele aportar externamente. De este modo el diagnóstico precisará, o bien, de personal cualificado y entrenado para tal fin [72], o bien, utilizar sistemas automatizados o sistemas avanzados de inteligencia artificial como pueden ser las redes neuronales [203], los clasificadores como *Support Vector Machine* (SVM) [116, 210] o los sistemas de lógica difusa o *fuzzy–logic* [70].

Durante los últimos años han surgido líneas de investigación centradas en mejorar la fiabilidad del proceso de diagnóstico. Éstas, no se centran en aumentar el poder de computación, ni en aplicar complicadas transformadas matemáticas, sino que tratan de condensar la información del espectro y desarrollar indicadores que resalten la existencia o ausencia de fallos en la máquina [72]. No obstante, aunque esta tendencia esta muy presente en el campo del diagnóstico siguen habiendo grandes limitaciones. En primer lugar, sigue habiendo una gran dependencia de las técnicas y el régimen de funcionamiento; cada técnica está desarrollado para detectar las faltas en un régimen concreto de la máquina. Por otro lado, cada técnica dispone los resultados en un diagrama distinto por lo que no existe una representación estandarizada que permita identificar la presencia o ausencia de la falta de una manera clara y rápida.

En la presente tesis se presentan técnicas de diagnóstico que tratan de resolver de manera simultánea todos estos problemas ofreciendo pruebas de diagnóstico universales, estandarizadas y válidas para todo tipo de fallo y régimen de funcionamiento. Además reducen el tamaño de información almacenar. Con ello se consigue un procedimiento de diagnóstico fiable, rápido, sencillo, y con bajos requerimientos computacionales. Por otro lado sigue la línea marcada por los recientes trabajos [62, 63] en los que se trata de obtener diagramas similares a los obtenidos en régimen estacionario con señales obtenidas en régimen transitorio.

Capítulo 4

Banco de ensayos

En el presente capítulo se realiza la descripción del banco de ensayos diseñado e implementado para realizar los tests que se utilizan para validar experimentalmente las técnicas de diagnóstico propuestas en la tesis. El banco de ensayos permite la simulación de cualquier condición de funcionamiento en la que pueda operar la máquina; permite la conexión a la red a través de un auto-transformador (sirve para ajustar el nivel de tensión en función del tipo de conexión del motor (Estrella-Triángulo) y para comprobar el comportamiento ante subtensiones), a través de convertidores de frecuencia (con distintos tipos de control) e incluso trabajando en modo generador. Por otro lado, se ha generado una extensa base de datos con ensayos que pueden ser utilizados en futuros trabajos y colaboraciones con otros grupos de investigación.

4.1 Introducción

Toda nueva teoría o avance científico tras su demostración teórica debe pasar por su comprobación experimental. Las técnicas de diagnóstico que se han desarrollado, tras exponer los fundamentos teóricos que las sustentan, se han tenido que validar experimentalmente. En este caso, dada la entidad y complejidad del banco de ensayos diseñado así como que se ha utilizado la misma batería de ensayos para validar las técnicas, se ha optado por dedicar un capítulo previo en el que se describan los componentes y funcionalidades del banco de ensayos, exponer las principales características de los ensayos realizados y explicar cómo se gestiona la extensa base de datos creada.

Teniendo en cuenta que se desarrollan técnicas válidas para cualquier régimen de funcionamiento y de la propia definición de banco de ensayos ¹ se concluye que éste debe ser capaz de:

- Reproducir cualquier condición de funcionamiento en que la máquina pueda operar en el entorno industrial. Esto implica dotar al banco de ensayos de una extrema versatilidad que permita ensayar la máquina tanto en modo motor como generador, en sus dos regímenes de funcionamiento (permanente, transitorio), a diferentes niveles de carga y frecuencia, con conexión a la red o a través de convertidores de frecuencia (utilizando distintos métodos de control).
- Asegurar la repetitividad y reproducibilidad de los ensayos. Para ello, el banco de pruebas se ha automatizado, siendo un autómata programable el que controla la ejecución de los ensayos, lo que permite repetir las mismas condiciones de ensayo con distintas máquinas y así poder comparar los resultados obtenidos.

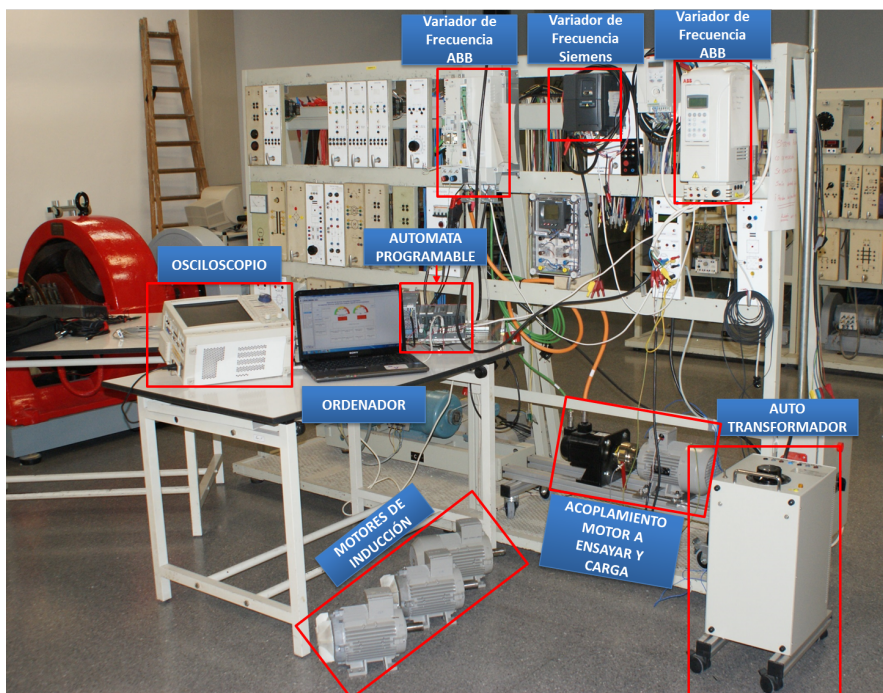


Figura 4.1: Banco de ensayos diseñado.

¹Un banco de ensayos se define como la instalación provista de equipos y dispositivos que permite medir las características de una máquina simulando las condiciones de su funcionamiento real. Además es una plataforma de experimentación que permite comprobar de forma rigurosa, exacta y repetible las nuevas teorías y/o métodos desarrollados.

4.2 Elementos que componen el banco de ensayos

En la Figura. 4.1 se muestra una imagen general del banco de ensayos implementado y que se ha ubicado en el laboratorio de control de máquinas eléctricas del departamento de ingeniería eléctrica de la Universitat Politècnica de València. Para mejorar la comprensión del funcionamiento del banco de ensayos su descripción se ha dividido en tres subsistemas. A continuación, se citan los principales componentes de cada subsistema y en apartados posteriores se profundizará en las características técnicas de cada elemento.

■ Subsistema de Potencia.

- Cuatro motores de inducción a ensayar cuyas principales características eléctricas se pueden ver en la tabla 4.1. Uno en condiciones de fábrica y cada uno de los restantes tiene un tipo de fallo: barra rota, excentricidad, y fallo en el cojinete.

Tabla 4.1: Principales características de los motores de inducción

$$\begin{array}{ll} P = 1,5kW & U = 400V \\ I = 3,3A & \cos \phi = 0,85 \\ f = 50Hz & n = 2860r.p.m. \end{array}$$

- Dos convertidores de frecuencia para el control del motor a ensayar:
 - Siemens M440 en el que se usan tres tipos de control: escalar, escalar con compensación de deslizamiento y vectorial sin sensor de velocidad.
 - ABB ACS 800 con el que se implementan dos métodos de control: escalar y control directo de par (*Direct Torque Control (DTC)*).
- Auto transformador para ensayar el motor con conexión a la red.
- Motor síncrono de imanes permanentes que actuará como carga mecánica cuyas principales características se muestran en la tabla 4.2.

Tabla 4.2: Principales características del motor de imanes permanentes

$$\begin{array}{ll} P & 4.9 \text{ kW} & T & 15.5 \text{ Nm} \\ I_n & 14.4 \text{ A} & n & 3000 \text{ r.p.m.} \\ f & 50 \text{ Hz} & f_{\max} & 200 \text{ Hz} \end{array}$$

- Convertidor de frecuencia ABB ACSM1 para el control del motor de imanes permanentes que permite el control en modo de par, en modo velocidad e incluso el control de la posición.

- **Subsistema de Control.**
 - Autómata programable
 - Ordenador
 - Contactores
- **Subsistema medición y adquisición de datos.**
 - Osciloscopio.
 - Sondas de tensión.
 - Pinzas amperimétricas.
 - Acelerómetros.

4.2.1 Subsistema de potencia

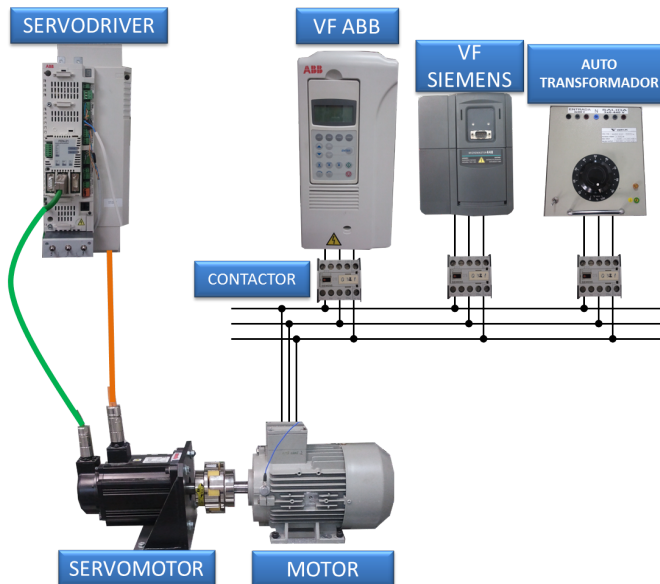


Figura 4.2: Componentes de la red de potencia del banco de ensayos.

En la Figura. 4.2. se muestra esquemáticamente la conexión de los equipos que conforman el subsistema de potencia. Cabe destacar la descripción de los contactores de potencia que se pueden ver en la figura se ha optado por incluirla en el punto

dedicado al subsistema de control pues su función se limita, por un lado, a la conexión y desconexión del motor a través de alguno de los convertidores de frecuencia o del auto-transformador cuando el sistema de control lo indique. Por otro lado, sirve como elemento de protección al evitar la conexión simultánea de la máquina eléctrica a dos fuentes de alimentación.

4.2.1.1 Motores de inducción.

El elemento fundamental del banco de pruebas es el equipo que se va a ensayar. En este caso se han utilizado cuatro motores de inducción de jaula de ardilla con distintos tipos de falta de la marca Siemens, serie 1LA7090-2AA10, que se puede ver en la Figura. 4.3. Las principales características eléctricas se exponen en la tabla 4.3. Destacar que en todos los ensayos la máquina se ha conectado en configuración estrella (Y).

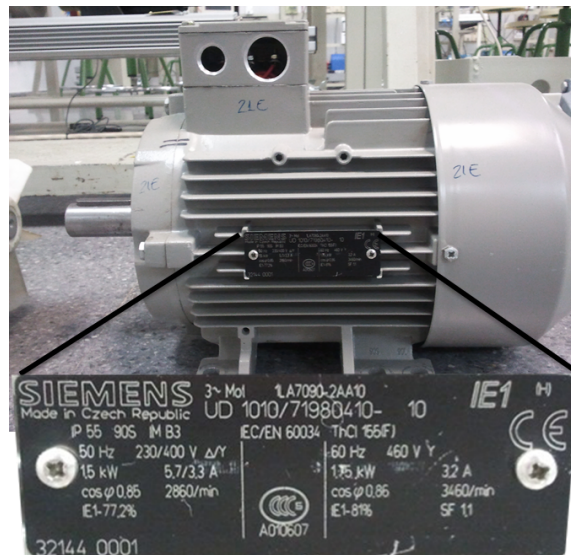


Figura 4.3: Motor de inducción ensayado y ampliación de su placa de características.

A continuación se expone el tipo y grado de falta que tienen cada uno de los motores ensayados:

- **Sin falta.**

Como elemento patrón se ha utilizado un motor que se encuentra en las mismas condiciones en las que salió de fábrica y por tanto se considera en estado sano. En él no se aplicó ninguna falta de manera artificial por lo que los posibles

Tabla 4.3: Características de los motores de inducción

Potencia nominal	1,5kW	Tensión nominal	230/400V Δ /Y
Corriente nominal	5,7/3,3A Δ /Y	Factor de potencia	0,85
Frecuencia	50Hz	Velocidad nominal	2860r.p.m.
Pares de polos	1	Deslizamiento nominal	4,67%
Par nominal	5Nm	Rendimiento	77,2%

defectos que pudiesen aparecer serían debidos al propio proceso de fabricación y a la anisotropía de los materiales.

■ Asimetría rotórica - Rotura de barras

A un motor en condiciones de fábrica se ha accedido al rotor y se le ha provocado de manera artificial la rotura de una barra mediante la perforación de la misma tal como puede verse en la Figura. 4.4. Existen numerosas publicaciones científicas donde la rotura de barras se provoca en el centro de la misma para evitar desequilibrios mecánicos [116, 211–213]. No obstante, en los motores de elevada potencia ($\geq 3000kW$), la unión barras–anillos de cortocircuito se construye mediante soldadura. Esto, unido a la combinación de estrés térmico y mecánico en el rotor [214] provoca que esta unión sea la parte donde se localiza en mayor número este tipo de faltas (Figura. 4.5). Así pues, teniendo en cuenta que la mayoría de problemas debidos a asimetrías rotóricas se dan en motores de grandes dimensiones y al igual que en un gran número de trabajos de investigación [52, 60, 62–64, 215–219] la rotura de barras del motor utilizado en el banco de ensayos se ha provocado en dicha unión.

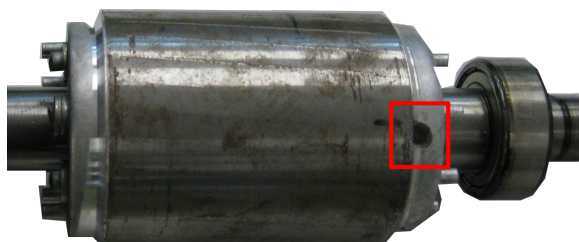


Figura 4.4: Rotor con una barra rota.



Figura 4.5: Rotura parcial de barras en la unión barra–anillo de cortocircuito en un motor asíncrono de rotor jaula de ardilla ($P = 3,2MW$).

■ Excentricidad mixta.

La excentricidad mixta se ha provocado mediante la inclusión de unos casquillos excéntricos en el eje del rotor. El casquillo interior tiene una desviación de 0,7 décimas mientras que el exterior tiene una desviación de 2 décimas. Ambos se pueden ver en la Figura. 4.6. Este procedimiento se ha utilizado en otras publicaciones científicas con el fin de provocar este tipo de faltas en máquinas a ensayar en el laboratorio obteniéndose resultados satisfactorios [58,220,221]

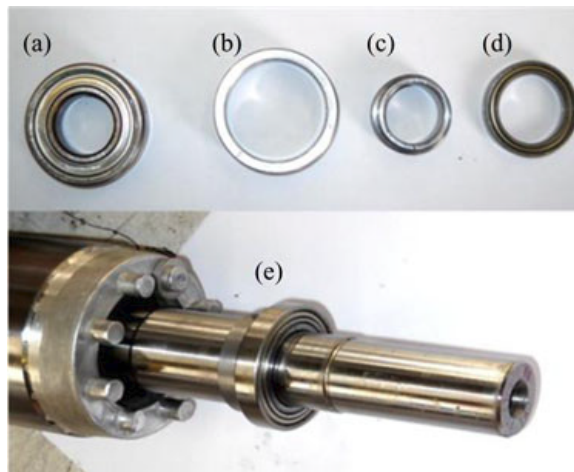


Figura 4.6: a) Cojinete original. anillos excéntricos externo b) e interno c). d) nuevo rodamiento. e) Sistema montado en el eje del rotor.

- **Cojinete.**

El fallo en el cojinete se ha provocado de manera artificial mediante la perforación de su pista exterior (Figura. 4.7) al igual que en otros trabajos [222] en los que se ha utilizado este procedimiento. No obstante se hubiese podido utilizar cualquier otra opción que provocase el deterioro de este elemento como, por ejemplo, la abrasión de una pista [223].



Figura 4.7: Cojinete deteriorado del motor ensayado.

4.2.1.2 Auto-transformador

En el banco de ensayos se ha utilizado un auto-transformador (Figura. 4.8 a)) para realizar los tests de la máquina conectada a la red o *Direct on-line* (DOL). Se utiliza este equipo porque permite adecuar de manera rápida el nivel de tensión al tipo de conexión utilizada (estrella o triángulo) e incluso permite comprobar el funcionamiento de la máquina a tensiones diferentes a la nominal.

Un auto-transformador es una máquina eléctrica cuya construcción y características son similares a las de un transformador convencional pero, únicamente cuenta con un devanado arrollado al núcleo ferromagnético con, al menos, tres puntos de conexión eléctrica. La entrada de tensión y la salida se corresponden con dos de estas tomas mientras que la tercera es utilizada como punto de conexión común entre ambas. El punto de conexión de la salida no es fijo, sino que se puede desplazar a lo largo del devanado seleccionando un número de espiras variables lo que se traduce en una tensión de salida variable y dependiente del número de espiras seleccionado. El esquema eléctrico se puede ver en la Figura. 4.8 b).

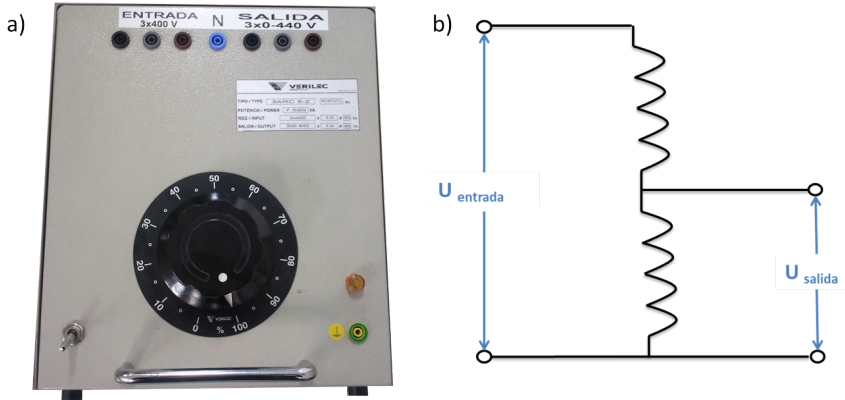


Figura 4.8: a) Auto-transformador utilizado. b) Esquema eléctrico auto-transformador.

4.2.1.3 Convertidores de frecuencia para el control de la máquina eléctrica a ensayar.

En numerosas aplicaciones industriales las máquinas eléctricas están controlados por *Variador de frecuencia* (VF) pues poseen numerosos métodos de control que permiten adaptar el funcionamiento de la máquina (velocidad, par e incluso posición) a las necesidades específicas de cada aplicación. Dada su importancia en la industria, en el banco de ensayos se han instalado dos modelos de convertidores de frecuencia de los fabricantes con mayor presencia en el ámbito industrial: Siemens y ABB. Con ello, se consigue una gran representatividad del entorno industrial teniendo en cuenta las restricciones temporales y económicas. A continuación se exponen las principales características de ambos convertidores de frecuencia y los métodos de control utilizados.

■ Convertidor de frecuencia Siemens.

El convertidor de frecuencia (VF) de Siemens utilizado es el modelo Micromaster 440 (Figura. 4.9 izquierda) de potencia $P = 2,2 \text{ kW}$ que se puede ver en la Figura. 4.9 cuyas principales características eléctricas extraídas de la placa de características (Figura. 4.9 derecha) se exponen en la tabla 4.4. Se ha utilizado un convertidor de frecuencia de potencia superior a la de los motores de inducción ensayados ($P = 1,5 \text{ kW}$) por los siguientes motivos:

- **Versatilidad:** se busca el diseño de un banco de ensayos que permita realizar pruebas con otros tipos de máquinas en el futuro. Con este sobredimensionamiento se permite la realización de tests con máquinas de potencia ligeramente superiores a los motores utilizados en esta tesis.

- Representatividad del entorno industrial: El uso de convertidores de frecuencia de la marca Siemens esta ampliamente extendido en el ámbito industrial siendo la marca con mayor presencia en el ámbito industrial. Por tanto, la selección de este dispositivo obedece a la búsqueda de tener un banco de ensayos que sea representativo de las aplicaciones existentes en el entorno industrial, dentro de los límites del laboratorio.
- Métodos de control: además de ser la marca con mayor presencia, en este dispositivo se encuentran disponibles los métodos de control más utilizados en el entorno industrial.
- Limitación económica: no se disponía de suficiente presupuesto para acometer la inversión que supondría la adquisición de nuevos equipos. De este modo, se ha optado por seleccionar equipos que ya estuviesen disponibles en el laboratorio.

Tabla 4.4: Características eléctricas del convertidor de frecuencia de Siemens

POTENCIA = 2.2 kW				
ENTRADA			SALIDA	
U_N	Trifásica	380...480 V	Trifásica	$0...U_{ENTRADA}$
I_N		7.5 A		5.9 A
f		47...63 Hz		0...650 Hz



Figura 4.9: Convertidor de frecuencia de Siemens utilizado y placa de características del mismo.

En los ensayos realizados con este equipo se han utilizado tres modos de control distintos:

- *Escalar:*

Este método de control se basa en mantener el flujo magnético constante. Esto implica que las variables frecuencia y tensión están acopladas. Si se modifica la frecuencia (f), el nivel de tensión (V) debe ser modificado para mantener el flujo de magnetización (ϕ_m) constante, tal como puede extraerse de las ecuaciones 4.1 y 4.2. La ecuación 4.1 determina la tensión inducida (V) en una máquina eléctrica en función de la frecuencia (f), del número de espiras (N) y del flujo de magnetización (ϕ_m).

$$V = 4,44 \cdot f \cdot N \cdot \phi_m \quad (4.1)$$

De la cuál se puede obtener el flujo:

$$\phi_m = k \frac{V}{f} \quad (4.2)$$

Este control también es conocido como tensión–frecuencia (V/f) y entrega el par máximo en cada punto de funcionamiento. La ventaja fundamental es su control en lazo abierto. No precisa de ningún sensor de velocidad. No obstante, esto impide que regule la velocidad en función del nivel de carga arrastrado (la frecuencia de salida será conocida, en cambio la velocidad de giro del motor dependerá del nivel de carga) lo que limita su uso en aplicaciones que requieran de elevada precisión en el control de la velocidad del motor. Otro inconveniente radica en el funcionamiento a frecuencias bajas; el nivel de tensión puede ser insuficiente para vencer el par resistente o incluso la propia inercia del motor. En la Figura. 4.10 se ilustra la curva de tensión en función de la frecuencia en este tipo de control, observándose que no existe ningún tipo de regulación dependiente del nivel de carga.

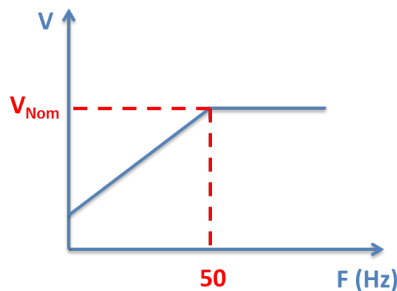


Figura 4.10: Gráfico V/f de un control escalar.

- *Escalar + compensación de deslizamiento (Escalar + Slip):*

El control escalar con compensación de deslizamiento es muy similar al control escalar. En la Figura. 4.11 se puede ver la representación V/f de dicho control. La diferencia reside en que, al detectarse un aumento de corriente, indicador que se está solicitando mayor par, en lugar de trabajar en el punto 1 se pasa a trabajar en el punto 2 para compensar la pérdida de velocidad debido al aumento de carga. La corriente la suministra el propio convertidor de frecuencia por lo que es conocida por el control del mismo.

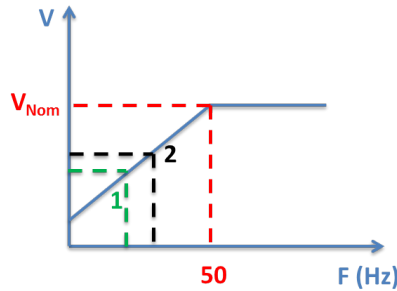


Figura 4.11: Gráfico V/f de un control escalar con compensación de deslizamiento.

- *Vectorial sin sensor de velocidad:*

De los métodos de control expuestos anteriormente se concluye que en ellos las variables de control están fuertemente acopladas, lo que implica que modificaciones en una de ellas afectan a la otra y viceversa por lo que no llega a obtenerse una respuesta óptima. Con el control vectorial se consigue desacoplarlas permitiendo realizar un control independiente de par y velocidad equiparable a la sencillez con la que se regula una máquina de corriente continua mejorando la respuesta dinámica y la precisión [224–226]. Para ello, se recurre a crear una referencia circular ficticia y equivalente de la máquina consistente en dos bobinados dispuestos en cuadratura (a 90° eléctricos) que gira sincrónicamente con el campo magnético del rotor. Con ello se consiguen dos devanados desacoplados que podrán controlarse de manera independiente. En concreto la componente directa (i_d) controla el flujo y la componente de cuadratura (i_q) el par.

El cambio de sistema de referencia (Figura. 4.12) se realiza en dos pasos. En primer lugar se debe cambiar de tres ejes fijos a dos ejes fijos ($\alpha - \beta$), para ello se utiliza la transformación de Clarke [227]. El segundo cambio consiste en pasar de un sistema de referencia bifásico fijo ($\alpha - \beta$) a una giratorio ($d - q$) con la misma velocidad que el vector espacial de campo

magnético (ω) del rotor mediante la transformación de Park [228]. De este modo, se consigue que entre este vector y este sistema de referencia ($d-q$) no exista movimiento relativo y por tanto las proyecciones del vector sobre dichos ejes se mantienen constantes y solo se cambian cuando cambia el vector.

En consecuencia, el circuito de control debe ser capaz de realizar las transformaciones matemáticas pertinentes para, una vez realizadas, reconvertir el circuito bifásico ($d-q$) al sistema trifásico original (mediante las transformaciones inversas) y así controlar las señales de puerta del inversor. Esto requiere una elevada cantidad de operaciones matemáticas por muestra para permitir el control en tiempo real. No obstante, las frecuencias de muestreo empleadas en el sistema de control interno no son muy elevadas (algunos kHz) y el flujo de datos de E/S es relativamente bajo por lo que, en los actuales dispositivos, no supone una limitación.

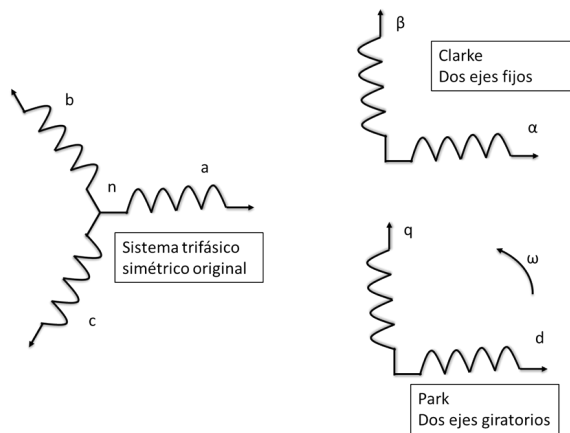


Figura 4.12: Transformación del sistema trifásico de la máquina a los sistemas bifásicos.

■ Convertidor de frecuencia de ABB.

El modelo de convertidor de frecuencia de ABB es el ACS800-01-0005-3+E200+L503 que se puede ver en la Figura. 4.13 izquierda, de potencia $P_N = 3kW$. Las principales características eléctricas, extraídas de la placa de características (Figura. 4.13 derecha) se muestran en la tabla 4.5. De nuevo la selección de este equipo de potencia superior ($P = 3kW$) a la de los motores ensayados ($P = 1,5kW$) obedece a los motivos expuestos en el caso del convertidor de frecuencia de siemens (Versatilidad, representatividad del mercado, métodos de control y limitación económica).

Tabla 4.5: Características eléctricas del convertidor de frecuencia de ABB

	ENTRADA		SALIDA	
U_N	Trifásica	380...415 V	Trifásica	$0 \dots U_{ENTRADA}$
I_N		7.9 A		8.5 A
f		48...53 Hz		0...300 Hz

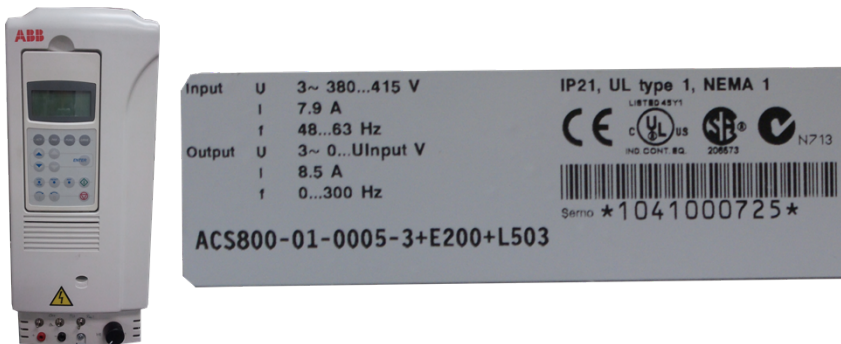


Figura 4.13: Convertidor de frecuencia de ABB utilizado y placa de características del mismo.

Por otro lado, los tipos de control utilizados en los ensayos son:

- *Escalar:*

El control escalar tiene las mismas características expuestas anteriormente con el convertidor de frecuencia de Siemens.

- *Control directo del Par o Direct Torque Control (DTC):*

El control directo de par es una variante del control vectorial [229] que tampoco precisa de sensor para conocer la velocidad de la máquina. El DTC requiere de un hardware de tratamiento de señal de elevada velocidad y potencia de cálculo en el que se incluirá un modelo matemático adaptativo de la máquina que permita adaptar su respuesta dinámica en función de los parámetros de control seleccionados [230].

Entre las principales ventajas del DTC cabe destacar:

- Respuesta del par. Se consigue la respuesta más veloz de entre todos los tipos de control.
- Control de par preciso incluso a bajas frecuencias.

- Repetitividad del par. Precisión con la que repite el accionamiento su par de salida bajo la misma referencia.
- Precisión en la velocidad. El error entre la referencia de velocidad y el valor real es el menor de entre todos los tipos de control existentes.
- Utilización de un tabla de estados en lugar del modulador que introducía ciertos retrasos en el control. Por tanto, es el más rápido en alcanzar el punto de funcionamiento objetivo ofreciendo una mejor respuesta dinámica.

4.2.1.4 Recapitulación tipos de conexión utilizados en las máquinas a ensayar

A modo de resumen, en la Figura. 4.14 se presentan los tipos de conexión (Directa a la red y a través de convertidor de frecuencia) y el nivel de tensión (300V o 400V) o tipo de control (escalar, escalar más compensación de deslizamiento, vectorial sin sensor de velocidad y control directo de par) que se han utilizado para ensayar los motores de inducción para validar las técnicas de diagnóstico desarrolladas en la presente tesis doctoral.

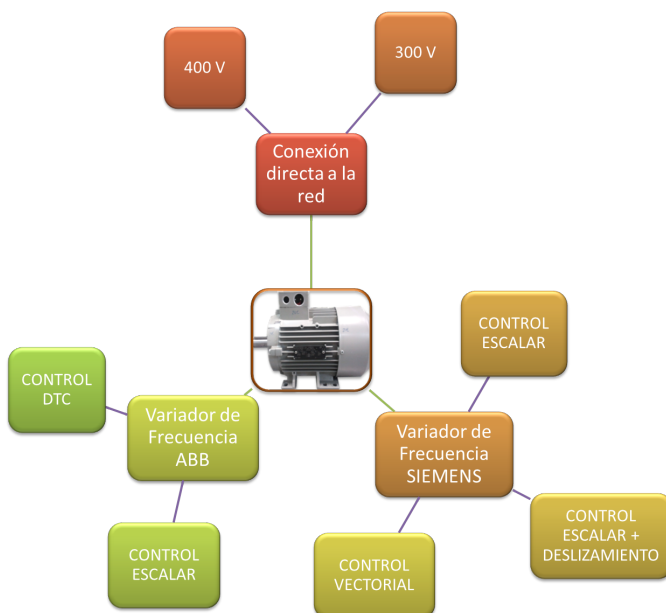


Figura 4.14: Resumen de las conexiones y controles empleadas con las máquinas a ensayar.

4.2.1.5 Motor síncrono de imanes permanentes

De entre todas las opciones disponibles para simular la carga mecánica que arrastraría la máquina eléctrica en una aplicación real (un generador, frenos eléctricos, arrastre de sistemas mecánicos, etc.) se ha seleccionado el motor síncrono de imanes permanentes (Figura. 4.15 izquierda) dada su versatilidad y las ventajas que ofrece. Entre éstas destaca que lleva acoplado un resolver que permite conocer con precisión y en tiempo real tanto la velocidad de giro de la máquina así como la posición angular del rotor no siendo necesaria la instalación de un nuevo sensor para tal fin. Además debido a sus características intrínsecas permite realizar un control de par, velocidad y posición muy preciso, lo que resulta muy útil en la realización de los ensayos. Las principales características del motor de imanes permanentes se pueden ver en la tabla 4.6 extraídas de la placa de características del mismo (Figura. 4.15 derecha).

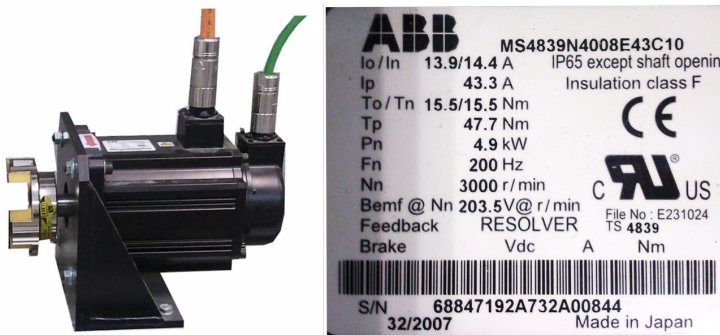


Figura 4.15: Motor de imanes permanentes utilizado y la placa de características del mismo.

Tabla 4.6: Principales características del motor de imanes permanentes

P	4.9 kW	T	15.5 Nm
I_n	14.4 A	n	3000 r.p.m.
f	50 Hz	f_{max}	200 Hz

Como se puede observar se ha seleccionado un motor de imanes permanentes de potencia superior a los motores de inducción ensayados ($P = 1,5kW$). Por una parte esto responde a la necesidad de que el servomotor ofrezca el par resistente necesario en todo el rango de pares en los que se quiera ensayar el motor de inducción. Por otro lado, el sobre-dimensionamiento responde a la necesidad de diseñar un banco de pruebas flexible que se pueda adaptar a otras máquinas eléctricas que se deseen ensayar en el futuro y que podrían ser de mayor potencia. En los ensayos realizados en la tesis, como medida de protección (debido a la potencia superior) el par resistente ofrecido por esta máquina se ha limitado al par nominal de los motores ensayados.

4.2.1.6 Convertidor de frecuencia de ABB ACSM1 (Servodriver)

El convertidor de frecuencia de la marca ABB modelo ACSM1–04AS–024A–4+L516 (Figura. 4.16 izquierda) es el equipo que controla el motor síncrono de imanes permanentes utilizado para simular la carga mecánica del sistema. Este equipo viene dotado con el módulo FEN 21 (Figura. 4.16 derecha) que es donde se conecta el resolver acoplado al motor. De esta señal, el convertidor de frecuencia obtiene la información referente a la velocidad y posición de la máquina necesarias para tomar las acciones de control pertinentes. A su vez, esta tarjeta posee una salida que permite emular una señal de encoder (a partir de la información recibida por el resolver) de resolución programable. Con esta señal se utiliza para determinar la posición angular y velocidad necesaria para aplicar las técnicas de diagnóstico desarrolladas. A su vez, este convertidor de frecuencia permite los siguientes modos de control:

- *Control de par*

El modo control de par se utiliza para que la máquina ofrezca el nivel de par deseado independientemente de la velocidad de giro pudiéndose emular cualquier tipo de carga que pueda existir en una aplicación real.

- *Control de velocidad*

Con el modo control de velocidad se establece con precisión la velocidad a la que gira la máquina, independientemente del par de arrastre, siempre que se encuentre dentro de sus límites de trabajo. De este modo, se pueden ensayar las máquinas eléctricas en su régimen de generador.

- *Control de posición*

El modo de control de posición permite realizar desplazamientos angulares de manera muy precisa.

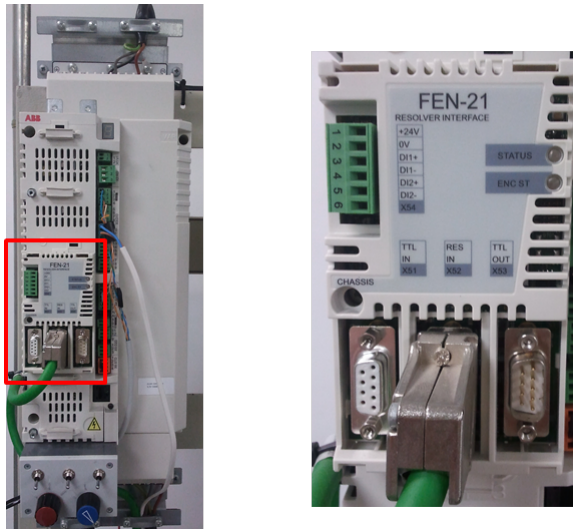


Figura 4.16: Servodriver instalado en el banco de ensayos y ampliación de la tarjeta emuladora de encoder FEN–21.

En la Figura. 4.17 se muestran las configuraciones utilizadas en el control del motor de imanes permanentes para realizar los ensayos. En ésta se observa como con el método control de par se ha utilizado para simular cargas de tipo constante, pulsante y también rampas de carga. Por otro lado, en modo control de velocidad se ha utilizado a velocidad constante para ensayar los motores de inducción operando en régimen generador.

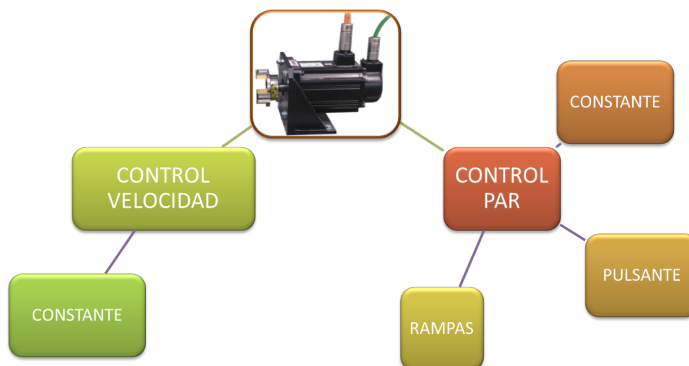


Figura 4.17: Controles del servomotor utilizados.

4.2.2 Subsistema de control

El banco de ensayos se ha dotado de un sistema de control automatizado (compuesto por los equipos que se pueden ver en la Figura. 4.18) mediante el cual se alcanzan los siguientes objetivos.

- Repetitividad: El mismo ensayo con, exactamente, las condiciones de funcionamiento se puede repetir tantas veces se desee con la misma máquina.
- Reproducibilidad: Se pueden reproducir las condiciones de funcionamiento de los ensayos con distintas máquinas, es decir, se puede realizar un mismo ensayo con distintas máquinas para poder comparar los resultados.
- Autonomía: El sistema es capaz de realizar la batería de ensayos programada sin la intervención de personal, mas que en la sustitución de la máquina ensayada.
- Seguridad: Se han instalado las medidas de seguridad oportunas para que el sistema de control detenga el sistema en el caso de problemas evitando averías en los equipos y previniendo accidentes laborales.
- Salud: Libra al personal de realizar tareas tediosas y repetitivas. A su vez, previene que el personal este expuesto a los excesivos niveles de ruido que genera el sistema en funcionamiento. Permite realizar los ensayos cuando el laboratorio está desocupado interfiriendo lo mínimo posible en la salud de las personas que trabajan en él.

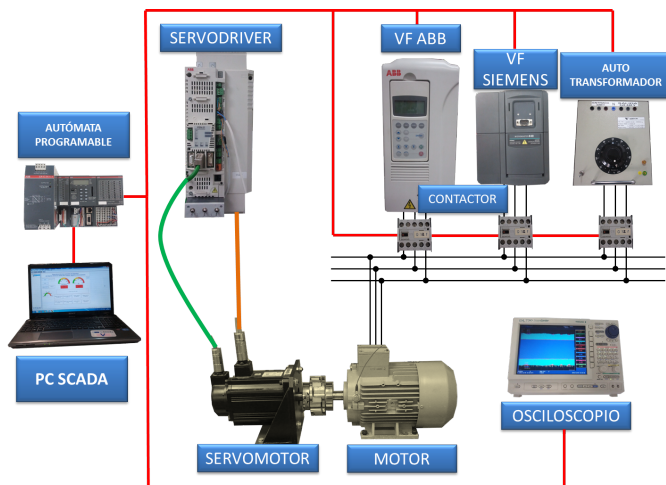


Figura 4.18: Componentes de la automatización del sistema.

4.2.2.1 Autómata programable

Como elemento de mando, se ha optado por instalar una autómata programables debido a que es el sistema de control más extendido en el entorno industrial. Esto se debe a sus características de robustez, fiabilidad e inmunidad a entornos industriales hostiles. El autómata programable seleccionado es de tipo modular de la marca ABB modelo PM583ETH (Figura. 4.19). Su carácter modular permite añadir tarjetas adicionales cuando sean necesarias dotando de flexibilidad a la instalación y permitiendo su rápida adaptación a modificaciones futuras. Las tarjetas pueden ser de entradas/salidas de tipo digital o analógico, módulos de comunicación e inclusive tarjetas con funciones especiales como PWM, entradas de tipo encoder, etc. En el sistema instalado se han utilizado las tarjetas:

- DA501: Es una tarjeta de extensión de entradas y/o salidas. Los canales son configurables. De este modo con el mismo módulo se dispone de entradas y salidas de tipo tanto digital así como analógico.
- DC541-CM. Es una tarjeta de 8 canales configurables pudiendo seleccionar si actúan como entradas o bien como salidas, ambas de tipo digital.

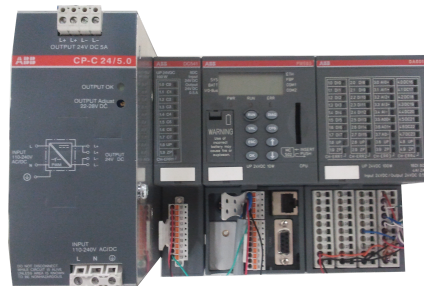


Figura 4.19: Autómata programable y módulos adicionales del sistema de automatización.

El autómata programable es el elemento clave de todo el sistema. Es el encargado de controlar el accionamiento de todos los periféricos, es decir, controla los convertidores de frecuencia, el auto-transformador, los contactores de potencia y el osciloscopio. Las funciones que controla en cada elemento son las siguientes:

- Convertidores de frecuencia para la conexión de la máquina a ensayar. Indica cuando se deben poner en marcha y parar, la frecuencia de referencia así como el sentido de giro.
- Convertidor de frecuencia para el control del motor de imanes permanentes que actúa como carga. Establece su puesta en marcha así como el par ofrecido, la velocidad de giro o el desplazamiento radial que debe realizar.

- Auto–transformador. Controla su conexión y desconexión gobernando la alimentación al motor directa a la red.
- Contactores de potencia. El autómatas programable controla su conexión y desconexión para permitir que algún convertidor de frecuencia alimente a la máquina a ensayar. Éstos, se utilizan, además, como una medida de seguridad adicional evitando que la máquina pueda estar alimentada por dos convertidores de frecuencia de manera simultánea.
- Osciloscopio. Le indica cuando debe empezar a registrar y almacenar las señales.

4.2.2.2 Ordenador

El ordenador se utiliza para albergar el software de programación del autómatas programable (Control Builder Plus) y la aplicación de tipo Supervisión, Control y Adquisición de Datos o Supervisory Control And Data Acquisition (SCADA) diseñada en el mismo. Por ello, el ordenador a empleado (cuyas características se muestran en la tabla 4.7) cumple con los requisitos mínimos que el fabricante de este software indica (tabla 4.8). Aprovechando que el software permite albergar la aplicación SCADA se han desarrollado las ventanas que se pueden observar en los apéndices de la tesis para el control del banco de ensayos implementado.

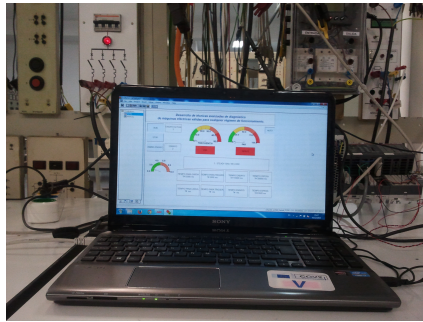


Figura 4.20: Ordenador utilizado en el banco de ensayos con la aplicación SCADA.

Tabla 4.7: Principales características del ordenador utilizado

Procesador	Intel Core (TM) i7–3632QM 2.20 GHz
Memoria RAM	8 GB
Capacidad disco duro	700 GB
Sistema Operativo	Windows 7 Enterprise. Service Pack 1 64 bits.

Tabla 4.8: Requisitos mínimos para instalación Control Builder Plus

Procesador	Pentium
Memoria RAM	256 MB
Capacidad disco duro	200 MB
Capacidad memoria temporal	120 MB
Sistemas Operativos Compatibles	Windows 7 Enterprise. 32/64 bits. Windows XP. 32/64 bits

4.2.2.3 Contactores

Los contactores de potencia utilizados se pueden ver en la Figura. 4.21. Se encargan de conectar el motor a alguno de los sistemas de potencia instalados (convertidor de frecuencia o al auto-transformador) cuando el autómata programable lo indique. Actúan también como medida de seguridad. Con su uso se evita que el motor pueda conectarse a dos equipos de manera simultánea con el consiguiente riesgo que ello supondría. Se ha seleccionado el modelo 3TF2001–0BB4 de la marca Siemens cuyas principales características se pueden ver en la tabla 4.9



Figura 4.21: Contactor de potencia.

Tabla 4.9: Características de los contactores de potencia

Potencia	3kW
Tensión máxima (VAC)	600V
Corriente máxima	16A
Tensión contacto auxiliar (VDC)	12V

4.2.3 Subsistema medición y adquisición de datos

Quizá la parte más importante de todo el banco de pruebas es el instrumental que permite la adquisición de las señales con los que validar las técnicas desarrolladas. El sistema diseñado es el que se puede ver en la Figura. 4.22.

Aunque los métodos de diagnóstico se basan en el análisis de la corriente estática del motor, en los ensayos realizados se adquieren las siguientes señales con el fin de que puedan ser utilizables en futuras líneas de investigación y colaboraciones con otros grupos investigadores:

- Medida de las tres tensiones en bornes del motor.
- Medida de las tres corrientes del motor.
- Medida de una corriente de línea del servomotor. Indicado para conocer el par resistente ofrecido pues es proporcional a la corriente consumida.
- Medida de las vibraciones del motor mediante dos sensores decalados 90° geométricos.
- Adquisición de los pulsos producidos por la emulación de encoder procedentes de la tarjeta FEN-21.

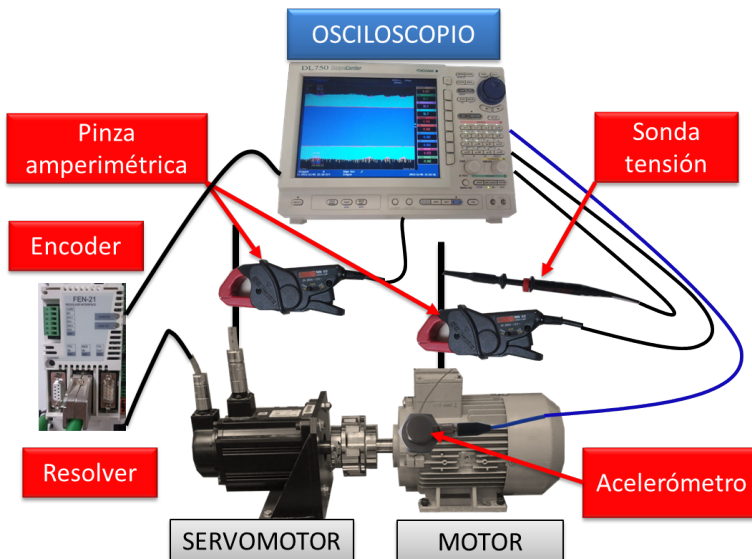


Figura 4.22: Componentes del sistema de adquisición de datos.

Para realizar estas medidas se han utilizado los equipos que se describen en los siguientes apartados.

4.2.3.1 Osciloscopio.

El osciloscopio utilizado para la medida de señales se corresponde con el modelo DL750 de la marca Yokogawa que se puede ver en la Figura. 4.23.



Figura 4.23: Osciloscopio utilizado para la toma de medidas.

Es un osciloscopio portátil de altas prestaciones, entre las que destacan:

- Capacidad de captura de hasta 16 canales. Estos 16 canales están compuestos por tarjetas aisladas que pueden ser de los siguientes tipos:
 - Modelo 701250. Velocidad de 10MS/s con resolución de 12 bits. Aislado del resto de tarjetas.
 - Modelo 701251. Velocidad de 1MS/s con resolución de 16 bits.
 - Modelo 701255. Velocidad de 10MS/s con resolución de 12 bits.
 - Modelo 701260. Tarjeta para alto voltaje con velocidad de 100 kS/s y resolución de 16 bits.
 - Modelo 701275. Módulo para la medida de sensores de aceleración o voltaje. Tiene una velocidad de 100kHz y una resolución de 16 bits.
 - Modelo 701280. Módulo para la medida de frecuencias/velocidades a partir de los pulsos procedentes de un encoder.

Todas estas tarjetas se pueden ver en la Figura. 4.24.

- Cuenta con un elevado número de puertos por los que poder ser conectado a diferentes periféricos tales como: impresoras, teclados, disco duros externos.

- Puertos de comunicación: serie, ethernet, usb, etc.
- Puede ser configurado como servidor ftp a través del cuál extraer las señales desde cualquier punto del mundo a través de la red Internet.



Figura 4.24: Tarjetas incluidas en el osciloscopio utilizado en el banco de ensayos.

4.2.3.2 Sondas de tensión

Las sondas de tensión (Figura. 4.25), debido a los niveles de tensión que debe medir 0...400 V se utilizan de reducción x100 con el fin de proteger las tarjetas del osciloscopio. Se ha elegido el modelo H53 de la marca HAMEG y las principales características se muestran en la tabla 4.10



Figura 4.25: Sondas de tensión utilizadas.

Tabla 4.10: Características de las sondas de tension

Ratio atenuación	100 : 1
Ancho de banda	100MHz
Impedancia	100MΩ 4,5pF
Tensión máxima	1200V
Categoría medición	CATI

4.2.3.3 Pinza amperimétrica

Las pinzas amperimétricas (Figura. 4.26) se utilizan para la medida de corrientes. Su instalación es rápida y sencilla. Únicamente es necesario introducir el conductor por el interior de su ranura gracias a la parte móvil que incluyen las mismas. Las pinzas son de la marca CHAUVIN ARNOUX modelo MN 60 cuyas principales características se pueden ver en la tabla 4.11



Figura 4.26: Pinzas amperimétricas utilizadas.

Tabla 4.11: Características de las pinzas amperimétricas

Rango de corriente	de 100mA a 200A
Ancho de banda	≤ 40kHz
Categoría protección	600VCATIII – 2, IEC1010 – 1
Ratio transformación	1A/10mV
Precisión	≥ 98%

4.2.3.4 Acelerómetros

Para la medida de las vibraciones se han utilizado dos sensores de tipo acelerómetro que se pueden ver en la Figura. 4.27 y cuyas principales características se muestran en la tabla 4.12



Figura 4.27: Acelerómetro.

Tabla 4.12: Características de los acelerómetros

Sensibilidad	$10,2mV/(m/s^2) \pm 5\%$
Rango medida	$\pm 490m/s^2pk$
Rango Frec. ($\pm 5\%$)	0,5 a $10kHz$
Frec. resonante	$\geq 50kHz$
Rango Frec. ($\pm 10\%$)	0,3 a $15kHz$
Resolución	$0,0015m/s^2$
No linealidad	$\leq 1\%$
Sobrecarga	$\pm 49000m/s^2pk$
Tensión excitación	18 a $30VDC$
Constante excitación	2 a $20mA$
Impedancia	$\leq 200\Omega$
Ruido espectral ($1Hz$)	$380(\mu/sec^2)/\sqrt{Hz}$

4.3 Ensayos para la validación de las técnicas desarrolladas

Se han realizado tests que simulen cualquier condición de funcionamiento en las que pueda operar la máquina en una aplicación real. Con este objetivo se han tenido en cuenta las clases de servicio [1] según las cuáles se diseñan las máquinas para poder reproducir estas condiciones de funcionamiento en los ensayos. Se debe tener en cuenta que las clases de servicio se determinan en función del nivel térmico que alcanza la máquina. No obstante, en las técnicas de diagnóstico desarrolladas éste no es un factor determinante. Por tanto, lo que se pretende en los ensayos es reproducir los patrones de carga y velocidad para comprobar su influencia en la corriente absorbida por la máquina y así poder validar las técnicas de diagnóstico con las señales realizadas.

En total se han realizado 191 ensayos distintos por máquina (tabla 4.13), lo que hace un total de 764 ensayos distintos con las 4 máquinas ensayadas. Además, para asegurar que los resultados son consistentes, se han repetido, de forma aleatoria, un gran número de los ensayos, obteniendo al final una base de datos compuesta por más de 1000 ensayos. Éstos abarcan cualquier combinación posible de régimen de carga y frecuencia mostradas en las secciones posteriores.

Tabla 4.13: Número de ensayos realizados

RÉGIMEN	CONEXIÓN	CONTROL o TENSIÓN	Nº ENSAYOS
MOTOR	VF ABB	ESCALAR	31
		DTC	31
	VF SIEMENS	ESCALAR	31
		ESCALAR+DES	31
		VECTORIAL	31
	DOL	400 V	14
300V		14	
GENERADOR	DOL	400V	4
	VF SIEMENS	ESCALAR	4
TOTAL			191

Los ensayos son válidos para corroborar el correcto funcionamiento de las técnicas desarrolladas en la tesis. No obstante, la creación de esta extensa base de datos no se reduce única y exclusivamente a este fin, sino que persigue que sea susceptible de ser utilizada en futuros trabajos de investigación e incluso en colaboraciones con otros

grupos. Por tanto, se han almacenado, tanto las magnitudes necesarias para la aplicación de las técnicas de diagnóstico que aquí se presentan, así como otras magnitudes susceptibles de ser utilizadas con otros métodos en el futuro. En la Figura. 4.28 se muestra un esquema de las conexiones eléctricas y señales medidas (exceptuando las vibraciones). Por otro lado, en la Figura. 4.29 se muestra con mayor detalle la situación de los sensores de tipo acelerómetro para medir las vibraciones en los ensayos. De este modo, las magnitudes medidas son:

- Pulsos procedentes del encoder ². Medidos con sonda de tensión conectada al canal 1 del osciloscopio (Tarjeta 701250).
- Tensión de la fase R del motor de inducción (V_R). Medidos con sonda de tensión conectada al canal 2 del osciloscopio (Tarjeta 701250).
- Tensión de la fase S del motor de inducción (V_S). Medidos con sonda de tensión conectada al canal 3 del osciloscopio (Tarjeta 701250).
- Tensión de la fase T del motor de inducción (V_T). Medidos con sonda de tensión conectada al canal 4 del osciloscopio (Tarjeta 701250).
- Corriente de una fase del motor síncrono de imanes permanentes (i_{par}) (Proporcional al par ofrecido por el mismo)³. Medida con pinza amperimétrica conectada al canal 5 del osciloscopio (Tarjeta 701260).
- Corriente de la fase R del motor de inducción (i_R). Medida con pinza amperimétrica conectada al canal 6 del osciloscopio (Tarjeta 701260).
- Corriente de la fase S del motor de inducción (i_S). Medida con pinza amperimétrica conectada al canal 7 del osciloscopio (Tarjeta 701275).
- Corriente de la fase T del motor de inducción (i_T). Medida con pinza amperimétrica conectada al canal 9 del osciloscopio (Tarjeta 701275).
- Vibraciones (1). Medidas con sensor tipo acelerómetro conectado al canal 9 del osciloscopio (Tarjeta 701275).
- Vibraciones (a 90° de (1)). Medidas con sensor tipo acelerómetro conectado al canal 10 del osciloscopio (Tarjeta 701275).

Así pues, en los apartados posteriores se exponen las principales características de los ensayos desarrollados para la validación experimental de las técnicas de diagnóstico.

²Pulsos procedentes de la emulación de encoder de la tarjeta FEN 21 insertada en el convertidor de frecuencia que controla el motor síncrono de imanes permanentes. Esta tarjeta, a partir de la información procedente del resolver instalado en el motor síncrono crea una señal que emula los pulsos de un encoder con resolución programable que se ha ajustado a 720 pulsos por revolución en los ensayos realizados.

³Aunque no es una medida exacta y precisa del par si se puede utilizar de modo orientativo para distinguir entre diferentes niveles de carga

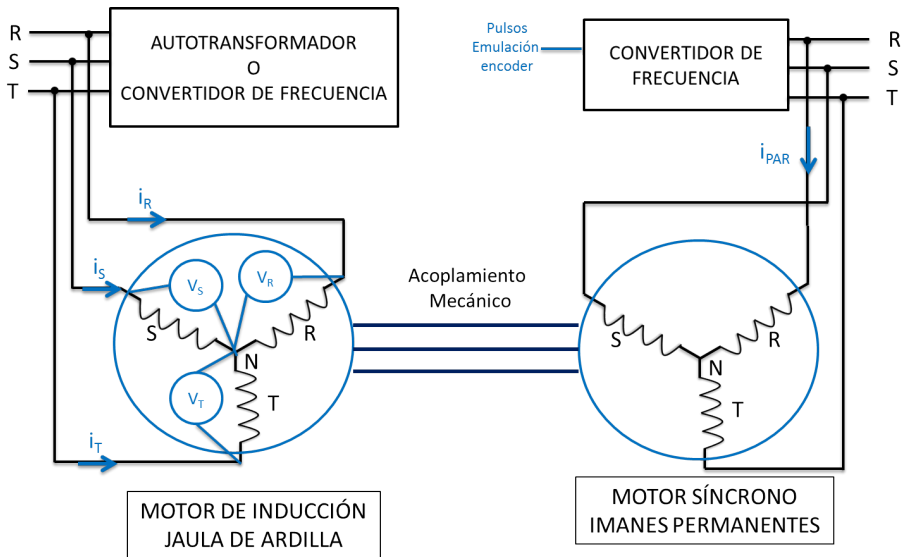


Figura 4.28: Esquema conexiones eléctricas de los elementos del banco de ensayos y señales medidas.

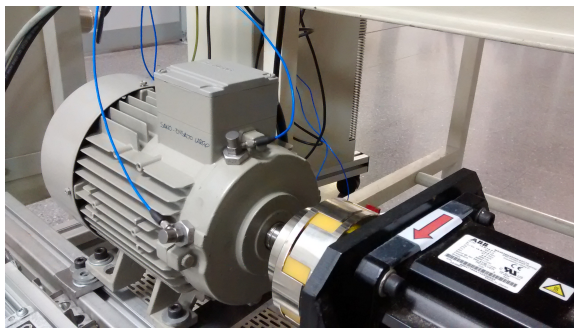


Figura 4.29: Disposición de los sensores tipo acelerómetro para adquirir las vibraciones del motor de inducción durante los ensayos.

4.3.1 Ensayos con conexión a través del convertidor de frecuencia.

Tal como se expone en la descripción del banco de ensayos, éste consta de dos convertidores de frecuencia de distinta marca y con diferentes métodos de control (tabla 4.13) con los que se han realizado los tests que se pueden ver en las Tablas 4.14 y 4.15.

Tabla 4.14: Combinaciones Régimen frecuencia - Régimen de carga

FRECUENCIA CONSTANTE		RÉGIMEN CARGA		
1	50Hz	CONSTANTE	0 %	
2			50 %	
3			100 %	
4		RAMPAS	25 - 100 % t=10s	
5			25 - 75 % t=10s	
6			25 - 50 % t=10s	
7		PULSANTE	25 - 100 % f=3Hz	
8			25 - 100 % f=3Hz	
9	25Hz	CONSTANTE	0 %	
10			35 %	
11			70 %	
12		RAMPAS	25 - 70 % t=10s	
13			25 - 50 % t=10s	
14			25 - 35 % t=10s	
15		PULSANTE	25 - 70 % f=3Hz	
16			25 - 70 % f=3Hz	

Tabla 4.15: Combinaciones rampas de frecuencia - Régimen de carga

RAMPAS FRECUENCIA		RÉGIMEN CARGA	
1			0 %
2		CONSTANTE	50 %
3			100 %
4	40-50Hz t=10s		RAMPAS
5			25 - 75 % t=10s
6		PULSANTE	25 - 100 % f=3Hz
7			25 - 100 % f=3Hz
8			0 %
9	45-50Hz t=10s	CONSTANTE	50 %
10			10 %
11			CONSTANTE
12		35 %	
13	20-25Hz t=10s	70 %	
14		PULSANTE	25 - 70 % f=3Hz
15			25 - 70 % f=3Hz

4.3.2 Ensayos con conexión a través del auto-transformador

Por otro lado, la máquina también puede ser ensayada conectada directamente a la red (DOL) y a diferentes niveles de tensión. Para ello se ha utilizado un auto-transformador para realizar los tests descritos en las Tablas 4.16 y 4.17.

Tabla 4.16: Tests realizados a través del auto-transformador (400V)

NUM TEST	TENSIÓN	RÉGIMEN	CARGA		
			RÉGIMEN	NIVEL	
1	400V	ESTACIONARIO	CONSTANTE	0 %	
2				50 %	
3				100 %	
4			PULSANTE	25–100 % f=3Hz	
5				25–100 % f=10Hz	
6			RAMPAS	100-25 % t=10s	
7				75-25 % t=10s	
8				50-25 % t=10s	
9			ARRANQUE	CONSTANTE	0 %
10					50 %
11					100 %
12				PULSANTE	25–100 % f=3Hz
13					25–100 % f=10Hz
14				RAMPAS	100-25 % t=10s

Tabla 4.17: Tests realizados a través del auto-transformador (300V)

NUM TEST	TENSIÓN	RÉGIMEN	CARGA		
			RÉGIMEN	NIVEL	
1	300V	ESTACIONARIO	CONSTANTE	0 %	
2				50 %	
3				70 %	
4			PULSANTE	25–70 % f=3Hz	
5				25–70 % f=10Hz	
6			RAMPAS	70-25 % t=10s	
7				50-25 % t=10s	
8				35-25 % t=10s	
9			ARRANQUE	CONSTANTE	0 %
10					50 %
11					70 %
12				PULSANTE	25–70 % f=3Hz
13					25–70 % f=10Hz
14				RAMPAS	70-25 % t=10s

4.3.3 Ensayos como generador.

Por último, también se han realizado ensayos con la máquina funcionando en régimen de generador. Estos se han realizado con la máquina conectada directamente a la red y con la máquina conectada a través del convertidor de frecuencia de Siemens con control escalar. Así pues, los test realizados se exponen en la Tabla 4.18. Cabe destacar que en los ensayos con la máquina conectada a la red, la energía que se genera se inyecta directamente a la red de potencia. En el caso de los ensayos realizados con el convertidor de frecuencia, la energía se disipa en forma de energía térmica en una resistencia (cuyas principales características se muestran en la tabla 4.19) conectada al bus de continua del convertidor.

Tabla 4.18: Tests realizados en modo generador

NUM TEST	CONEXIÓN	FRECUENCIA	VELOCIDAD
1	DOL	50 Hz	3000 r.p.m
2	DOL	50 Hz	3050 r.p.m
3	DOL	50 Hz	3100 r.p.m
4	DOL	50 Hz	3150 r.p.m
5	VF SIEMENS	40 Hz	2400 r.p.m
6	VF SIEMENS	40 Hz	2450 r.p.m
7	VF SIEMENS	40 Hz	2500 r.p.m
8	VF SIEMENS	40 Hz	2550 r.p.m

Tabla 4.19: Características de la resistencia utilizada para la disipación de energía

Tipo	<i>CBR – V660DHT415</i>
Peso	<i>5,4kg</i>
Potencia	<i>1130W</i>
Tensión	<i>600V</i>

4.4 Gestión de la base de datos.

Una parte importante de la tesis ha consistido en la gestión de la abundante información producida. Para ello se ha creado una base de datos ubicada en un servidor accesible desde cualquier punto del mundo a través de la red. Con ello, el código que implementa las técnicas de diagnóstico desarrolladas se pueden ejecutar desde cualquier ordenador que tenga acceso a la red utilizando las señales almacenadas en la base de datos creada.

Por otro lado se ha desarrollado una aplicación que mediante unos sencillos pasos permite seleccionar el ensayo a utilizar. Por ello se ha desarrollado una nomenclatura para el almacenamiento de las señales en inglés que facilite la comprensión y el acceso a los mismos por grupos de investigación de ámbito internacional en colaboraciones. De este modo los ficheros almacenados en la base de datos de las máquinas operando en modo motor tienen la siguiente nomenclatura:

T1234567

Donde:

1. Se refiere al tipo de falta que tiene el motor pudiendo ser:
 - H (Healthy): Sano.
 - B (Broken Bar): Rotor con barra rota.
 - E (Eccentricity): Excentricidad.
 - R (Bearing): Fallo en el cojinete.
2. Conexión:
 - D (DOL): Directamente a la red a través de auto-transformador.
 - A (VF ABB): Conectado a través del variador de frecuencia de ABB.
 - S(VF Siemens): Conexión a través del convertidor de frecuencia de Siemens.
3. Tipo de control o nivel de tensión.
 1. 400 V.
 2. 300 V.
 5. DTC.

6. Escalar.
 7. Escalar+Slip gain.
 8. Vectorial sensorless.
4. Régimen de frecuencia.
 1. Arranque.
 2. Constante.
 3. Rampas de frecuencia.
5. Nivel de frecuencia.
 1. 25Hz.
 2. 50Hz.
 3. 20 - 25 Hz (Rampa $t = 10s$).
 4. 40 - 50 Hz (Rampa $t = 10s$).
 5. 45 - 50 Hz (Rampa $t = 10s$).
6. Tipo de carga.
 1. Constante.
 2. Pulsante.
 3. Rampas de carga.
7. Nivel de carga.
 1. 0 %.
 2. 7 %.
 3. 14 %.
 4. 35 %.
 5. 50 %.
 6. 70 %.

7. 100 %.
8. 4–14 % (carga pulsante $f=3\text{Hz}$).
9. 4–14 % (carga pulsante $f=10\text{Hz}$).
10. 25–70 % (carga pulsante $f=3\text{Hz}$).
11. 25–70 % (carga pulsante $f=10\text{Hz}$).
12. 25–100 % (carga pulsante $f=3\text{Hz}$).
13. 25–100 % (carga pulsante $f=10\text{Hz}$).
14. 4–14 % (rampa de carga $t=10\text{s}$).
15. 25–35 % (rampa de carga $t=10\text{s}$).
16. 25–50 % (rampa de carga $t=10\text{s}$).
17. 25–70 % (rampa de carga $t=10\text{s}$).
18. 25–75 % (rampa de carga $t=10\text{s}$).
19. 25–100 % (rampa de carga $t=10\text{s}$).
20. 50–100 % (rampa de carga $t=10\text{s}$).

En cambio, para las ensayos correspondientes a la máquina trabajando en modo generador la nomenclatura es la siguiente:

TG123

Donde:

1. Tipo de falta que tiene el motor:
 - H (Healthy): Sano.
 - B (Broken Bar): Rotor con barra rota.
 - E (Eccentricity): Excentricidad.
 - R (Bearing): Fallo en el cojinete.
2. Tipo de conexión.
 - D (DOL): Directamente a la red a través de auto-transformador.

- A (VSD ABB): Conectado a través del variador de frecuencia de ABB.

3. Régimen de velocidad

1. 2400rpm.
2. 2450rpm.
3. 2500rpm.
4. 2550rpm.
5. 3000rpm.
6. 3050rpm.
7. 3100rpm.
8. 3150rpm.

4.5 Conclusiones

Con el banco de pruebas automatizado se han realizado más de 1000 ensayos. Éstos se han realizado en todos los regímenes de funcionamiento posibles de la máquina (estacionario, transitorio y como generador), con distintos tipos y niveles de carga (constante, pulsante y rampas), a diferentes niveles de tensión y utilizando diferentes niveles y tipos de frecuencia de referencia (constante, rampas) cubriendo todas las necesidades y situaciones a las que se pueda enfrentar la máquina en el ámbito industrial.

Un elevado número de ensayos se han repetido para evitar errores en la medida y para demostrar la capacidad que tiene el banco para reproducir las condiciones de un test en cualquier momento. En estos más de 1000 ensayos además de adquirir la señales necesarias para los procedimientos de diagnóstico desarrollados en la tesis se han adquirido otras magnitudes que pueden ser válidas en el futuro. Por tanto, se puede concluir que se ha diseñado un banco de ensayos de extremada versatilidad con el que se ha producido una extensa base de datos útil en futuras líneas de investigación y en colaboraciones con otros centros.

Capítulo 5

Análisis del orden de armónico

En este capítulo se presenta la primera técnica de diagnóstico realizada en la presente tesis. Se le a dado el nombre de Análisis del orden de armónico o Harmonic Order Tracking Analysis (HOTA). Es apta para cualquier condición de funcionamiento en la que pueda trabajar la máquina eléctrica rotativa consiguiéndose una técnica de diagnóstico universal desligada de los límites impuestos por las técnicas en MCSA (sólo válidas para el régimen estacionario) y TMCSA (especialmente diseñadas para el régimen transitorio). Obtiene como resultado siempre el mismo tipo de diagrama facilitando el análisis de los resultados y en el que se remarca la presencia o ausencia de faltas. Además condensa la información en pocos puntos facilitando las tareas de almacenamiento y transmisión de datos en sistemas remotos.

5.1 Introducción

De la revisión bibliográfica expuesta en el capítulo 3 se observa que existe una barrera en el diagnóstico de máquinas eléctricas entre el régimen estacionario y el régimen transitorio [231–233]. Las técnicas desarrolladas para diagnosticar máquinas trabajando en el régimen estacionario no son válidas en el transitorio. A su vez, las técnicas desarrolladas para el régimen transitorio no tiene sentido aplicarlas al régimen estacionario pues precisan de mayor potencia de cálculo y no suponen una mejora de los resultados. Además de esta barrera, cada tipo de falta tiene un comportamiento diferente y cada técnica de diagnóstico obtiene una representación gráfica de los resultados distinta. Todo ello implica que existe un gran obstáculo a la hora de implementar las técnicas de diagnóstico en el ámbito industrial. Los encargados de mantenimiento deberían tener una formación altamente especializada en este ámbito que les permitie-

se interpretar los resultados de cada técnica de diagnóstico, conocer distintos patrones y realizar los cálculos oportunos para conocer el comportamiento de las componentes armónicas de falta en función de las condiciones de funcionamiento de la máquina.

Por otro lado a lo largo de la literatura científica se han determinado los umbrales de amplitud de las componentes armónicas de falta con respecto a la amplitud de la componente fundamental a partir de las cuales se puede determinar la presencia de falta en la máquina. No obstante, el método más fiable consiste en observar el estado de la máquina a lo largo del tiempo [234, 235], es decir, en su monitorización con el fin de detectar cambios repentinos en las mismas. Este método requiere una elevada capacidad de memoria con el fin de almacenar los resultados de los distintos análisis realizados y elaborar un registro histórico del estado de la máquina.

El método propuesto en este capítulo (HOTA) trata de proponer una solución a estos problemas. En primer lugar pretende romper con la barrera existente entre los regímenes de funcionamiento de la máquina, ofreciendo un diagnóstico válido para ambos. En segundo lugar obtiene el mismo patrón independientemente del tipo de falta. Presenta los resultados en un diagrama único en el que se remarca la presencia o ausencia de falta, condensa la información en unos pocos puntos y facilita la comprensión de los resultados por parte del personal encargado de mantenimiento.

En el presente capítulo se procede a la demostración teórica (sección 5.2) tanto en régimen permanente (punto 5.2.3) como en régimen transitorio (punto 5.2.4) para cada tipo de falta. Posteriormente se procede a la validación experimental (sección 5.3) mediante los pertinentes ensayos de laboratorio realizados y que se han expuesto en el capítulo 4.

5.2 Demostración teórica

La técnica que aquí se presenta se basa en el análisis de la corriente estatórica de la máquina. En la máquina, aun siendo alimentada por una tensión senoidal pura, en su interior se crea una capa de corriente que no es senoidal pura debido a su configuración no ideal y el número limitado de bobinas alojadas en las ranuras del estator. Esto provoca que la corriente estatórica esté compuesta por la componente fundamental más una serie de componentes armónicas de frecuencias ($f_{estator}$) dadas por [236, 237]:

$$\begin{aligned} f_{estator} &= [(6k - 1) - 6ks]f_1 & k = 1, 2, 3 \dots \\ f_{estator} &= [(6k + 1) - 6ks]f_1 & k = 1, 2, 3 \dots \end{aligned} \quad (5.1)$$

Del mismo modo, las corrientes circulantes por el rotor, modifican la capa de corriente de la máquina induciendo una serie de componentes armónicas en la corriente estatórica. Este fenómeno se ha estudiado en profundidad en [74], donde se realiza una

circuito equivalente de la máquina y se definen las frecuencias de estas componentes (f_{barras}) dependientes del deslizamiento (s), del número de pares de polos de la máquina (p), del número de ranuras del rotor (N_r) y de la frecuencia de alimentación (f_1):

$$f_{barras} = \left[q \frac{N_r}{p} (1 - s) \pm 1 \right] f_1 \quad q = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (5.2)$$

Las técnicas de diagnóstico basadas en el análisis de la corriente estatórica se fundamentan en que la aparición de una falta en la máquina inducirá o amplificará una serie de componentes armónicas en la corriente estatórica de frecuencias determinadas por el tipo de falta. Así, por ejemplo, en [74, 78] se establece que las frecuencias (f_{bb}) de las componentes armónicas debidas a la falta de asimetría rotórica estarán determinadas por la siguiente ecuación:

$$f_{bb} = \left[\left(\frac{\eta}{p} \mp \nu \right) (1 - s) \pm 1 \right] f_1 \quad \eta = 1, 2, \dots \quad (5.3)$$

Siendo s el deslizamiento, p el número de pares de polos, f_1 la frecuencia de alimentación y ν el rango de inductancia mutua de armónicos espaciales entre rotor y estator. No obstante, si solo se consideran los armónicos de falta que aparecen alrededor de la componente fundamental, esta ecuación puede simplificarse [47, 76, 77, 79, 80, 112, 237–243]:

$$f_{bb} = f_1 \cdot (1 + 2ks) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.4)$$

En el caso de excentricidad mixta, diversos trabajos establecen las frecuencias (f_{ecc}) de las componentes armónicas que se inducen en la corriente estatórica y que dependen de la frecuencia de rotación mecánica del rotor (f_r) [76, 86–88, 241–243]:

$$f_{ecc} = f_1 + kf_r \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.5)$$

Por otro lado, en [76, 85, 97, 241–243] se definen las frecuencias características de los armónicos que se inducen si existe algún fallo en alguna de las pistas del cojinete (pista exterior ($f_{pista_{exterior}}$) o pista interior ($f_{pista_{interior}}$)) o en las bolas del mismo (f_{bolas}):

$$f_{pista_{exterior}} = \left(\frac{N_b}{2} \right) \cdot f_r \cdot \left[1 - \frac{D_d \cos \beta}{D_c} \right], \quad (5.6)$$

$$f_{pista_{interior}} = \left(\frac{N_b}{2}\right) \cdot f_r \cdot \left[1 + \frac{D_d \cos \beta}{D_c}\right], \quad (5.7)$$

$$f_{bolas} = \frac{D_c f_r}{2D_b} \cdot \left[1 - \left(\frac{D_b \cos \beta}{D_c}\right)^2\right] \quad (5.8)$$

Donde N_b es el número de bolas, D_b es el diámetro de las mismas, D_c es el diámetro medio del cojinete y β es el ángulo de contacto.

Las ecuaciones 5.6 y 5.7 se pueden utilizar para calcular las componentes armónicas en caso de fallo en alguna de las pistas de los cojinetes. Sin embargo, estas ecuaciones se pueden simplificar para rodamientos entre seis y doce bolas [62,86,241]:

$$f_{pista_{exterior}} = f_1 + 0,4N_b k f_r \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.9)$$

$$f_{pista_{interior}} = f_1 + 0,6N_b k f_r \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.10)$$

Como se puede ver en todas las ecuaciones de falta, las frecuencias de las componentes armónicas inducidas dependen de la velocidad de giro de la máquina. De este modo, en el análisis espectral no existe una banda específica y constante donde aparecen las faltas sino que se requieren cálculos adicionales para conocer su situación en función de las condiciones de funcionamiento de la máquina. HOTA se basa en realizar un cambio de sistema de referencia de modo que, en el análisis espectral, las componentes de falta queden siempre a la misma distancia con respecto a la componente fundamental. Este cambio de sistema de referencia está basado en representar el espectro en función del parámetro adimensional k (orden de armónico) que aparece en todas las ecuaciones de falta. De este modo, el encargado del diagnóstico debe consultar siempre la misma posición específica para determinar la existencia o ausencia de fallo.

A modo introductorio se presentan gráficamente los distintos sistemas de referencia que habitualmente se utilizan en el estudio de las máquinas eléctricas rotativas (Figura. 5.1):

- Sistema de referencia referido al estator ($\alpha\beta$): se obtiene mediante la transformada de Clarke [227]. Convierte la máquina de un sistema trifásico equilibrado a un sistema bifásico en cuadratura (90° eléctricos) asociado al estator y que permanece estático a lo largo del tiempo.
- Sistema de referencia vinculado al rotor (DQ): se obtiene mediante la transformada de park [228] y transforma del sistema bifásico estático ($\alpha\beta$) a un sistema

de referencia bifásico que es solidario al rotor y gira con él a lo largo del tiempo. Tiene un ángulo variable con respecto al sistema de referencia estático. Dicho ángulo varía a la misma velocidad eléctrica (ω_e) en que lo hace el rotor $\omega_e = p \cdot \omega_r$. Donde p es el número de pares de polos y ω_r es la velocidad mecánica a la que gira el rotor.

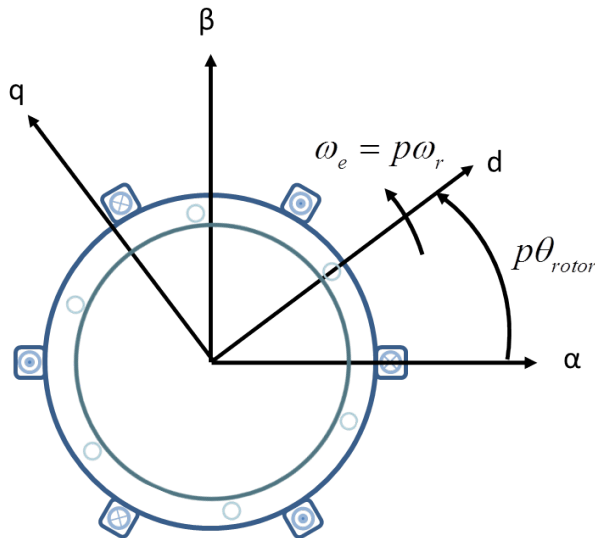


Figura 5.1: Sistemas de referencia de la máquina eléctrica rotativa.

Teniendo en cuenta esto, en la Figura. 5.2 izquierda se ha utilizado el sistema de referencia estático para representar el diagrama fasorial de corrientes utilizando el sistema de referencia estático. En él se puede ver el fasor de corriente que está compuesto (teniendo en cuenta que se desprecian las componentes armónicas espaciales de la corriente estática) por la componente fundamental más unas componentes de fallo que giran alrededor de ésta. La velocidad de giro de estas componentes de fallo depende de la velocidad a la que gire el rotor. Al realizar el cambio de sistema de referencia a coordenadas rotóricas (Figura. 5.2 derecha) se observa que la componente fundamental gira siempre con respecto a este sistema a la velocidad $s\omega_1$, a partir de la cual se puede calcular la velocidad de giro del motor. Con esto se puede realizar una traslación en el eje de abscisas (en el análisis espectral), de tal modo que la componente fundamental queda en el origen de coordenadas y las componentes debidas a falta fijas en una posición conocida y que corresponde a sus ordenes de armónico k , con $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, etc.$ que aparece en las ecuaciones de falta. En los siguientes apartados se procede a su explicación teórica con mayor detalle y se concreta para las componentes debidas al fallo por rotura de barras en el rotor y a la excentricidad mixta.

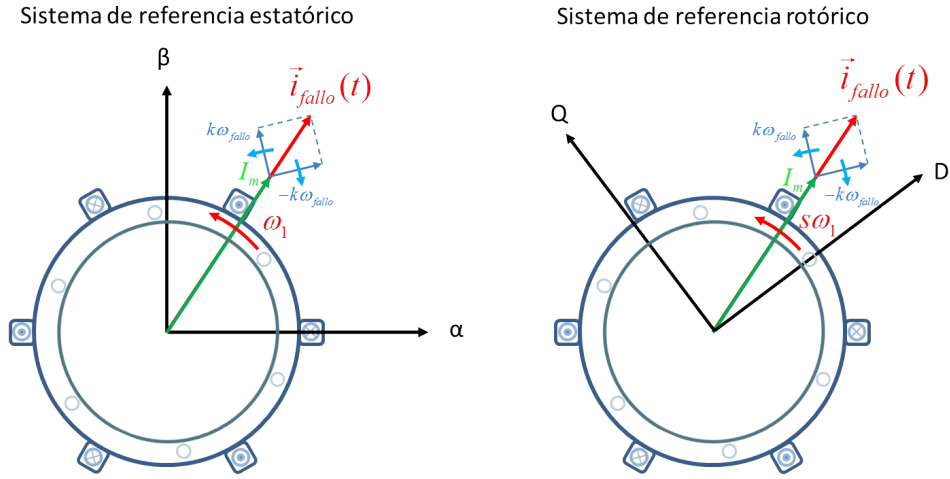


Figura 5.2: Diagrama fasorial componentes corriente máquina.

Retomando la demostración teórica que sustenta el método HOTA, de la literatura científica y gracias a Fourier se conoce que cualquier señal periódica (X_p) puede expresarse como una suma de ondas sinusoidales de la forma [244]:

$$X_p(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)) \quad (5.11)$$

De este modo, teniendo en cuenta que:

$$\begin{aligned} \cos(\omega) &= \frac{1}{2} (e^{j\omega} + e^{-j\omega}) \\ \sin(\omega) &= \frac{1}{2j} (e^{j\omega} - e^{-j\omega}) \end{aligned} \quad (5.12)$$

La ecuación 5.11 puede expresarse como:

$$\begin{aligned} X_p(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} (a_k \cos(k\omega_0 t) + b_k \sin(k\omega_0 t)) = \\ &= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} \left(\frac{1}{2} (a_k - jb_k) e^{j\omega_k} + \frac{1}{2} (a_k + jb_k) e^{-j\omega_k} \right) = \\ &= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_k e^{j\omega_k} + d_k e^{-j\omega_k}) \end{aligned} \quad (5.13)$$

lo que revela que la densidad de energía del espectro ($|S(\omega)|^2$) de toda señal real es simétrica con respecto al origen, es decir, la densidad de energía se reparte de forma equitativa entre las frecuencias positivas y las frecuencias negativas (Figura. 5.3 izquierda) resultando una frecuencia media nula (no teniendo significado físico). No obstante, tal como indica [5] en numerosas ocasiones es conveniente trabajar con una señal compleja que de algún modo se corresponda con la señal real original pues con ella la densidad de energía en las frecuencias negativas se anula mientras que la densidad de energía en las frecuencias positivas duplica su valor obteniéndose un espectro con mayor significado físico (Figura. 5.3 derecha).

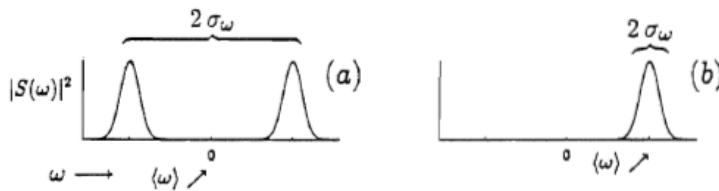


Figura 5.3: Extraída de [5]. Una señal real tiene una distribución simétrica de energía ($|S(\omega)|^2$) en frecuencia como se puede ver en (a). Por tanto, la frecuencia media ($\langle\omega\rangle$) es cero y la varianza ($2\sigma_\omega$) es aproximadamente la distancia entre los dos lóbulos tal como se muestra en (a). No obstante, estos resultados no son indicativos de la situación física. Así pues, la señal analítica se define para obtener el mismo espectro en las frecuencias positivas y cero en las frecuencias negativas como en (b). Estos resultados tienen una media en frecuencia y una varianza que reflejan mejor la situación física. La media cae en algún lugar en medio del lóbulo y el ancho de banda de frecuencias se extiende a lo largo de dicho lóbulo.

Para obtener esta señal compleja existen multitud de posibilidades: tomar la misma señal anulando las componentes de frecuencia negativa, la señal analítica, la transformada de Park, etc. Entre ellas, la que ha emergido como la canónica ha sido el uso de la señal analítica (AS) obtenida a partir de la transformada de Hilbert (Cuyas características se exponen en el punto 3.4.1.2 del capítulo estado del arte) ya que, tal como se indica en [5] permite caracterizar la señal ($AS(X_p(t))$) como una señal de la forma:

$$AS(X_p(t)) = X_p(t) + jX_{pImag}(t) = A(t)e^{j\varphi(t)} \quad (5.14)$$

donde $A(t)$ es la amplitud

$$A(t) = \sqrt{X_p(t)^2 + X_{pImag}^2(t)} \quad (5.15)$$

y $\varphi(t)$ es la fase

$$\varphi(t) = \arctan \frac{X_{pImag}(t)}{X_p(t)} \quad (5.16)$$

lo que ha permitido introducir nuevos conceptos como la frecuencia instantánea que ha sido recientemente utilizada en el diagnóstico de máquinas eléctricas [61, 195, 196]. No obstante, estos conceptos nada tienen que ver en lo que se propone en HOTA. En el método propuesto se plantea realizar una traslación en el eje de frecuencias de modo que las frecuencias de falta aparezcan en su orden de armónico k correspondiente. La propiedad de la señal analítica que se utiliza es que la señal resultante está compuesta por la parte positiva del espectro de la señal real con el doble de energía. De este modo la señal analítica ($AS(X_p(t))$) (teniendo en cuenta la ecuación 5.13) puede expresarse como:

$$AS(X_p(t)) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_k e^{j\omega_k}) \quad (5.17)$$

Cabe destacar que HOTA podría trabajar igualmente con la señal real pues únicamente traslada la señal a lo largo del eje de frecuencias de modo que queden en su orden k correspondiente. No obstante, se opta por trabajar con la señal analítica pues, como se ha visto en la Figura. 5.3, ésta tiene mayor significado físico (la frecuencia media ya no es nula y el ancho de banda de frecuencias transcurre en el rango de frecuencias positivas).

Teniendo en cuenta esto, se va a continuar con la demostración utilizando la señal que circularía por el devanado de una máquina eléctrica ideal. En ésta, para ilustrar de manera más simple y clara el método, se considera que únicamente está formada por el armónico espacial debido a la componente fundamental y por las componentes armónicas debidas a la falta. De este modo, recordando las ecuaciones que determinan las frecuencias de falta 5.4, 5.5, 5.9 y 5.10 la corriente (i_{falta}) podría expresarse según Fourier en forma compleja (ecuación 5.13) como :

$$\begin{aligned} i_{falta}(t) &= \frac{a_0}{2} + c_1 \cdot e^{j\omega_1(t)t} + d_1 \cdot e^{-j\omega_1(t)t} + \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} (c_{fallo_k} \cdot e^{j(\omega_1(t) \pm k\omega_{fallo}(t))t}) + \\ &+ \sum_{k=1}^{+\infty} (d_{fallo_k} \cdot e^{-j(\omega_1(t) \pm k\omega_{fallo}(t))t}) \end{aligned} \quad (5.18)$$

Donde a_0 es la componente continua, c_1 y d_1 son las amplitudes de la componente fundamental ω_1 . Del mismo modo c_{fallo_k} y d_{fallo_k} son las amplitudes de las componentes de fallo ($k\omega_{fallo}$) y la frecuencias de fallo (f_{fallo}) en función del tipo de falta se puede expresar según se muestra en la tabla 5.1.

Tabla 5.1: Frecuencias de fallo en función del tipo de falta

TIPO FALLO	f_{fallo}	
Asimetría rotórica	$2sf_1$	ecuación 5.4
Excentricidad mixta	f_r	ecuación 5.5
Cojinete pista exterior	$0,4N_b f_r$	ecuación 5.9
Cojinete pista interior	$0,6N_b f_r$	ecuación 5.10

El siguiente paso consiste en obtener la señal analítica que, como se se define [5] consiste en anular las componentes de frecuencia negativa. En este caso se considera que ($\omega_1 \pm k\omega_{fallo} \geq 0$). En caso contrario, al igual que en MCSA aparecen unas componentes positivas debido a la simetría de la señal (Figura. 5.4) y cuyo efecto no puede ser eliminado utilizando la señal analítica (Figura. 5.5). No obstante estas componentes pueden no considerarse en la detección de faltas, pues existen el suficiente número de componentes en la parte positiva para poder diagnosticar la falta. Ciertamente muchos trabajos se han centrado en la localización de los ordenes de armónico de falta correspondientes a $k = \pm 1$ para realizar el diagnóstico de la máquina [33, 43, 47, 60, 141, 178, 245]. Sin embargo, existe una técnica que soluciona el problema de la simetría espectral consistente en utilizar la transformada de Park [2, 158, 228, 246, 247] para obtener la señal compleja. Como se puede apreciar en la Figura. 5.6 esta señal es la que cuenta con mayor significado físico. No obstante, como regla genérica para cualquier tipo de falta, en HOTA, al igual que en MCSA, solo serán válidos los índices k de fallo que cumplan $\omega_1 \pm k\omega_{fallo} \geq 0$ siempre que se emplee la señal analítica como medio para obtener la señal compleja.

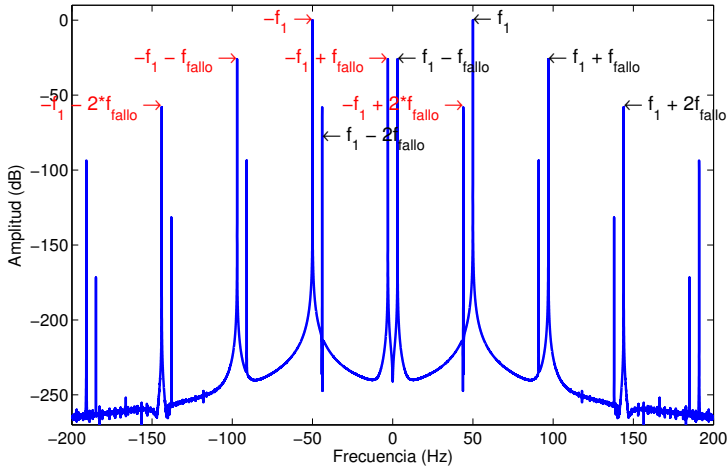


Figura 5.4: En esta figura se muestra el problema de la simetría en un señal real cuando $f_1 - kf_{fallo} < 0$. En ésta se observa que las frecuencias negativas tienen su homónima simétrica en la parte de las frecuencias positivas. A la vista de los resultados quedaría una cuestión a resolver y es si pudiese dar el caso de que dos componentes pudiesen quedar superpuestas debido a la simetría espectral. La respuesta es negativa, pues esto solo ocurriría en el caso que $f_{fallo} = f_1$ y esto no ocurre con los tipos de falta propuestos en máquinas de inducción.

En el método propuesto se ha seleccionado utilizar la señal analítica obtenida mediante la transformada de Hilbert por las siguientes razones:

- Es más económica computacionalmente. Precisa de la medida de una corriente de fase en lugar de las tres necesarias si se utiliza la transformada de Park.
- Al igual que con las técnicas MCSA sólo se computan las frecuencias positivas.
- Plegamiento espectral. La técnica propuesta tiene como fin último poder ser implementada en equipos electrónicos que tiene reducida capacidad de memoria. Por ello, es necesario utilizar frecuencias de muestreo relativamente bajas. En esta técnica, al realizar una traslación en el eje de frecuencias podría aparecer el efecto del plegamiento espectral dando lugar a errores en los resultados. De este modo, al anular las frecuencias negativas, se elimina este problema.

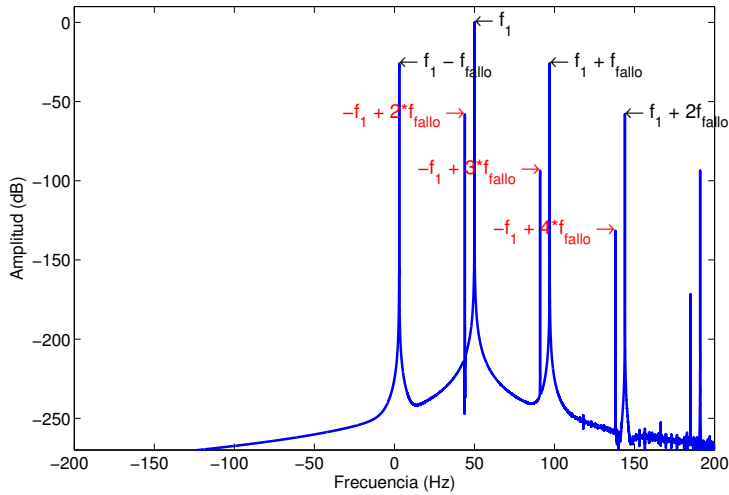


Figura 5.5: En esta figura se observa como al utilizar la señal analítica las componentes negativas del espectro de la señal quedan anuladas. No obstante, siguen apareciendo las componentes frecuenciales debidas a la simetría que aparecen en la zona de frecuencias positivas (rojo).

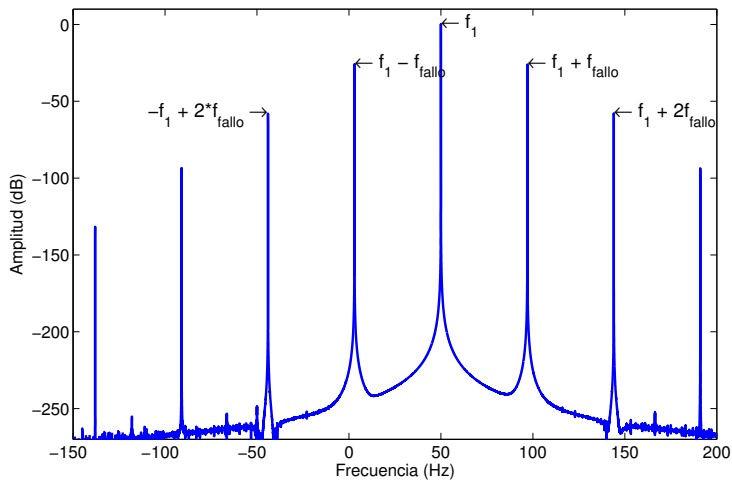


Figura 5.6: Espectro resultante si la señal compleja se obtiene mediante la transformada de Park. Se observa como desaparece la simetría con respecto al origen del espectro y las componentes positivas aparecen en la parte positiva y las negativas en la negativa sin ningún tipo de rebote debido a la simetría de la señal real.

De este modo, volviendo a la ecuación 5.18 y aplicando la condición $\omega_1 \pm k \omega_{fallo} \geq 0$, la señal analítica de la corriente de falta ($\vec{i}_{falta}(t)$) se definirá del siguiente modo:

$$\vec{i}_{falta}(t) = \frac{a_0}{2} + c_1 \cdot e^{j\omega_1(t)t} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_{fallo_k} \cdot e^{j(\omega_1(t) \pm k\omega_{fallo}(t))t}) \quad (5.19)$$

El segundo paso consiste en realizar un cambio de sistema de referencia, es decir, expresar la señal en un sistema de referencia rotórico. Para ello, en primer lugar, dicho sistema de referencia se construye según:

$$\vec{\theta}_{rot}(t) = e^{jp\theta_r(t)} \quad (5.20)$$

Donde p es el número de pares de polos de la máquina y θ_r es el ángulo mecánico del rotor que se puede obtener de diferentes maneras como pueden ser: la medida directa usando un encoder absoluto o incremental, integrando la velocidad medida a partir de un tacómetro, etc.

Una vez, obtenido el sistema de referencia rotórico, la señal analítica de la corriente de falta se obtiene en esta referencia ($\vec{i}_{falta}^r(t)$) mediante su proyección sobre el eje de abscisas del sistema de referencia rotórico:

$$\vec{i}_{falta}^r(t) = \vec{i}_{falta}(t) \cdot \vec{\theta}_{rot}^* \quad (5.21)$$

Donde $\vec{\theta}_{rot}^*$ es el complejo conjugado. Así la señal analítica, vista en coordenadas rotóricas queda del siguiente modo:

$$\vec{i}_{falta}^r(t) = \left[\frac{a_0}{2} + c_1 \cdot e^{j\omega_1(t)t} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_{fallo_k} \cdot e^{j(\omega_1(t) \pm k\omega_{fallo}(t))t}) \right] \cdot e^{-jp\theta_r(t)} \quad (5.22)$$

En este punto habría que distinguir dos situaciones:

- La máquina trabaja en condiciones de régimen estacionario: En este caso, la frecuencia de alimentación (ω_1) es constante y la frecuencia de fallo (ω_{fallo}) también lo es. Además, el sistema de referencia rotórico se puede obtener a partir de la velocidad mecánica del mismo (ω_r), pues $\theta_{rot} = \omega_r \cdot t$. Así la señal analítica de la corriente de falta ($\vec{i}_{falta}^r(t)$), vista en coordenadas rotóricas se puede expresar como:

$$\vec{i}_{falta}^r(t) = \left[\frac{a_0}{2} + c_1 \cdot e^{j\omega_1 t} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_{fallo_k} \cdot e^{j(\omega_1 \pm k\omega_{fallo})t}) \right] \cdot e^{-jp\omega_r t} \quad (5.23)$$

- La máquina trabaja en condiciones de régimen transitorio o no estacionario: En este caso, se debe recurrir a análisis del tipo tiempo–frecuencia, que permiten conocer la frecuencia en cada instante de tiempo. Con este tipo de análisis, si se analiza la señal en periodos de tiempo lo suficientemente pequeños como, por ejemplo, en la *Short Time Fourier Transform* (STFT) [5,248,249] la señal puede considerarse estacionaria. Por tanto, la señal analítica puede considerarse estacionaria y sería la misma expresada en el caso de régimen estacionario (ecuación 5.23) en la que debería tenerse en cuenta el ángulo inicial (φ_0) en cada instante de tiempo.

$$\vec{i}_{falta}(t) = \left[\frac{a_0}{2} + c_1 \cdot e^{j\omega_1 t} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_{fallo_k} \cdot e^{j(\omega_1 \pm k\omega_{fallo})t}) \right] \cdot e^{-j(p\omega_r t + \varphi_0)} \quad (5.24)$$

En este punto si se tiene en cuenta la ecuación del deslizamiento (s) en la máquina eléctrica:

$$s = \frac{\omega_1 - p\omega_r}{\omega_1} \quad (5.25)$$

Y a las ecuaciones 5.23 y 5.24 (en la que se realiza la simplificación de considerar el ángulo inicial cero, es decir, $\varphi_0 = 0$) se les aplica el cambio de variable dado por:

$$\omega_1^T = \omega_1 - p\omega_r = s\omega_1 \quad (5.26)$$

Entonces la señal analítica de la corriente de falta en el sistema de referencia rotórico, para ambos regímenes, podrá expresarse como:

$$\begin{aligned} \vec{i}_{falta}(t) &= \frac{a_0}{2} \cdot e^{-jp\omega_r t} + c_1 \cdot e^{j\omega_1^T t} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_{fallo_k} \cdot e^{j(\omega_1^T \pm k\omega_{fallo})t}) = \\ &= \frac{a_0}{2} \cdot e^{-jp\omega_r t} + c_1 \cdot e^{js\omega_1 t} + \sum_{k=1}^{+\infty} (c_{fallo_k} \cdot e^{j(s\omega_1 \pm k\omega_{fallo})t}) \end{aligned} \quad (5.27)$$

En este caso, el espectro calculado con este sistema de referencia revelará la existencia de frecuencias en las posiciones $s\omega_1$ y $s\omega_1 \pm k\omega_{fallo}$ tal como puede observarse en la Figura. 5.7.

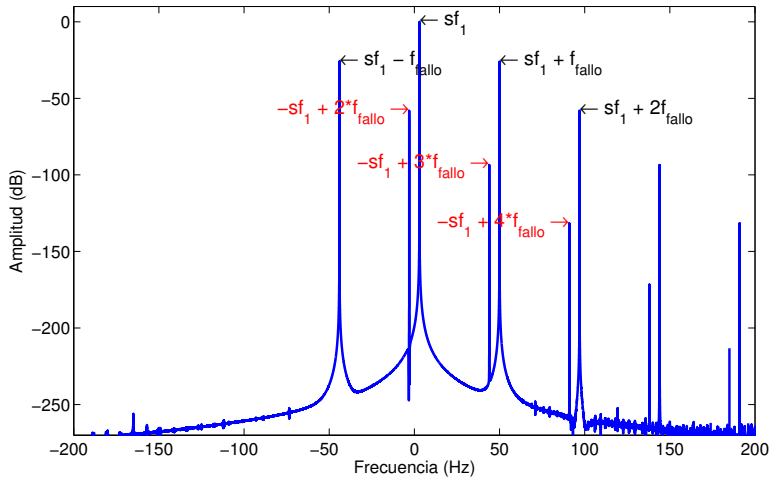


Figura 5.7: En esta figura se muestra el espectro de la señal analítica utilizada como ejemplo expresada en coordenadas de rotor.

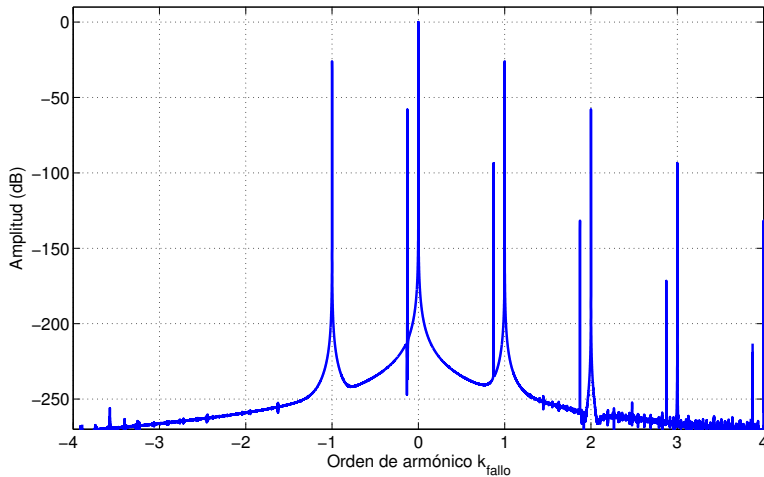


Figura 5.8: Nueva representación obtenida con el método propuesto, en el que cada falta se localiza directamente en su orden de armónico k de fallo.

Así pues, de la señal mostrada en la Figura. 5.5 se puede obtener rápidamente el valor de $\omega_1 = 2\pi f_1$ y de la señal en coordenadas rotóricas (Figura. 5.7) se obtiene $s\omega_1 = 2\pi s f_1$ con las cuáles se puede calcular cualquier frecuencia característica de

cualquier tipo de falta (tabla 5.1). De este modo, si se realiza el cambio de variable al eje de frecuencias:

$$\omega^r = \frac{\omega - \omega_1^r}{\omega_{fallo}} = \frac{\omega - s\omega_1}{\omega_{fallo}} \quad (5.28)$$

El nuevo espectro revelará las faltas en su orden de armónico k correspondiente, tal como puede verse en la Figura. 5.8.

5.2.1 Límites del método

En las siguientes secciones se ha demostrado la validez del método para las faltas de asimetría rotórica y de excentricidad mixta. En ambas se ha utilizado la señal analítica como medio para obtener la señal compleja a partir de la señal real. Ahora bien, una vez seleccionado esta, se debe establecer el rango de valores de orden de armónico k que son válidos con el método propuesto debido al problema de la simetría espectral antes propuesto. En primer lugar, debido a que la amplitud de los armónicos de falta disminuye a medida que aumenta su orden (k), en el método propuesto, se ha limitado a estudiar los ordenes de armónico comprendidos entre $k \in [-3, 3]$, teniendo en cuenta que $k = 0$ corresponderá a la componente fundamental. Por otro lado, debido a la simetría del espectro es necesario determinar que ordenes de armónico negativos $k < 0$ son válidos en función del tipo de falta. Este límite se ha establecido en que $\omega_1 + k\omega_{fallo} \geq 0$ con $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3$, etc. Así pues para las faltas estudiadas:

- Asimetría rotórica: Teniendo en cuenta que $f_{fallo} = 2sf_1$ y que las máquinas eléctricas trabajan con un deslizamiento muy bajo ($s \simeq 0$) entonces:

$$\begin{aligned} \omega_1 + k2s\omega_1 &\geq 0 && \rightarrow \\ \rightarrow \omega_1 &\geq -k2s\omega_1 && \rightarrow \\ \rightarrow k &\geq \frac{-1}{2s} \simeq -\infty && \text{pues } s \simeq 0 \end{aligned} \quad (5.29)$$

De lo que se concluye que en el caso de asimetrías rotóricas el método HOTA es válido para cualquier valor de k negativo.

- Excentricidad mixta: En este caso, teniendo en cuenta que $f_{fallo} = f_r$ siendo f_r la frecuencia mecánica a la que gira el rotor y que las máquinas eléctricas trabajan a un deslizamiento muy bajo, lo que implica que $f_r \simeq f_1/p$ entonces:

$$\begin{aligned}
 \omega_1 + k\omega_r &\geq 0 \quad \rightarrow \\
 \rightarrow \quad \omega_1 &\geq -k\omega_r \quad \rightarrow \\
 \rightarrow \quad \omega_1 &\geq -k\frac{\omega_1}{p} \quad \rightarrow \\
 \rightarrow \quad k &\geq -p
 \end{aligned} \tag{5.30}$$

De lo que se concluye que si se utiliza el método HOTA con la señal analítica para estudiar las faltas debidas a asimetría rotórica, únicamente son válidos los ordenes de armónico $k \geq -p$.

Tabla 5.2: Ordenes de armónico k válidos si se utiliza la señal analítica para realizar el método HOTA

FALTAS	
Asimetría rotórica	$k \geq -\infty$
Excentricidad mixta	$k \geq -p$

5.2.2 Justificación del uso de la señal sintética.

En los siguientes puntos se procede a realizar, de modo ilustrativo, el proceso necesario para aplicar HOTA a las faltas de asimetría rotórica y excentricidad mixta para los regímenes de funcionamiento de la máquina: estacionario y transitorio. Para ello se van a utilizar señales de corriente sintéticas que simulan la presencia de una falta en una máquina eléctrica. A lo hora de como generar la onda sintética existe dos posibilidades, por un lado existen trabajos en los que se considera que las faltas provocan una modulación en la amplitud de la señal [47,112,237–239] mientras otros autores indican que lo que se produce es una modulación en la fase [250].

No obstante, como se ha demostrado, HOTA es válido independientemente de si la falta tiene efecto en la amplitud o en la fase. Además, esto queda reflejado en la amplia batería de resultados que se exponen en la validación experimental del método (sección 5.3) De este modo, y únicamente de manera ilustrativa, en los siguientes apartados se ha procedido a la demostración teórica considerando que la falta tiene su efecto en una modulación en la amplitud. En el caso de modulación en fase, la

demostración sería análoga. Por otro lado, para ilustrar de una manera más clara el método y los resultados se ha utilizado una señal sintética en la que únicamente se han considerado los armónicos debidos a la componente fundamental y a las componentes de fallo que aparecen entorno a esta componente.

5.2.3 Régimen Estacionario

En los siguientes puntos se demuestra la aplicabilidad del método HOTA para la detección de faltas de tipo: asimetrías rotóricas y excentricidad mixta. La demostración es análoga para ellas por lo que se puede hacer extensible de manera rápida a otro tipo de faltas en donde sus componentes de frecuencia sean función de la velocidad mecánica de la máquina como, por ejemplo, faltas en los cojinetes. Al final de cada demostración se resumen los pasos realizados para aplicar HOTA acompañados de unas representaciones gráficas que ilustran el proceso.

Esta técnica, en el régimen permanente se fundamenta en el uso de la FFT, por lo que se pueden aplicar todos los avances y mejoras propuestas en esta técnica que se han expuesto en el estado del arte, como, por ejemplo, el uso de ventanas.

5.2.3.1 Asimetría rotórica

Tomando como punto de partida una máquina eléctrica ideal, en la que únicamente se considera la existencia de la componente fundamental despreciándose el resto de armónicos espaciales (sólo se estudian los armónicos debidos a falta que aparecen alrededor de la componente fundamental), la corriente que circula por los devanados del estator puede considerarse puramente sinusoidal [112, 116, 119, 221]:

$$i_{sana}(t) = I_m \cos(2\pi f_1 t) = I_m \cos(\omega_1 t) \quad (5.31)$$

En el caso de asimetrías rotóricas, provocadas por rotura de barras, aparecen una serie de componentes armónicas en la corriente estatórica asociadas a la falta. La frecuencia de dichas componentes depende de la frecuencia de alimentación (f_1) y del deslizamiento (s) según [47, 76, 77, 79, 80, 112, 237–243]:

$$f_{bb} = f_1(1 + 2ks) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.32)$$

De este modo, la corriente estatórica de una máquina con asimetría rotórica se puede caracterizar como una modulación en amplitud de la corriente de la máquina sana, con frecuencias dadas por (Ecuación 3.5) quedando:

$$i_{bb} = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)]i_{sana}(t) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.33)$$

El primer paso del método HOTA consiste en obtener la señal analítica que podría expresarse de la forma:

$$\vec{i}_{bb}(t) = A(t) \cdot e^{j\theta(t)} \quad (5.34)$$

Donde el módulo ($A(t)$) contiene las bajas frecuencias de la corriente mientras que el argumento ($\theta(t)$) contiene las altas frecuencias.

Así pues, la señal analítica de la corriente de falta se puede obtener mediante la transformada de Hilbert (tal como se expone el capítulo 3):

$$\vec{i}_{bb}(t) = i_{bb}(t) + jHT(i_{bb}(t)) \quad (5.35)$$

donde la transformada de Hilbert (HT) de la señal i_{bb} se define como [5]:

$$HT(i_{bb})(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{i_{bb}(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (5.36)$$

No obstante asumiendo que $2ks\omega_1 < \omega_1$ la transformada de Hilbert de la señal de corriente de barra rota Ecuación 5.33 se puede calcular como:

$$HT(i_{bb})(t) = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)] HT(i_{sana})(t) \quad (5.37)$$

Teniendo en cuenta la propiedad de la transformada de Hilbert

$$HT(\cos(t)) = \sin(t) \quad (5.38)$$

se obtiene

$$HT(i_{bb})(t) = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)] I_m \sin(\omega_1 t) \quad (5.39)$$

Con lo que de las expresiones 5.35 y 5.39 se obtiene un fasor giratorio (\vec{i}_{bb}) que puede expresarse según:

$$\vec{i}_{bb}(t) = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)] I_m e^{j(\omega_1 t)} \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.40)$$

con velocidad de rotación constante, impuesta por la frecuencia de alimentación ($\omega_1 = 2\pi f_1$), y módulo oscilante con una frecuencia inducida por la falta ($2ks\omega_1 t = 4ks\pi f_1 t$).

El segundo paso consiste en realizar un cambio de sistema de referencia, es decir, expresar el fasor en un sistema de referencia rotórico. Para ello, en primer lugar, dicho sistema de referencia se construye según:

$$\vec{\theta}_{rot}(t) = e^{jp\theta_{rot}(t)} \quad (5.41)$$

Donde p es el número de pares de polos de la máquina y θ_{rot} es el ángulo mecánico del rotor que, en régimen permanente, se puede obtener de diferentes maneras como pueden ser: la medida directa usando un encoder absoluto o incremental, utilizando la velocidad medida a partir de un tacómetro, etc.

Así, el fasor de corriente en coordenadas rotóricas \vec{i}_{bb}^r se puede obtener mediante la proyección de dicho fasor sobre este sistema de referencia según:

$$\vec{i}_{bb}^r(t) = \vec{i}_{bb}(t) \cdot \overline{\vec{\theta}_{rot}(t)} \quad (5.42)$$

Asumiendo régimen estacionario la Ecuación 5.41 puede expresarse como:

$$\vec{\theta}_{rot}(t) = e^{j(p\omega_r t)} \quad (5.43)$$

Por otro lado, el deslizamiento se define como:

$$s = \frac{\omega_1 - p\omega_r}{\omega_1} \quad (5.44)$$

Con ello, el fasor de corriente en coordenadas rotóricas se puede expresar del siguiente modo:

$$\vec{i}_{bb}^r(t) = [1 + \beta \cos(2k(\omega_1 - p\omega_r)t)] I_m \cdot e^{j(\omega_1 - p\omega_r)t} \quad (5.45)$$

Aplicando la transformación:

$$\omega_1^r = \omega_1 - p\omega_r \quad (5.46)$$

donde ω_1^r expresa la velocidad angular del campo, impuesto por la frecuencia de alimentación, en coordenadas rotóricas.

Y usando la identidad del coseno:

$$\cos(\theta) = \frac{e^{j\theta} + e^{-j\theta}}{2} \quad (5.47)$$

El fasor de corriente, visto en coordenadas rotóricas se puede definir como:

$$\vec{i}_{bb}^r(t) = I_m \cdot e^{j\omega_1^r t} + \frac{\beta I_m}{2} \cdot e^{j\omega_1^r(1 \pm 2k)t} \quad (5.48)$$

Donde el análisis espectral revelará las siguientes frecuencias medidas en coordenadas del rotor:

$$\omega_{bb}^r = \omega_1^r \cdot (1 + 2k) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.49)$$

con $\omega_{bb}^r = 2\pi f_{bb}^r$ y $\omega_1^r = 2\pi f_1^r$. Aplicando un cambio de escala dado por

$$\omega^k = \frac{\omega^r - \omega_1^r}{2\omega_1^r} \quad (5.50)$$

al eje de las frecuencias del espectro, se obtiene un nuevo espectro donde las componentes generadas por la falta aparecen exactamente en las posiciones dadas por los valores enteros correspondientes al orden de armónico:

$$\omega_{bb}^k = k \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.51)$$

A continuación, a modo de síntesis se exponen los pasos necesarios para aplicar HOTA. Se incluyen representaciones gráficas para mejorar la comprensión de los mismos procedentes de dos ejemplos creados con señales simuladas.

1. En primer lugar, la corriente en el estator de la máquina y la velocidad angular de la misma deben ser medidas. En este caso para realizar la demostración ambas señales se han generado de manera sintética. En la Figura. 5.9 se puede observar las corrientes estatóricas generadas de manera sintética de una máquina con barra rota y otra sana en el régimen estacionario en dos condiciones de funcionamiento distintas según los parámetros que se pueden ver en la tabla 5.3.

Tabla 5.3: Condiciones de funcionamiento de los dos ejemplos (Barra rota)

Número ejemplo	Frecuencia referencia	Velocidad máquina	Coefficiente de modulación ($\beta, k = \pm 1$)	Deslizamiento máquina
1	50Hz	2850r.p.m	1/100	0,05
2	25Hz	1455r.p.m	1/100	0,03

Aplicando la transformada rápida de Fourier se obtienen los espectros que se pueden ver en la Figura. 5.10 en los que se pueden advertir las componentes de falta en la señal sintética que incluye este tipo de falta. No obstante, para determinar si dichas componentes son debidas a la falta es necesario realizar calcular en que bandas de frecuencia deberían aparecer, para, posteriormente, corroborar su presencia en el espectro.

Tabla 5.4: Componentes de falta (Barra rota)

Ejemplo 1: $f_1 = 50Hz$ y $s = 0,05$			Ejemplo 2: $f_1 = 25Hz$ y $s = 0,03$				
$k = -1$	$45Hz$	$k = 1$	$55Hz$	$k = -1$	$23,5Hz$	$k = 1$	$26,5Hz$
$k = -2$	$40Hz$	$k = 2$	$60Hz$	$k = -2$	$22Hz$	$k = 2$	$28Hz$
$k = -3$	$35Hz$	$k = 3$	$65Hz$	$k = -3$	$20,5Hz$	$k = 3$	$29,5Hz$

- Seguidamente se construye el fasor de corriente, utilizando la transformada de Hilbert (una única corriente) o bien con la transformada de Park (tres corrientes). Los fasores de corriente se pueden ver en la Figura. 5.11. En ellos no es posible obtener información relevante para dirimir la presencia de algún tipo de falta en la máquina.

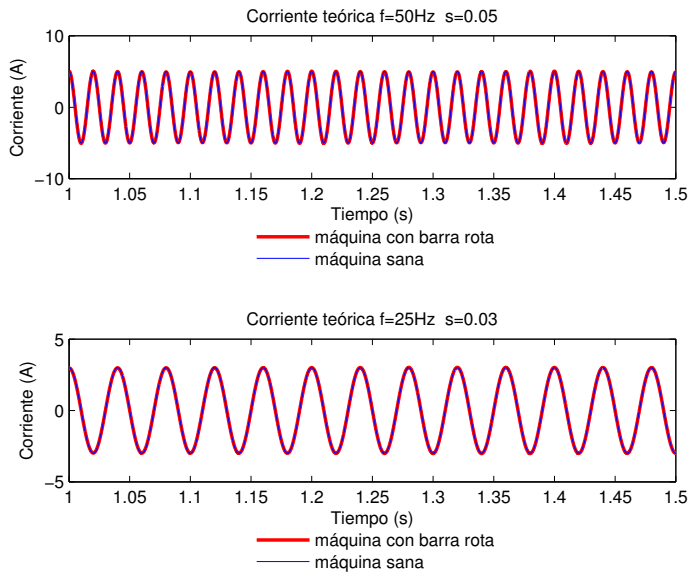


Figura 5.9: Onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo.

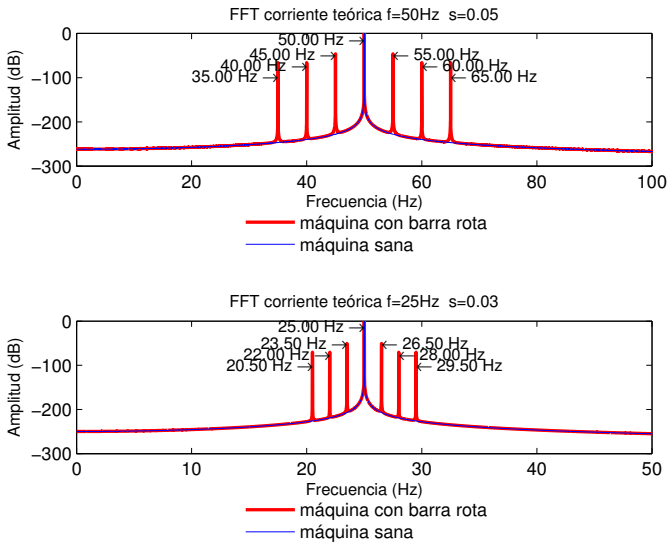


Figura 5.10: Espectro de la onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo.

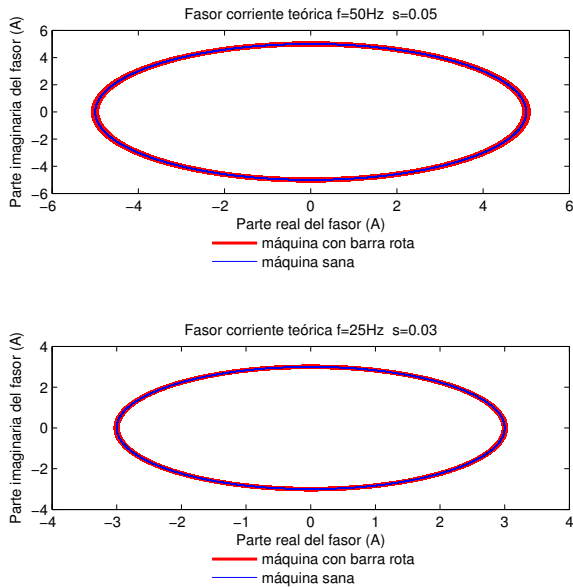


Figura 5.11: Fasor de la onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo.

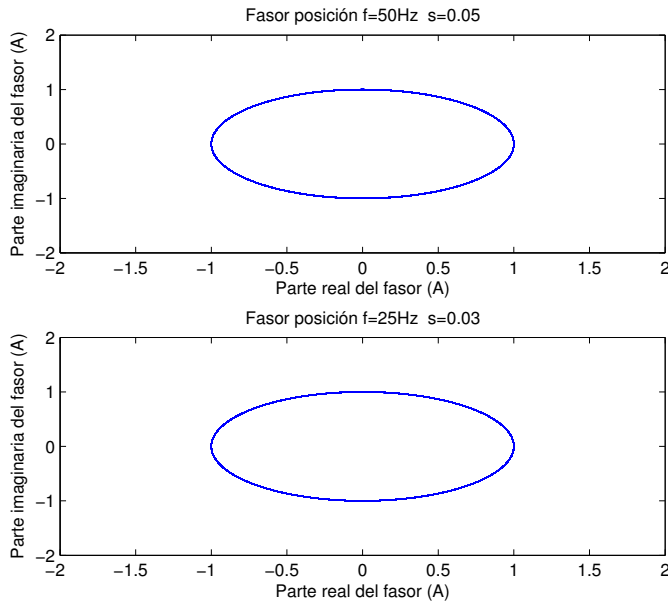


Figura 5.12: Fasor de posición del rotor.

3. Al mismo tiempo, la posición del rotor (obtenida a partir de la medida de velocidad) se utiliza para construir el sistema de referencia rotórico.
4. Seguidamente, se realiza el cambio de sistema de referencia. El fasor de corriente se expresa en función de los ejes de coordenadas rotóricas en lugar de los estáticos. Las corrientes obtenidas en este nuevo sistema de referencia se pueden ver en la Figura. 5.13.
5. A continuación se calcula el espectro de frecuencias de la corriente utilizando el nuevo sistema de referencia (Figura. 5.14). En este nuevo espectro, se puede observar que la componente fundamental aparece a una distancia del origen de coordenadas, proporcional al deslizamiento, en concreto a una distancia $s f_1$.

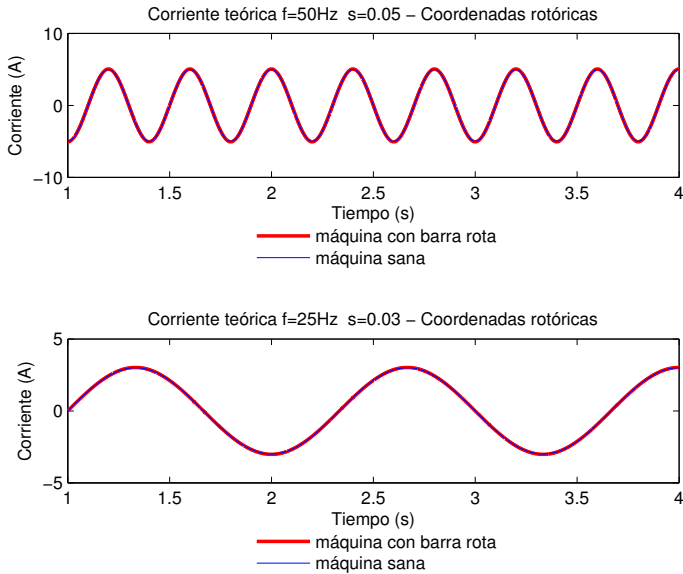


Figura 5.13: Onda sintética de corriente de una máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo expresadas en coordenadas rotóricas.

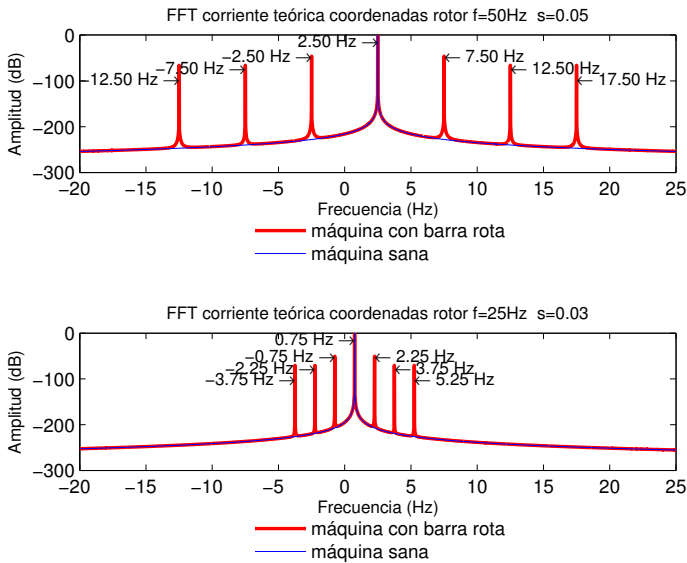


Figura 5.14: Espectro de la onda sintética de corriente de máquina con fallo de barra rota y otra sin fallo en coordenadas rotóricas.

6. El eje de frecuencias se re-escala utilizando la Ecuación 5.50 de modo que cada armónico de la máquina asociado a la falta, en este espectro, aparece, exactamente, en el índice de armónico k (Figura. 5.15).

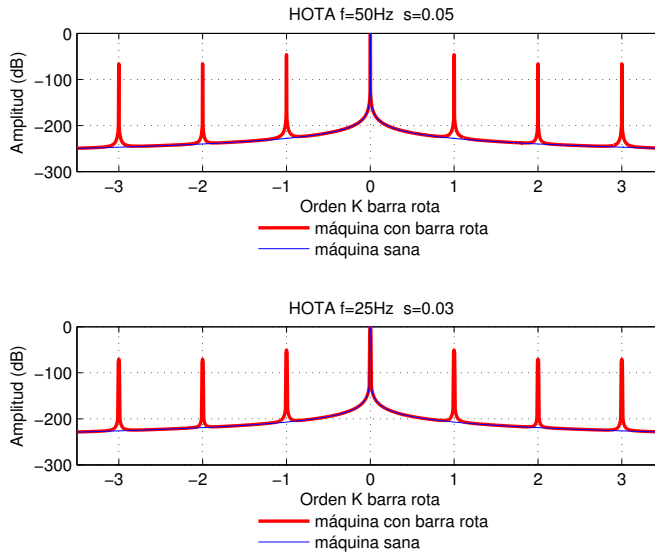


Figura 5.15: Espectro de la onda de corriente sintética en función de las órdenes de armónico para la falta de barra rota.

7. En último lugar, toda la información referente a la falta se puede condensar en, tan sólo, 15 puntos (Figura. 5.16). En éstos se almacenan las amplitudes de las componentes correspondientes a los órdenes de armónico ($k = \pm 1, \pm 2, \pm 3$). Además se almacena la componente fundamental y valores intermedios para tener una comparativa entre las componentes de falta y el ruido espectral cercano.

Como se puede ver en la Figura. 5.17, HOTA obtiene siempre el mismo tipo de diagrama para la falta de barra rota independientemente de las condiciones de funcionamiento. No es necesario realizar cálculos matemáticos para determinar las bandas de frecuencia de fallo (tabla 5.4). Mejora la interpretación de los resultados por parte de los encargados de mantenimiento y se podría utilizar en sistemas de detección automáticos. Además, es especialmente útil para llevar a cabo un registro histórico del estado de la máquina y en equipos remotos pues sólo se deben transferir 15 puntos para conocer el estado de la máquina en lugar del espectro al completo.

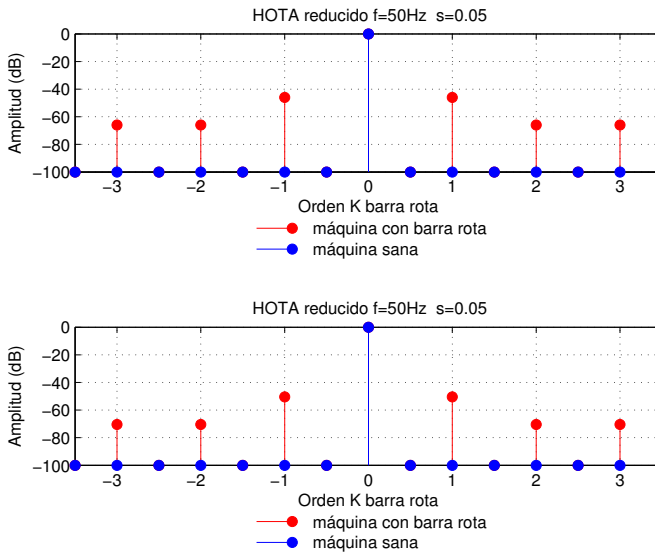


Figura 5.16: Espectro reducido de la onda corriente sintética en función de los órdenes de armónico para la falta de barra rota.

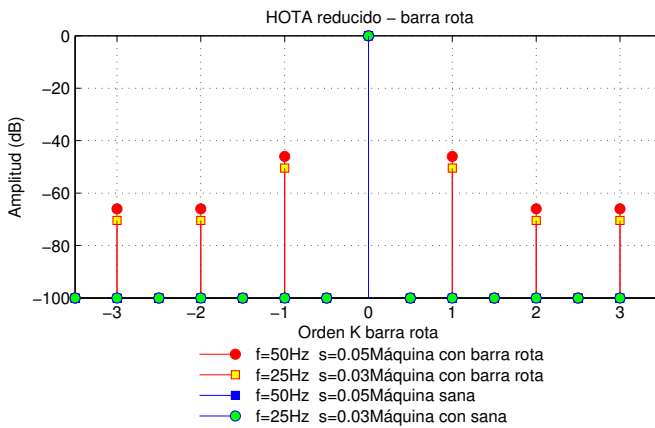


Figura 5.17: Espectro reducido de las ondas de corriente sintética en función del orden de armónico, para la falta de barra rota, de casos trabajando en diferentes condiciones de funcionamiento.

5.2.3.2 Excentricidad

La demostración del método HOTA aplicado la detección de la excentricidad mixta se realiza de manera análoga al caso de barra rota. Se parte de la corriente de una máquina sana que se expone en la Ecuación 5.31.

En el caso de excentricidad mixta, las variaciones en el espesor del entrehierro producen la deformación del campo magnético que provoca que aparezcan una serie de componentes armónicas en la corriente estática. La frecuencia de dichas componentes depende tanto de la frecuencia de alimentación (f_1) como de la velocidad mecánica (f_r) y se ha modelizado como [76, 86–88, 241–243]:

$$f_{ecc} = f_1 + kf_r \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.52)$$

Así pues, la corriente estática de una máquina con este tipo de falta se puede expresar como una modulación en amplitud de la corriente de la máquina sana, con las frecuencias dadas por la Ecuación 3.9 quedando:

$$i_{ecc} = [1 + \beta \cos(2\pi kf_r t)] i_{sana}(t) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.53)$$

Seguidamente se crea el fasor giratorio de corriente a partir de la transformada de Hilbert de manera análoga a como se ha expuesto en el caso de la asimetría rotórica.

$$\vec{i}_{ecc}(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] I_m e^{j(\omega_1 t)} \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.54)$$

El siguiente paso consiste en realizar el cambio de sistema de referencia. Se obtiene el fasor de corriente en coordenadas rotóricas \vec{i}_{ecc}^r mediante la proyección de dicho fasor sobre eje rotórico; definiéndose como:

$$\vec{i}_{ecc}^r(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] I_m \cdot e^{j(\omega_1 - p\omega_r)t} \quad (5.55)$$

Aplicando la transformación:

$$\omega_1^r = \omega_1 - p\omega_r \quad (5.56)$$

donde ω_1^r es la velocidad angular del campo en coordenadas rotóricas, impuesta por la frecuencia de alimentación.

Y usando la identidad del coseno, el fasor de corriente (utilizando el sistema de referencia rotórico) se puede definir como:

$$\vec{i}_{ecc}^r(t) = I_m \cdot e^{j\omega_1^r t} + \frac{\beta I_m}{2} \cdot (e^{j(\omega_1^r + k\omega_r)t} + e^{j(\omega_1^r - k\omega_r)t}) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.57)$$

No obstante, teniendo en cuenta que k toma valores tanto positivos como negativos el fasor se puede reducir a:

$$\vec{i}_{ecc}^r(t) = I_m \cdot e^{j\omega_1^r t} + \beta I_m \cdot e^{j(\omega_1^r + k\omega_r)t} \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.58)$$

Donde el análisis espectral revelará las siguientes frecuencias:

$$\omega_{ecc}^r = \omega_1^r + k\omega_r \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.59)$$

pues $\omega_{ecc}^r = 2\pi f_{ecc}^r$ y $\omega_1^r = 2\pi f_1^r$. Si se aplica el cambio de variable:

$$\omega^k = \frac{\omega^r - \omega_1^r}{\omega_r} \quad (5.60)$$

al eje de frecuencias se obtiene un nuevo espectro donde las componentes generadas por la falta aparecen exactamente en las posiciones dadas por los valores enteros correspondientes al orden de armónico característico de la falta de excentricidad mixta:

$$\omega_{ecc}^k = k \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (5.61)$$

A continuación se recuerdan los pasos seguidos para aplicar el método HOTA para detectar los armónicos de fallo correspondientes a la excentricidad mixta. Se utilizan dos ejemplos para demostrar la validez del mismo ante diferentes condiciones de funcionamiento. En ambos, se han comparado los resultados de utilizar dos ondas sintéticas: una modeliza el comportamiento de una máquina ideal sana en la que solo se tiene en cuenta la componente fundamental y la otra modeliza el comportamiento de una máquina excéntrica que incluye las componentes debidas a la falta de excentricidad mixta (según Ecuación 5.53). Las características de estas señales se pueden ver en la tabla 5.5.

Teniendo en cuenta que se trata de una máquina bipolar, las componentes de falta debidas a excentricidad mixta deben aparecer en las bandas mostradas en la tabla 5.6. Además, teniendo en cuenta los límites expuestos en el punto 5.2.1, con HOTA, y al igual que ocurre con las técnicas de MCSA, al utilizar la señal analítica, únicamente serían válidos los ordenes de armónico $k \geq -p$, es decir, $k \geq -1$.

Tabla 5.5: Condiciones de funcionamiento de los dos ejemplos (Excentricidad)

Número ejemplo	Frecuencia referencia	Velocidad máquina	Coefficiente de modulación (β , $k = \pm 1$)	Deslizamiento máquina
1	50Hz	2850r.p.m	1/100	0.05
2	25Hz	1455r.p.m	1/100	0.03

Tabla 5.6: Componentes de falta (Excentricidad)

Orden de armónico	Ejemplo 1: $f_1 = 50Hz$ y $s = 0,05$	Ejemplo 2: $f_1 = 25Hz$ y $s = 0,03$
$k = -1$	2,5Hz	0,75Hz
$k = 1$	97,5Hz	49,25Hz
$k = 2$	145Hz	73,5Hz
$k = 3$	192,5Hz	97,75Hz

1. Medición de la corriente estática. En la Figura. 5.18 se ilustran las señales sintéticas utilizadas en ambos ejemplos.

Se aplica la transformada rápida de Fourier y se obtienen los espectros que se pueden ver en la Figura. 5.19. Se puede advertir que aparecen las diferentes componentes armónicas de fallo. No obstante, para determinar si dichas componentes se corresponden con la falta, es necesario realizar cálculos matemáticos, para determinar, teóricamente, en que bandas de frecuencia deben aparecer las componentes armónicas y luego comprobar si existen en el espectro que, como puede verse en la tabla 5.6, si se corresponden.

2. Obtención del sistema de referencia rotórico.
3. Construcción del fasor de corriente. (Figura. 5.20).

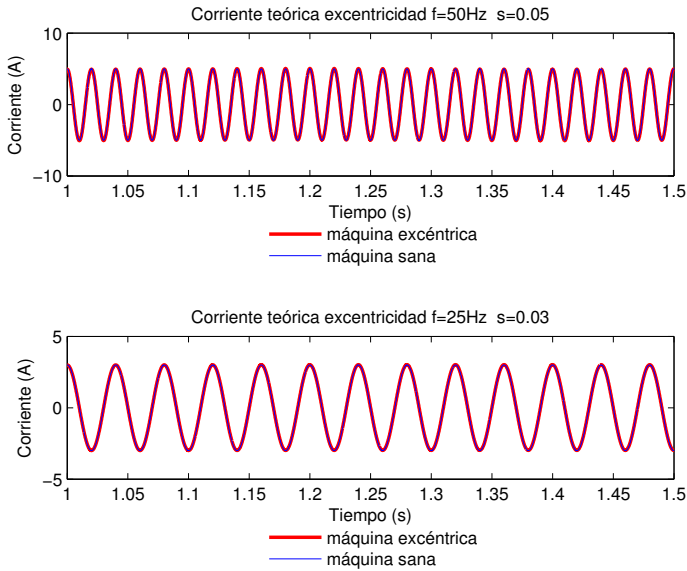


Figura 5.18: Onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo.

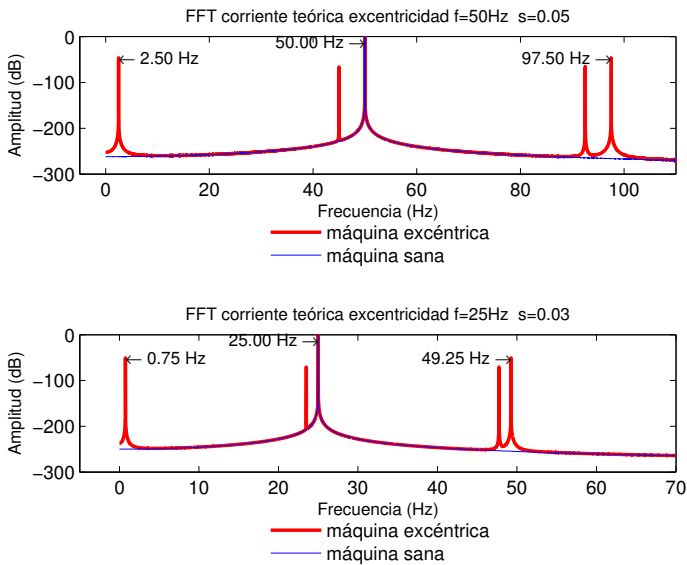


Figura 5.19: Espectro de la onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo.

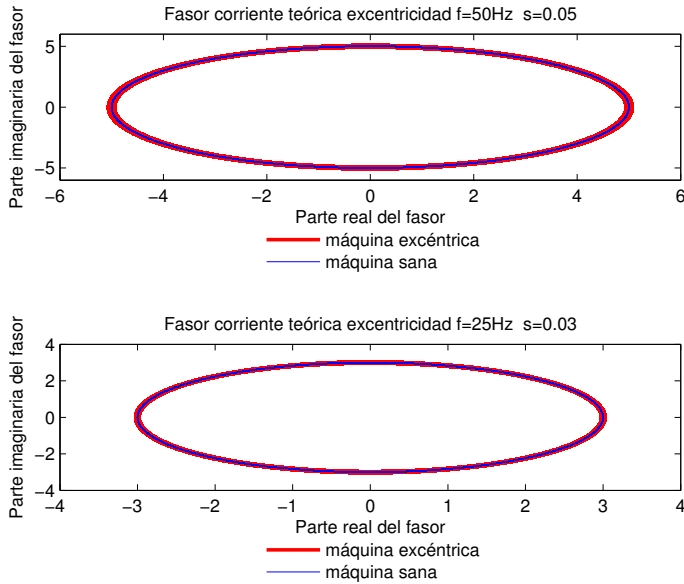


Figura 5.20: Fasor de la onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo.

4. Realizar el cambio de sistema de referencia para expresar la corriente en coordenadas rotóricas. En la Figura. 5.21 se muestra la corriente en este sistema de referencia.
5. Cálculo del espectro de la corriente expresado en este nuevo sistema de referencia (Figura. 5.22).
6. El eje de frecuencias se re-escala utilizando la Ecuación 5.60 de modo que cada armónico de la máquina asociado a la falta aparece, exactamente, en el índice de armónico k (Figura. 5.23).
7. Reducción del espectro para almacenar únicamente las amplitudes de las componentes correspondientes al orden entero k de la falta (Figura. 5.24) incluyéndose valores intermedios, para tener una comparativa con el nivel de ruido espectral cercano.

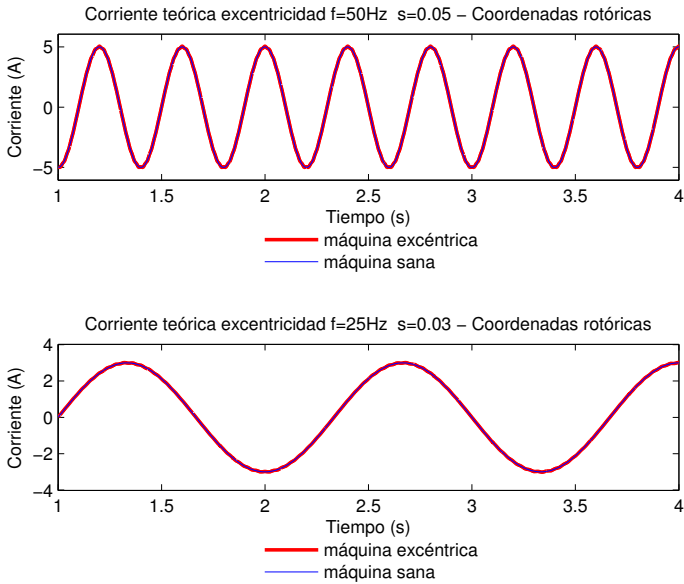


Figura 5.21: Onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo expresadas en coordenadas rotóricas.

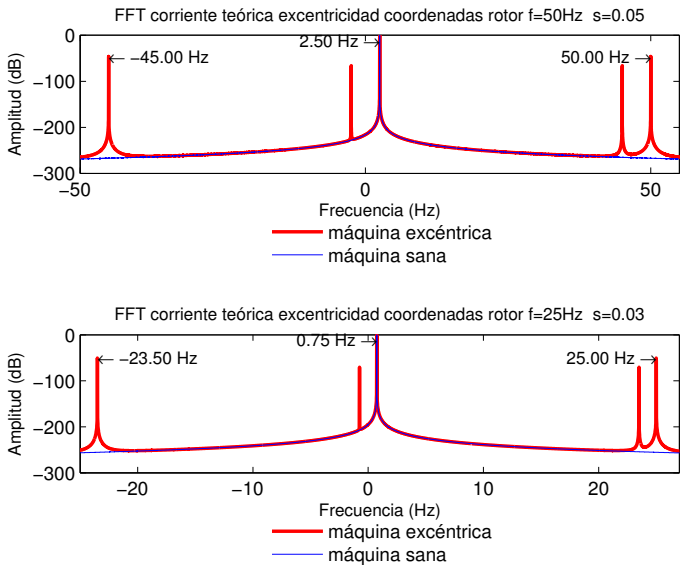


Figura 5.22: Espectro de la onda de corriente sintética para máquina con fallo de excentricidad mixta y otra sin fallo expresada en coordenadas rotóricas.

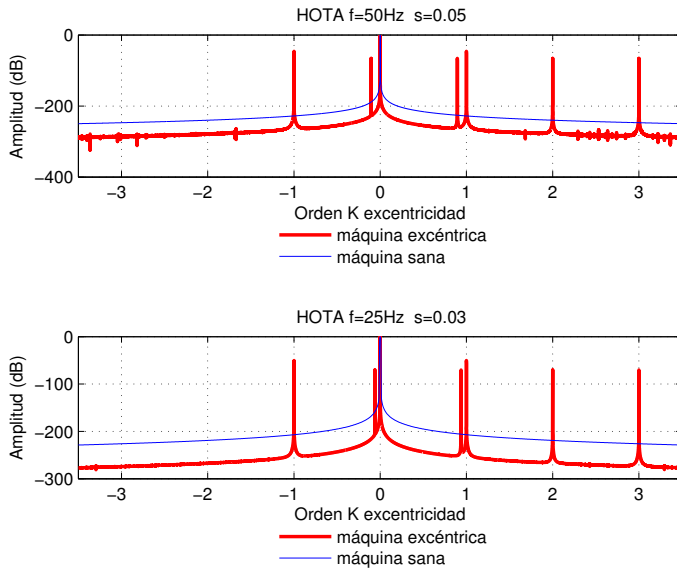


Figura 5.23: Espectro de la onda sintética de corriente en función de las órdenes de armónico para la falta de excentricidad mixta.

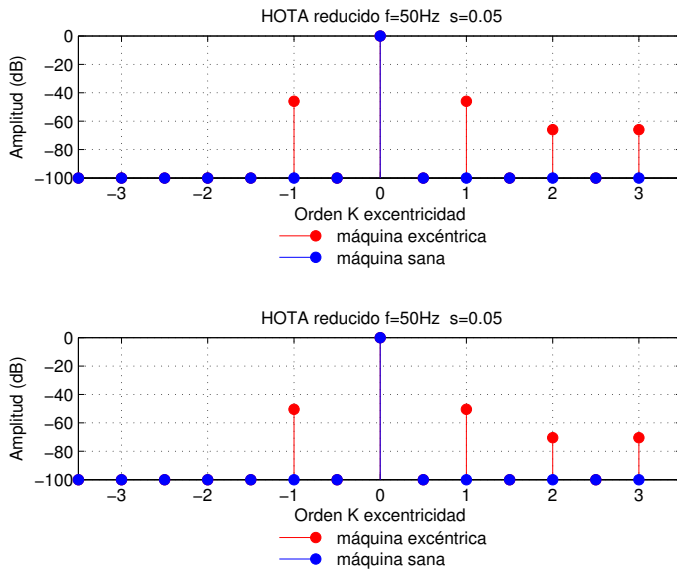


Figura 5.24: Espectro reducido de la onda de corriente sintética en función de los órdenes de armónico para la falta de excentricidad mixta.

Finalmente, se puede concluir que se obtiene siempre el mismo tipo de gráfico independientemente de la máquina, de la velocidad de la misma y del grado de carga tal como demuestra la Figura. 5.25.

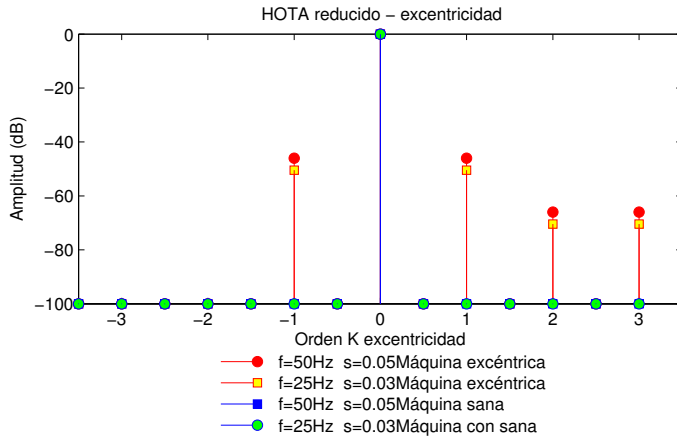


Figura 5.25: Espectro reducido de la onda de corriente sintética en función del orden de armónico, para la falta de excentricidad mixta, de casos trabajando a distintos regímenes de funcionamiento.

5.2.4 Régimen Transitorio

Como se ha expuesto en el capítulo dedicado a la revisión bibliográfica (capítulo 3) el uso de la transformada de Fourier está limitado al régimen estacionario [119,160]. Variaciones en la frecuencia de alimentación, las oscilaciones en la carga, en el par electromagnético producidas por la falta de barra rota, desequilibrios, o defectos en la transmisión pueden difuminar el espectro [161] y ocultar las componentes de falta [149].

Esto se debe, a que según esta teoría, la corriente circulante por un motor ($i_r(t)$) puede expresarse en el dominio frecuencia como suma de una serie de funciones trigonométricas [64] de la forma:

$$i_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (c_n e^{j2\pi n t}) \quad (5.62)$$

No obstante, como las funciones trigonométricas $e^{j2\pi n t}$ no se encuentran localizadas en el tiempo (pues $|e^{j2\pi n t}| = 1$ para cualquier valor de n y t [64]) la transformada de Fourier de una señal no estacionaria no puede recoger la evolución de frecuencias a lo largo del tiempo. De este modo, la energía del espectro se reparte entre toda la banda de frecuencias por la que atraviesa la señal, resultando un espectro difuso como el que se puede ver en la Figura. 5.26

Es por ello, que en este régimen se han venido utilizando distribuciones tiempo–frecuencia y otros tipos de transformadas matemáticas que permitan discernir la evolución de las diferentes componentes frecuenciales a lo largo del tiempo. Entre estos métodos destacan: la transformada discreta de wavelet (DWT) [3, 41, 42], la transformada continua de wavelet (CWT) [33, 43, 44], la distribución de Wigner Ville (WVD) [51, 167–169], la transformada Hilbert Huang (HHT) [55, 57, 88], la técnica de la Frecuencia Instantánea (IF) [60], la polinomial [170], la transformada de Gabor [64, 171, 185], la transformada fractional Fourier [63], etc.

En este caso, se ha optado por utilizar la distribución tiempo–frecuencia basada en la transformada de Gabor [5, 185], pues es la distribución que consigue una mayor resolución, minimizando la incertidumbre tiempo–frecuencia, determinada por el principio de incertidumbre [186] (no se puede construir ninguna señal donde su duración (σ_t) y su ancho de banda en frecuencias (σ_f) sean arbitrariamente pequeñas, sino que se debe cumplir que $\sigma_f \sigma_t \geq 1/4\pi$ [64]), alcanzándose la igualdad únicamente si se utiliza una ventana Gausiana [64, 185].

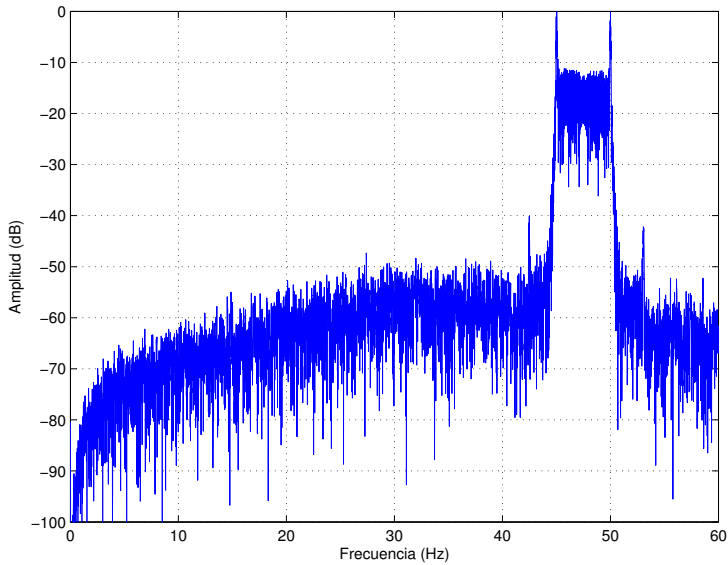


Figura 5.26: Espectro resultante de la corriente del motor con asimetría rotórica (cuyas características se han expuesto en el capítulo banco de ensayo) en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor.

Gabor [185] concibió la posibilidad de expandir una señal unidimensional en términos de una función bidimensional tiempo–frecuencia. El plano tiempo–frecuencia podía ser discretizado en una cuadrícula cuyas coordenadas fuesen:

$$t_i = nT \quad \omega_i = m\Omega \quad -\infty \leq n, m \leq +\infty \quad (5.63)$$

donde T y Ω son los intervalos de tiempo y frecuencia que determinan los puntos de la cuadrícula. Con ello, propuso que la señal podía caracterizarse de la forma:

$$i_r(t) = \sum_{n,m} (c_{n,m} h_{n,m}(t)) \quad h_{n,m} = h(t - mT) e^{jn\Omega t} \quad n, m = -\infty, +\infty \quad (5.64)$$

Donde $h(t)$ es una función unidimensional, conocida en la literatura científica como ventana, que debe ser definida [5] para cada caso. Tal como se indica en [187] la elección de la ventana tiene una gran influencia en la concentración y en la resolución de la expansión (ecuación 5.64). Un método muy utilizado consiste en seleccionar la ventana tratando de minimizar el área efectiva tiempo–frecuencia ocupada por una componente armónica [188,189] mientras que otros autores proponen el uso de kernels

separados, con diferentes parámetros a lo largo del tiempo [190–192]. No obstante, ya en la propuesta original [185] Gabor propuso la ventana de tipo Gaussiana:

$$h(t) = (\alpha/\pi)^{1/4} e^{-\alpha t^2/2} \quad (5.65)$$

Y, por tanto:

$$h_{n,m}(t) = (\alpha/\pi)^{1/4} e^{-\alpha(t-mT)^2/2} e^{j2\pi n\Omega t} \quad (5.66)$$

En este trabajo también se ha optado por utilizar la ventana Gaussiana pues, como ya se ha comentado, posee la menor área, es decir, la mayor concentración de energía en el plano tiempo–frecuencia que ninguna función pueda alcanzar. Además, detenta la mínima incertidumbre tiempo–frecuencia, y en este sentido, es la más similar a una señal tipo impulso [193]. Finalmente, el valor de α se ha seleccionado siguiendo el criterio expuesto en [64]. Con ello, utilizando la distribución de Gabor con una ventana de tipo Gaussiana se obtienen representaciones del tipo de la Figura. 5.27 donde se puede observar claramente la evolución de las componentes armónicas presentes en la señal a lo largo del tiempo.

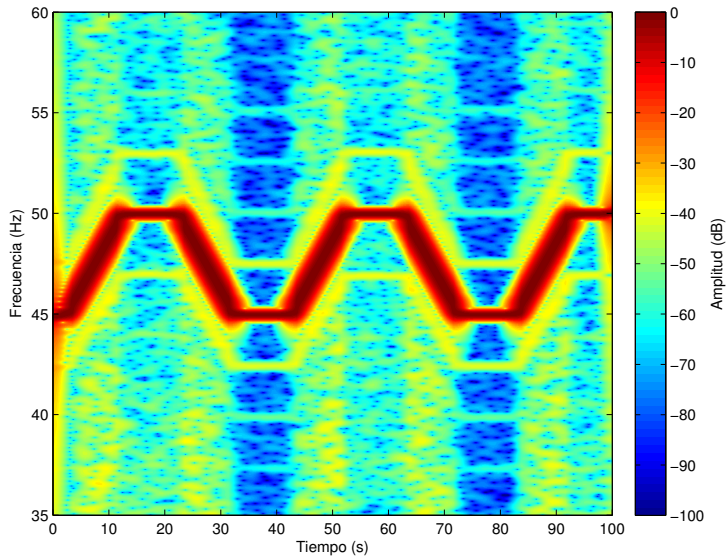


Figura 5.27: Evolución temporal de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo con el motor con asimetría rotórica descrito en el capítulo banco de ensayos realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor.

5.2.4.1 Asimetría rotórica

La demostración es análoga al razonamiento seguido en régimen permanente. Para mejorar la interpretación del proceso se incluyen algunas representaciones gráficas extraídas del análisis de una señal de un ensayo realizado para validar las técnicas de diagnóstico propuestas en esta tesis. En concreto se ha utilizado el ensayo realizado con el motor con asimetría rotórica conectado a través del convertidor de frecuencia de ABB parametrizado de modo que utilizase el control escalar. La frecuencia de alimentación varía cada 10 segundos entre 40 y 50 Hz y la carga se mantiene constante al 50 % de valor de carga nominal del motor.

Si se aplica la técnica de análisis tiempo-frecuencia basada en la transformada de Gabor, se puede observar la evolución de las componentes armónicas a lo largo del tiempo (Figura. 5.27). Además en la Figura. 5.28 se muestra esta evolución en un diagrama tridimensional. En ella, se observa como la frecuencia fundamental varía continuamente entre los 45 y los 50 Hz, por lo que en la Figura. 5.26 aparecían dos picos en estas bandas. Además, pueden verse una serie de componentes armónicas de origen, a priori desconocido, que evolucionan paralelamente a la componente fundamental a lo largo del tiempo. Para evaluar si son debidas a algún tipo de falta, es necesario analizar punto a punto las condiciones de funcionamiento de la máquina para determinar en que bandas deben aparecer las componentes de falta. Esto es una tarea muy tediosa, que requiere un elevado número de datos así como conocer la velocidad exacta de la máquina en todo momento. Es por ello que la mayoría de técnicas en el análisis transitorio se han desarrollado para el periodo transitorio de arranque de la máquina pues se conoce cuál va a ser la evolución de la velocidad y el deslizamiento y, por tanto, la evolución de las componentes de falta.

El siguiente paso consiste en expresar el fasor de corriente en el sistema de referencia rotórico. Para ello, en primer lugar, se construye el fasor de corriente utilizando la señal analítica obtenida a partir de la transformada de Hilbert:

$$\vec{i}_{bb}(t) = [1 + \beta \cos(2ks(t)\omega_1(t)t)]I_m \cdot e^{j\omega_1(t)t} \quad (5.67)$$

Y se construye el fasor que gira solidario con el eje del rotor, que sirve para crear el nuevo sistema de referencia, según:

$$\vec{\phi}_r = e^{jp \int_0^t \omega_r(t) dt} \quad (5.68)$$

Con ello, el fasor de corriente en coordenadas rotóricas queda:

$$\vec{i}_{bb}^r(t) = [1 + \beta \cos[2ks(t)\omega_1(t) \cdot t]]I_m \cdot e^{j[\omega_1(t) - p \int_0^t \omega_r(t) dt] \cdot t} \quad (5.69)$$

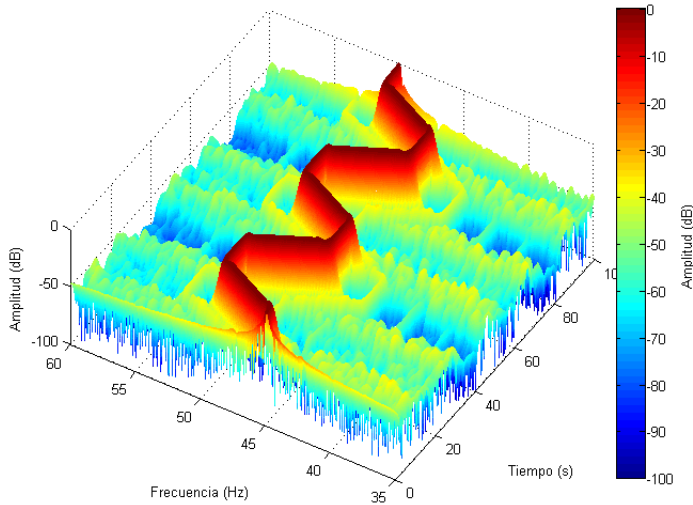


Figura 5.28: Evolución temporal vista en tres dimensiones de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo con el motor con asimetría rotórica descrito en el capítulo banco de ensayos realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50% de la carga nominal del motor.

Como se puede ver, en este hay 3 términos que pueden variar en el tiempo que son el deslizamiento s , la frecuencia de la fuente ω_1 y la velocidad del rotor ω_r . No obstante, al analizar el comportamiento a lo largo del tiempo, se puede decir que, para cada instante de tiempo estas componentes son constantes por lo que el fasor de corriente en coordenadas rotóricas se puede expresar como:

$$\vec{i}_{bb}^r(t) = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)] I_m \cdot e^{j(\omega_1 - p\omega_r \cdot) t} \quad (5.70)$$

Si se realiza el análisis tiempo-frecuencia del vector de corrientes en coordenadas del rotor se observa una evolución como la que se puede ver en la Figura. 5.29 y en la Figura. 5.30. En ella, se observa que ahora la componente fundamental siempre se encuentra a una distancia proporcional al deslizamiento del origen de coordenadas, más en concreto a una distancia sf_1 . Por tanto, aunque se produzcan cambios en la frecuencia de la fuente o en el deslizamiento, la componente fundamental siempre se sitúa a una distancia sf_1 del origen de coordenadas, distancia que se puede utilizar para calcular las componentes de falta para cada instante de tiempo.

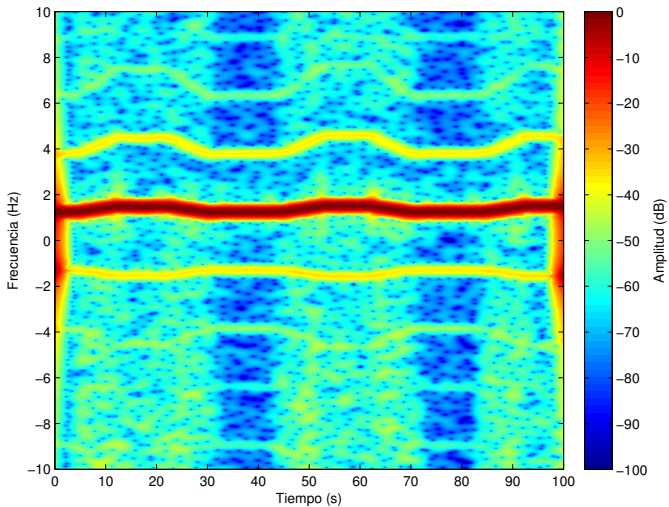


Figura 5.29: Evolución temporal de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en coordenadas rotóricas.

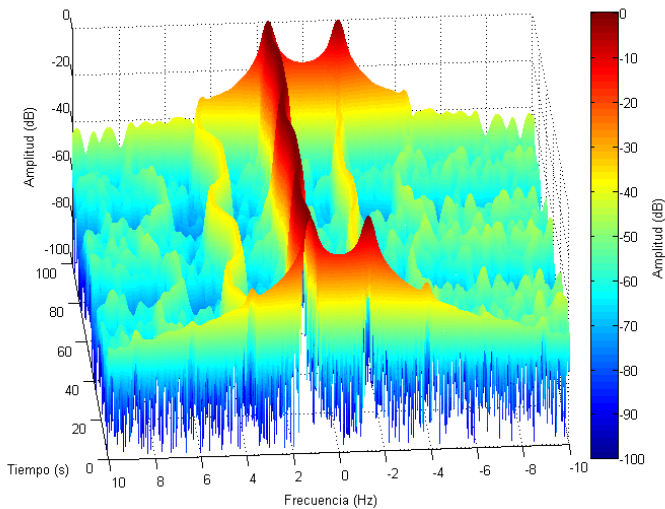


Figura 5.30: Evolución temporal vista en tres dimensiones de las componentes de la corriente muestreada en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en coordenadas rotóricas.

Si se asume que $s = \frac{\omega_1 - p\omega_r}{\omega_1}$ y se aplica el cambio de variable $\omega_1^r = \omega_1 - p\omega_r$ en la Ecuación 5.70, el fasor de corriente para cada instante de tiempo queda:

$$\vec{i}_{bb}^r(t) = I_m e^{j\omega_1^r t} + \frac{\beta I_m}{2} e^{j\omega_1^r (1 \pm 2k)t} \quad (5.71)$$

Así pues, el análisis espectral de la corriente a lo largo del tiempo revelará las siguientes componentes armónicas expresadas en coordenadas rotóricas:

$$\omega_{bb}^r = \omega_1^r (1 + 2k) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.72)$$

Finalmente, se sabe que $s f_1 = \omega_1^r$, y esta distancia se había mostrado en Figura. 5.29. Por tanto, si se aplica el cambio de escala dado por:

$$\omega^k = \frac{\omega^r - \omega_1^r}{2\omega_1^r} \quad (5.73)$$

Las componentes de falta correspondientes a asimetría rotórica aparecen, exactamente, en los ordenes de armónico k correspondientes, tal como puede verse en la Figura. 5.31 y la Figura. 5.32.

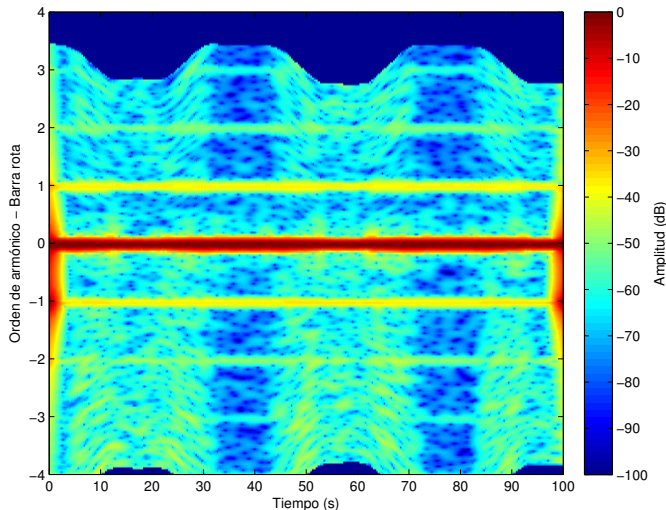


Figura 5.31: Evolución temporal de las componentes de la corriente en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en función del orden de armónico de asimetría rotórica.

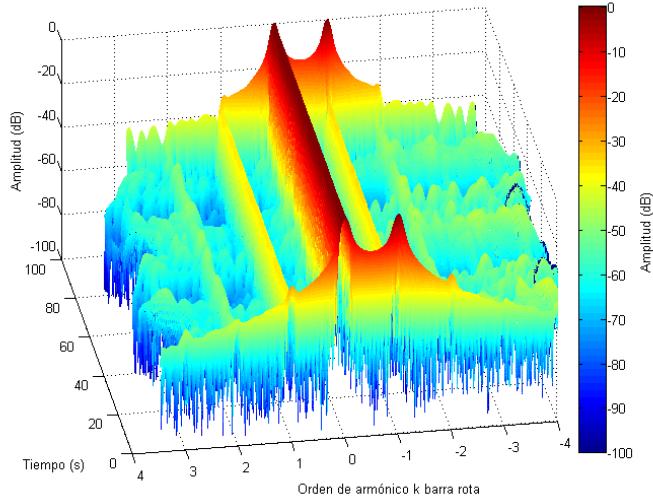


Figura 5.32: Evolución temporal vista en tres dimensiones de las componentes de la corriente en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor expresada en función del orden de armónico de asimetría rotórica.

Ahora se observa que en dicho espectro la evolución temporal de las componentes es constante y señala claramente la presencia de faltas en sus ordenes de armónico k correspondientes. Por otro lado tal como se extrae de la Figura. 5.28, de la Figura. 5.30 y especialmente de la Figura. 5.32 las componentes armónicas mantiene su valor a lo largo del tiempo, exceptuando al inicio y al final (debido a las condiciones de contorno) por lo que se puede utilizar el valor medio de las componentes a lo largo del tiempo para obtener el mismo diagrama que en el caso de HOTA en régimen permanente, tal como puede verse en la Figura. 5.33.

Finalmente, el espectro se reduce para almacenar únicamente las amplitudes de las componentes correspondientes al orden entero k de la falta y valores intermedios para tener una comparativa con el nivel de ruido adyacente tal como puede verse en la Figura. 5.34. Con ello, siempre se consigue el mismo tipo de diagrama independientemente del tipo de falta y del régimen de funcionamiento.

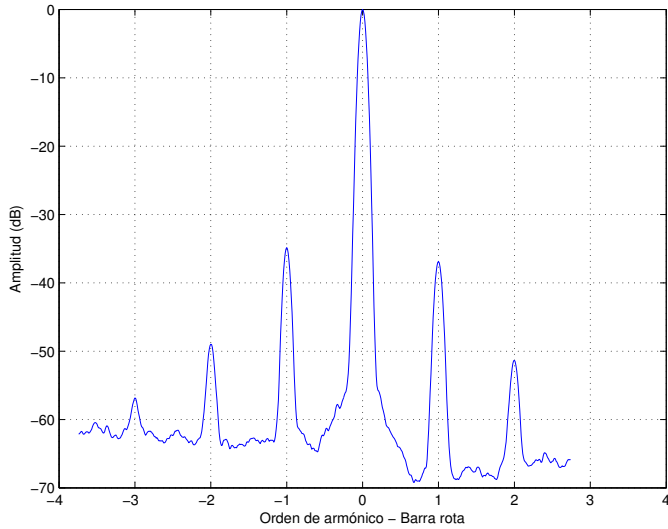


Figura 5.33: Diagrama HOTA obtenido del análisis del estado de la máquina operando en un ensayo realizado bajo condiciones no estacionarias. La frecuencia de alimentación variaba cada 10 segundos entre los 45 y los 50 Hz y la carga se mantenía constante al 50 % de la carga nominal del motor.

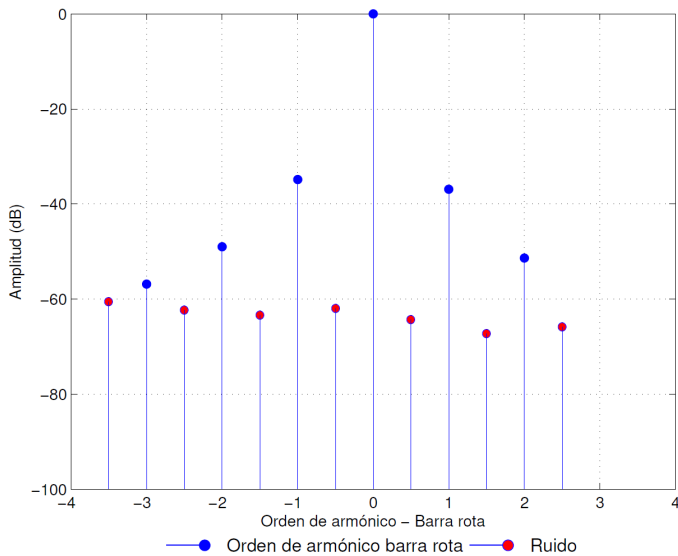


Figura 5.34: Espectro reducido en función de los órdenes de armónico para la falta de asimetría rotórica.

5.2.4.2 Excentricidad

La demostración del método HOTA en régimen transitorio para detectar la falta de excentricidad es análoga a la de barra rota.

La corriente de un máquina con excentricidad mixta puede ser modelizada como:

$$i_{ecc}(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] I_m \cos(\omega_1 t) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.74)$$

En este caso al estar en el régimen permanente pueden variar dos términos. Por un lado, la velocidad del motor ω_r se ve modificada si, o bien se producen cambios en la carga, o bien por cambios en la frecuencia de alimentación. Por otro lado, ω_1 sólo variará si se al cambiar la frecuencia de alimentación.

Es por ello, que no se pueden aplicar las técnicas de régimen estacionario para detectar fallos en el régimen transitorio (Figura. 5.35) pues el espectro aparece difuminado no pudiéndose distinguir las componentes. Con el fin de ilustrar el procedimiento se ha utilizado una señal real obtenida en uno de los ensayos con la máquina descrita en el capítulo banco de ensayos. Por un lado, la frecuencia de alimentación varía entre 20 y 25 Hz cada 10 segundos en un ensayo en vacío estando conectada la máquina a través del convertidor de frecuencia de Siemens (método de control escalar con compensación de deslizamiento). Por otro lado, al utilizarse un motor bipolar, únicamente son válidos los órdenes de armónico $k \geq -p$, es decir, $k \geq -1$.

Por tanto, se tiene que recurrir a técnicas de análisis tiempo-frecuencia. Aplicando estas técnicas se observa la evolución mostrada en la Figura. 5.36. Se puede ver como la frecuencia fundamental varía entre los 20 y los 25 Hz a lo largo del ensayo.

Para ello, y siguiendo el mismo proceso que en el régimen estacionario, se construye el fasor de corriente mediante la señal analítica obtenida con la transformada de Hilbert.

$$\vec{i}_{ecc}(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] I_m \cdot e^{j\omega_1 t} \quad (5.75)$$

siguiendo la Ecuación 5.68 se construye el sistema de referencia rotórico. A partir de ambos, se expresa el fasor de corriente en el sistema de referencia rotórico. En este caso, como se realiza un análisis de la evolución tiempo-frecuencia, se toman pequeñas intervalos de tiempo en los que se puede considerar que tanto la frecuencia de alimentación con la velocidad de giro del rotor son constantes. Asumiendo esta simplificación el fasor de corriente en coordenadas rotóricas se expresa como:

$$\vec{i}_{ecc}^r(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] I_m \cdot e^{j(\omega_1 - p\omega_r)t} \quad (5.76)$$

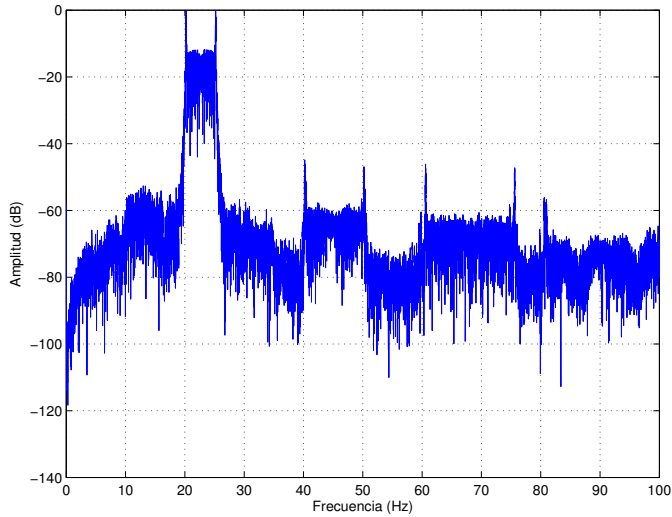


Figura 5.35: FFT de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos.

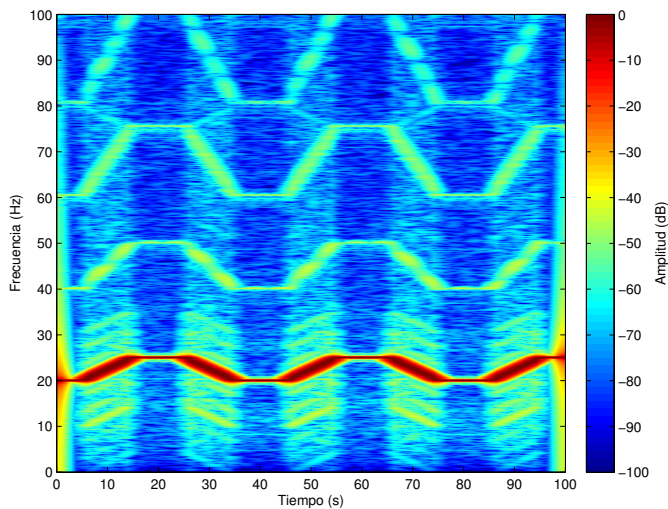


Figura 5.36: Evolución temporal de las componentes de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos.

Realizando el análisis tiempo-frecuencia de esta señal se observa la representación gráfica mostrada en la Figura. 5.37. En ella, se observa como la componente fundamental se mantiene a una distancia sf_1 del origen de coordenadas pudiéndose utilizar para detectar los distintos tipos de faltas.

Aplicando la transformación $\omega_1^r = \omega_1 - p\omega_r$ y utilizando la identidad del coseno, el fasor de corriente en coordenadas rotóricas queda:

$$\vec{i}_{ecc}^r(t) = I_m \cdot e^{j\omega_1^r t} + \beta I_m \cdot e^{j(\omega_1^r + k\omega_r)t} \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.77)$$

El análisis tiempo-frecuencia revelará las siguientes frecuencias de falta en coordenadas rotóricas:

$$\omega_{ecc}^r = \omega_1^r + k\omega_r \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.78)$$

Aplicando el cambio de escala:

$$\omega^k = \frac{\omega^r - \omega_1^r}{\omega_r} \quad (5.79)$$

Se obtiene una representación gráfica (Figura. 5.39) en la que las componentes de falta debidas a excentricidad mixta aparecen exactamente en sus ordenes enteros k , es decir,

$$\omega_{ecc}^k = k \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (5.80)$$

y, por tanto, de esta figura se puede concluir que las componentes armónicas que aparecían con anterioridad son debidas a excentricidad mixta. Además, se observa que debido a estos cambios de escala, ya no existen cambios en la evolución temporal, por lo que este espectro, haciendo la media temporal (pues el nivel se mantiene prácticamente constante a lo largo del tiempo como se puede ver en Figura. 5.37 y Figura. 5.38, al igual que el caso de barra rota) , se puede convertir en un espectro similar al que se obtiene en régimen permanente tal como puede verse en la Figura. 5.41.

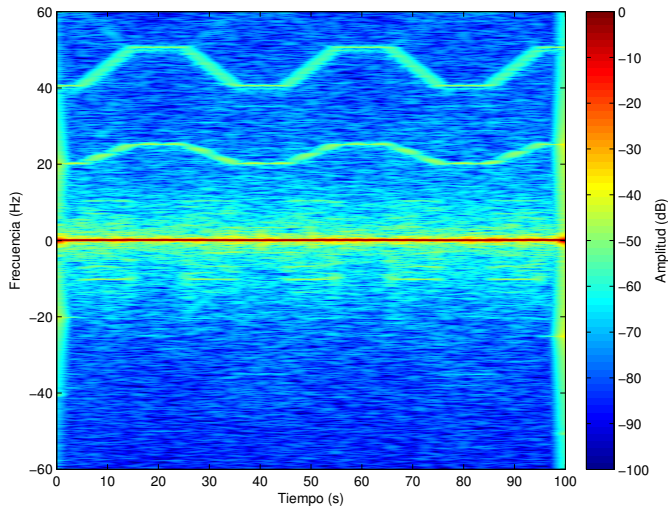


Figura 5.37: Evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en coordenadas rotóricas.

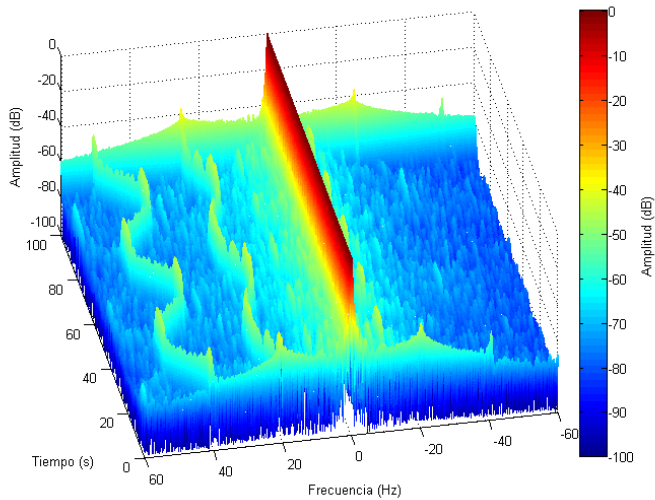


Figura 5.38: Representación tridimensional de la evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en coordenadas rotóricas.

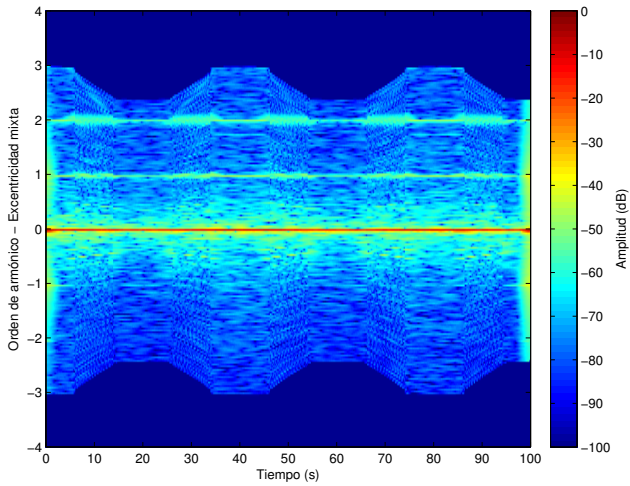


Figura 5.39: Evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en función del orden de armónico de excentricidad mixta.

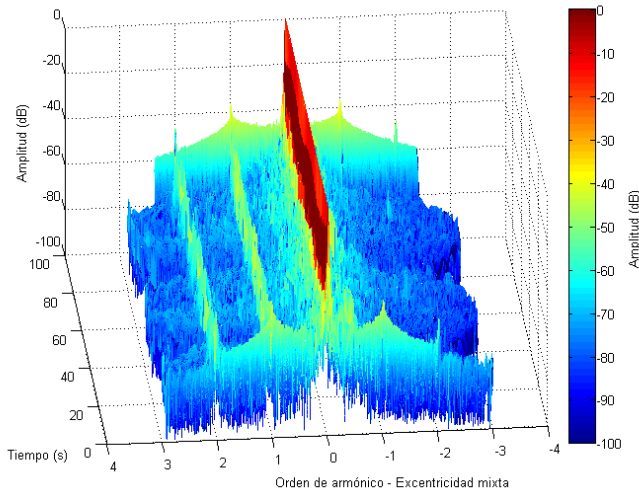


Figura 5.40: Representación tridimensional de la evolución temporal de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos expresada en función del orden de armónico de excentricidad mixta.

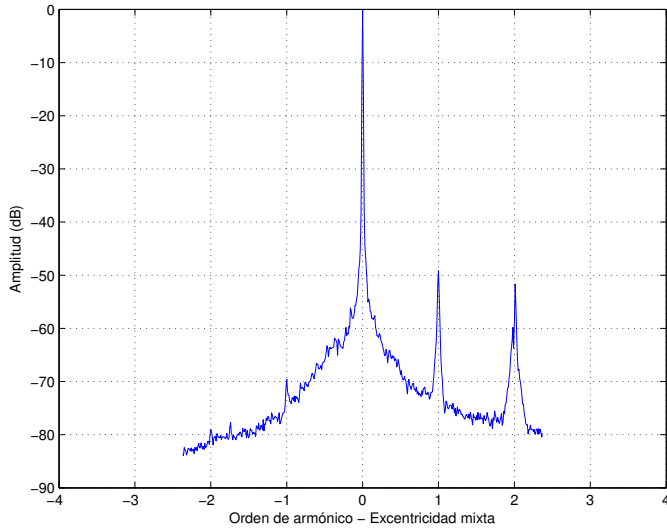


Figura 5.41: Diagrama HOTA obtenido del análisis de la corriente de un motor trabajando en vacío conectado a través de un convertidor de frecuencia Siemens (con método de control escalar más compensación de deslizamiento), donde la frecuencia de alimentación varía entre los 20 y 25 Hz cada 10 segundos.

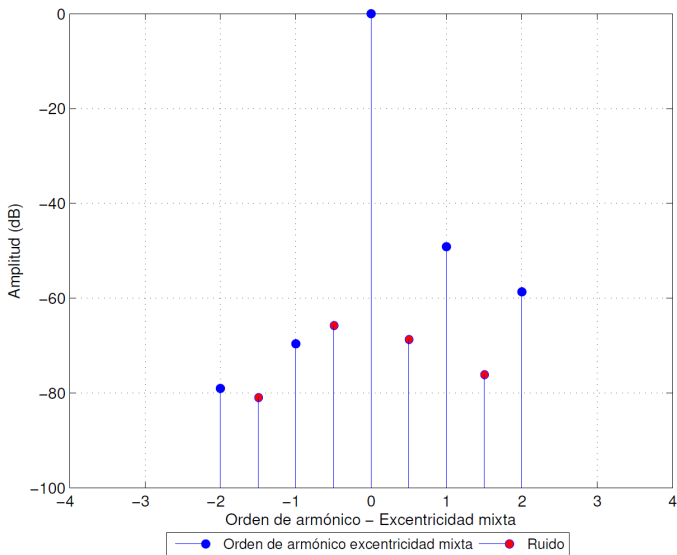


Figura 5.42: Espectro reducido en función de los órdenes de armónico para la falta de excentricidad mixta.

Con ello, se observa que se obtiene el mismo tipo de diagrama tanto en régimen permanente como en régimen transitorio, para cualquier tipo de falta. Además, dando un paso más allá, y al igual que en los casos anteriores, toda la información contenida en el espectro se puede almacenar en un espectro más sencillo (Figura. 5.42), que solo incluya 15 valores y que resulta muy útil para hacer un seguimiento del estado de la máquina a lo largo del tiempo con requerimientos de espacio mucho menores. Finalmente, la ventaja fundamental de HOTA es que se obtiene un diagrama simple de interpretar que remarca de forma clara la presencia o ausencia de faltas facilitando la tarea de diagnóstico al usuario y evitando que realice cálculos matemáticos para identificar que componentes existentes en el espectro son debidas a falta y cuales no.

5.3 Validación experimental

En los siguientes apartados, se van a mostrar los resultados obtenidos tras aplicar el método HOTA para la detección de los distintos tipos de faltas estudiados y ante distintos tipos de ensayos. La validación se ha realizado tanto en el régimen estacionario como en el régimen no estacionario. A continuación se muestran los resultados obtenidos en estos dos regímenes de funcionamiento.

5.3.1 Resultados régimen estacionario

En los siguientes apartados se muestra una serie de resultados de ensayos realizados con motores que contienen distintas faltas para demostrar que el método HOTA funciona en este régimen, para distintos puntos de funcionamiento y con cualquier tipo de falta. La estructura de los mismos es: en primer lugar se presenta una tabla donde se exponen las principales características del test como son el tipo de conexión (directo a la red o a través de convertidor de frecuencia), el tipo de control, el régimen y nivel de frecuencia y carga, etc. A continuación se exponen una serie de representaciones gráficas en las que se ilustran los resultados extraídos del análisis y, finalmente, se presentan las conclusiones oportunas de cada test.

5.3.1.1 Barra rota

En este apartado se muestran los resultados de aplicar HOTA a 14 tests realizados con el motor con una barra rota, más un ensayo realizado con la máquina operando en modo generador. A continuación se citan las principales características de los ensayos:

- Test 0:** Se realiza un ensayo con la máquina sana alimentada a través de un convertidor de frecuencia a carga nominal. Como los resultados de HOTA revelan la presencia de falta siempre en la misma posición este ensayo podría utilizarse como referencia para comparar con los resultados obtenidos con los ensayos realizados con la máquina con una barra rota.
- Test 1:** Se realiza un ensayo en vacío ¹ con el motor conectado directamente a la red a tensión nominal.
- Test 2:** Con este ensayo se prueba el motor funcionando con conexión directa a la red y con una carga pulsante a frecuencia de 3 Hz.
- Test 3:** Se realiza un ensayo del motor a una tensión inferior a la nominal (300 V) y con una carga media.

¹más precisamente, el motor arrastra sus propias pérdidas mecánicas así como las pérdidas mecánicas del motor de imanes permanentes que se utiliza como carga pero que en este tipo de ensayos se encuentra desconectado de cualquier tipo de alimentación

- Test 4:** El motor se ensaya conectado a la red a una tensión inferior a la nominal y arrastra una carga pulsante de 10 Hz de frecuencia.
- Test 5:** Es un ensayo de vacío con el motor conectado a través del variador de frecuencia de ABB con el control escalar implementado.
- Test 6:** En este caso se utiliza el mismo tipo de control pero utilizando el convertidor de frecuencia de Siemens. Por otro lado, se le aplica un nivel de carga medio.
- Test 7:** Se utiliza el método de control de par (DTC) del convertidor de frecuencia de ABB para controlar al motor que arrastra su carga nominal.
- Test 8:** Se prueba la técnica HOTA en un ensayo realizado con conexión del motor a través del convertidor de frecuencia de ABB con control escalar y la carga aplicada es de tipo pulsante.
- Test 9:** Se realiza un ensayo con carga pulsante utilizando el variador de frecuencia al que se le ha implementado el control escalar con compensación de deslizamiento.
- Test 10:** Ensayo de vacío con el motor alimentado a una frecuencia de 25 Hz a través del convertidor de frecuencia ABB con modo de control DTC.
- Test 11:** Se utiliza el control vectorial del variador Siemens para alimentar al motor a una frecuencia de 25 Hz y una carga del 35 %.
- Test 12:** El motor se ensaya conectado a través del convertidor de frecuencia de Siemens a 25 Hz con modo de control escalar con compensación de deslizamiento. La carga que arrastra mantiene su nivel constante al 70 %.
- Test 13:** Se aplica el control vectorial del VF de Siemens para arrastrar una carga pulsante.
- Test 14:** Se aplica una carga pulsante al motor conectado a través del convertidor de frecuencia de Siemens con control escalar y a una frecuencia de 25 Hz.

Test generador En este ensayo se muestran los resultados obtenidos al hacer trabajar la máquina en modo generador. Para ello la máquina se conecta directamente a la red y con el motor de imanes permanentes se la hace girar a una velocidad de 3100 r.p.m que es superior a la velocidad de sincronismo.

Test 0:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 0. En la Tabla. 5.7 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.7: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.8 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.8: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	52.94 Hz	Velocidad motor	3012 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	47.46 Hz	$k = 1$	58.42 Hz
$k = -2$	41.98 Hz	$k = 2$	63.9 Hz
$k = -3$	36.5 Hz	$k = 3$	69.38 Hz

En la Figura. 5.43 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.43 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

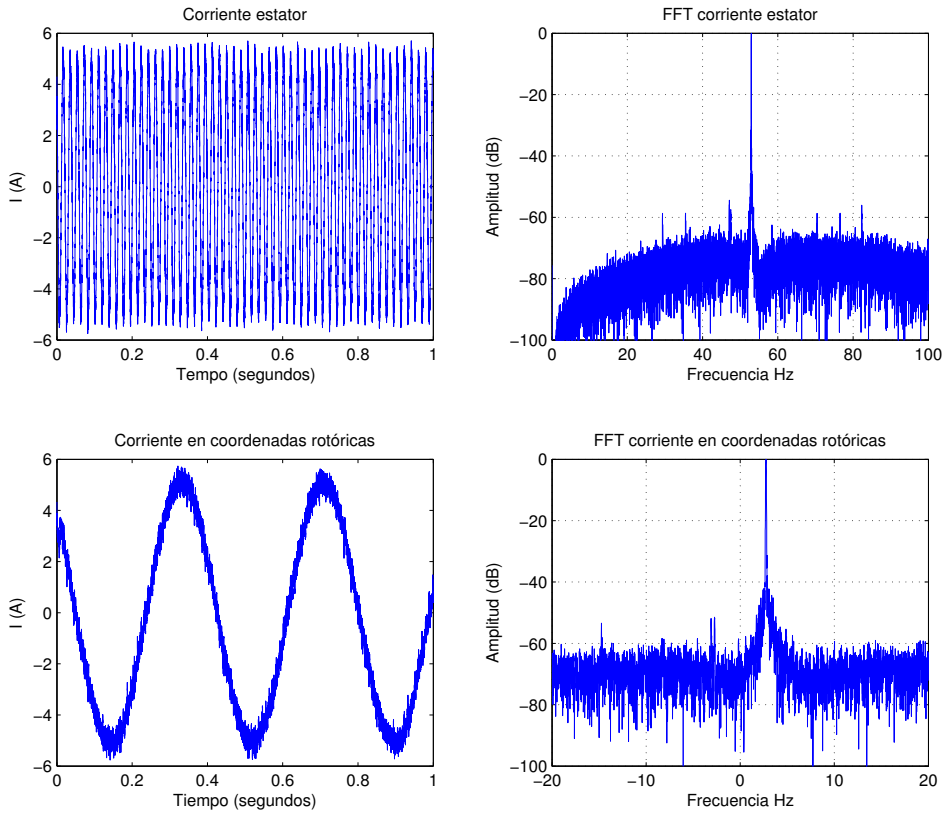


Figura 5.43: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.44 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.44 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver, como a plena carga las componentes de falta apenas son visibles debido al estado sano de la máquina (Figura. 5.43). Gracias al largo tiempo de muestreo y al uso de una ventana de hanning, el efecto de la fuga espectral es mínimo. Por otro lado, al aplicar HOTA (Figura. 5.44) se observa como las componentes de falta aparecen exactamente en su orden k facilitando la tarea de detección y diagnóstico, siendo, en este caso, solo visible el de orden $k = -1$ que aparece debido a la pequeña asimetría inherente a la máquina. Dado que en HOTA las componentes de falta aparecen siempre en la misma posición, los resultados de este

ensayo pueden ser utilizados como referencia para comparar con los resultados de los ensayos que se muestran a continuación hechos con la máquina con una barra rota.

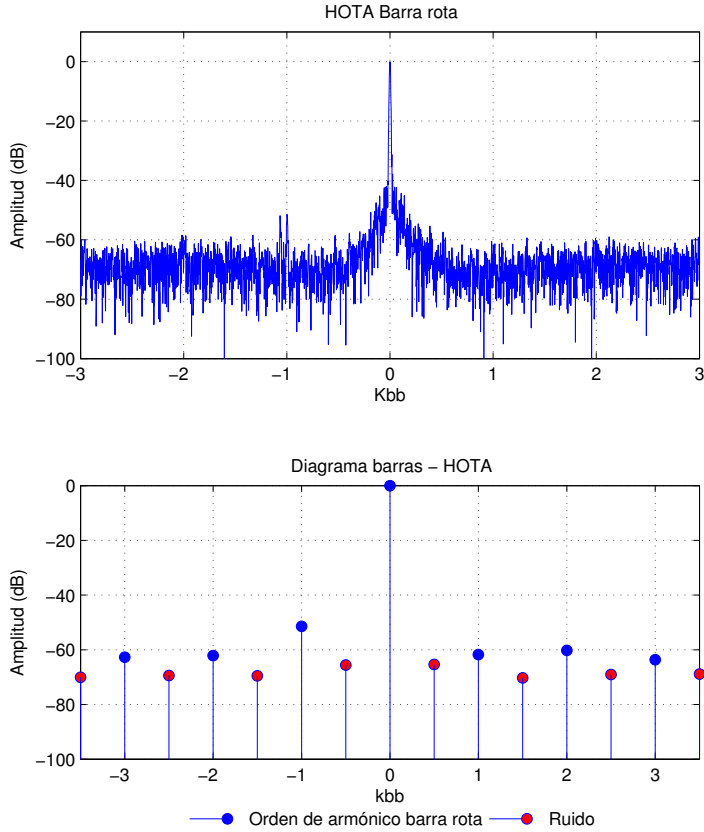


Figura 5.44: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 1:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 1. En la Tabla. 5.9 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.9: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.10 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.10: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.97 Hz	Velocidad motor	2983 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	49.47 Hz	$k = 1$	50.47 Hz
$k = -2$	48.97 Hz	$k = 2$	50.97 Hz
$k = -3$	48.47 Hz	$k = 3$	51.47 Hz

En la Figura. 5.45 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.45 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

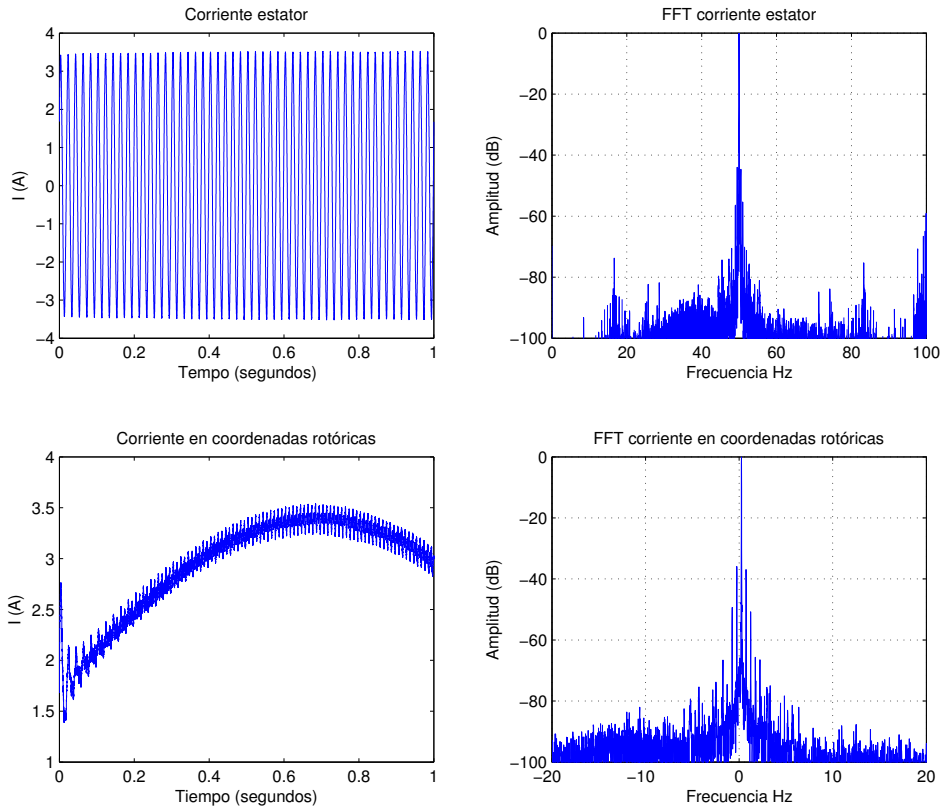


Figura 5.45: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 1: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.46 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.46 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo realizado en vacío y conectado directamente a la red las componentes de falta están muy próximas a la componente fundamental debido al bajo deslizamiento con el que trabaja la máquina. Podrían quedar ocultas debido al efecto de la fuga espectral. No obstante, en este caso gracias al uso de ventanas este efecto queda reducido. Por otro lado, con el tiempo de muestreo utilizado se consigue una buena resolución espectral. Sin embargo, tal como se aprecia en la Figura. 5.45 (derecha), las componentes de falta siguen siendo difíciles de distinguir y es necesario realizar los cálculos matemáticos expuestos en la Tabla. 5.10 para determinar cuáles son la frecuencias debidas a fallo.

En la Figura. 5.46 se observan los resultados de HOTA. Arriba se puede ver uno de los grandes beneficios que aporta esta técnica, las componentes de falta aparecen exactamente en los órdenes de armónico k (con $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3$) remarcando la existencia de una falta. Además el diagrama es sencillo y fácil de interpretar. Por otro lado, en la Figura. 5.46 (abajo) se muestra como toda la información contenida en el espectro referente a la falta de barra rota se condensa en apenas 15 puntos. Con esta reducción de información se permite llevar un registro histórico de la máquina más eficaz y con unos requisitos de memoria menores. A su vez, sería también útil para ser empleado en sistemas remotos y/o de difícil acceso pues el número de puntos a transmitir es menor reduciendo el tiempo necesario para la transmisión de los mismos.

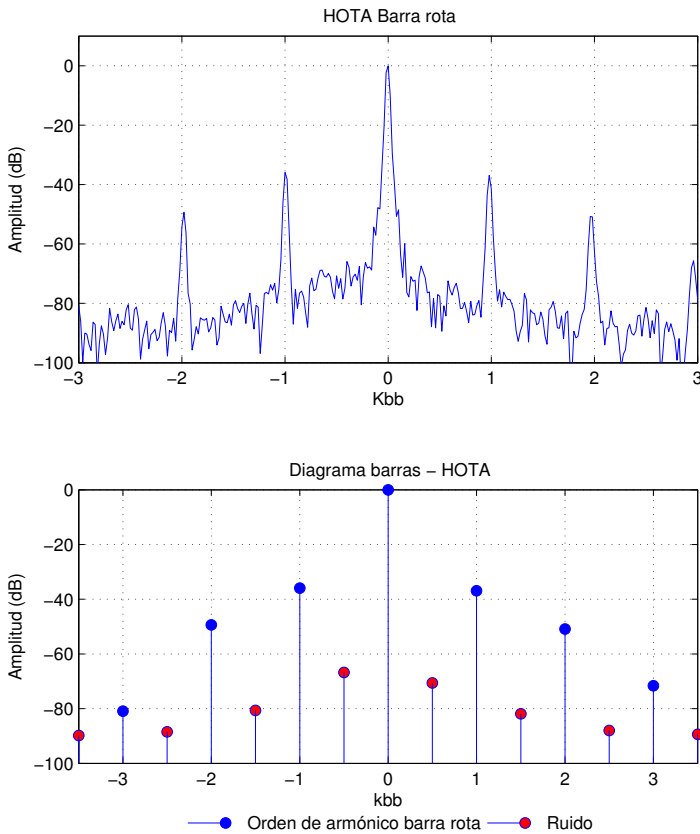


Figura 5.46: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 1: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 2:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 2. En la Tabla. 5.11 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.11: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	100-25 % $f=3\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.12 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.12: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.98 Hz	Velocidad motor	2908 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	46.96 Hz	$k = 1$	53 Hz
$k = -2$	43.94 Hz	$k = 2$	56.02 Hz
$k = -3$	40.92 Hz	$k = 3$	59.04 Hz

En la Figura. 5.47 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.47 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

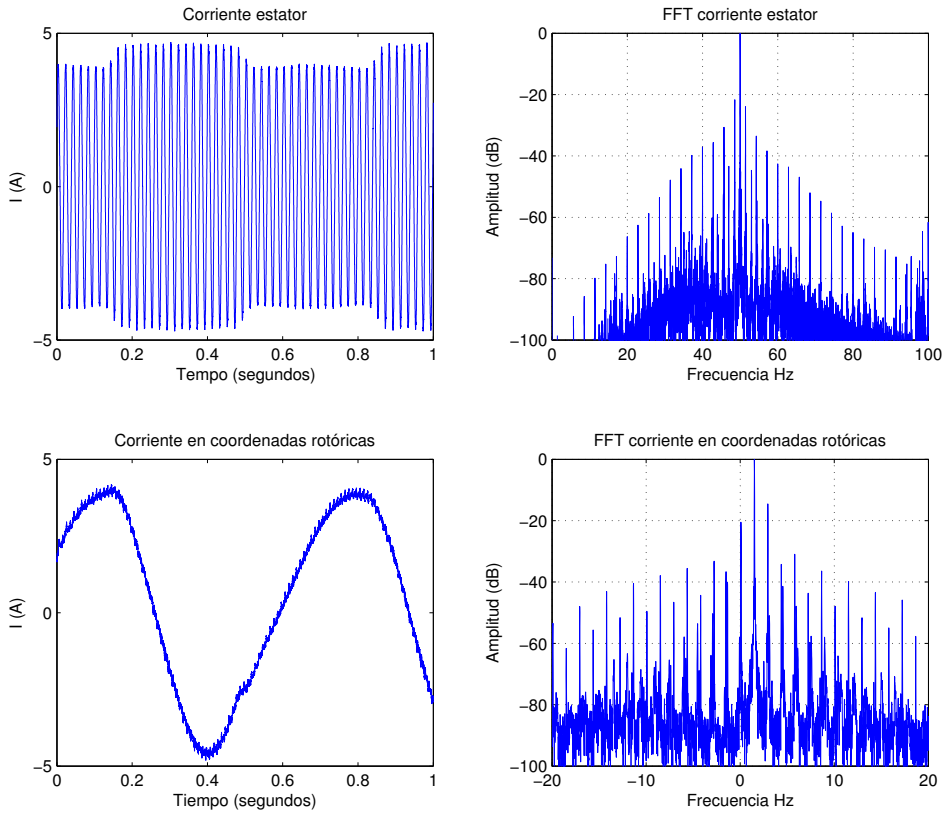


Figura 5.47: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 2: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.48 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.48 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo, se ha conectado la máquina directamente a la red a su tensión nominal. Se ha probado su funcionamiento ante una carga pulsante según las características expuestas en Tabla. 5.11. En este caso, tal como puede verse en la Figura. 5.47 tanto en el espectro de la corriente en coordenadas estáticas así como en coordenadas rotóricas, se observa como aparecen un elevado número de componentes armónicas. Éstas son debidas tanto al efecto de la asimetría rotórica como al carácter pulsante de la carga. Esto podría dar lugar a confusiones bajo circunstancias no controladas, es decir, en motores trabajando en ambientes industriales donde el carácter de la carga, o el origen de efectos de carga pulsante sean desconocidos.

No obstante, tras aplicar el método propuesto, en la Figura. 5.48 las componentes correspondientes a la falta aparecen exactamente en los órdenes k de armónico de falta resolviendo cualquier tipo de duda y mejorando el diagnóstico de la máquina.

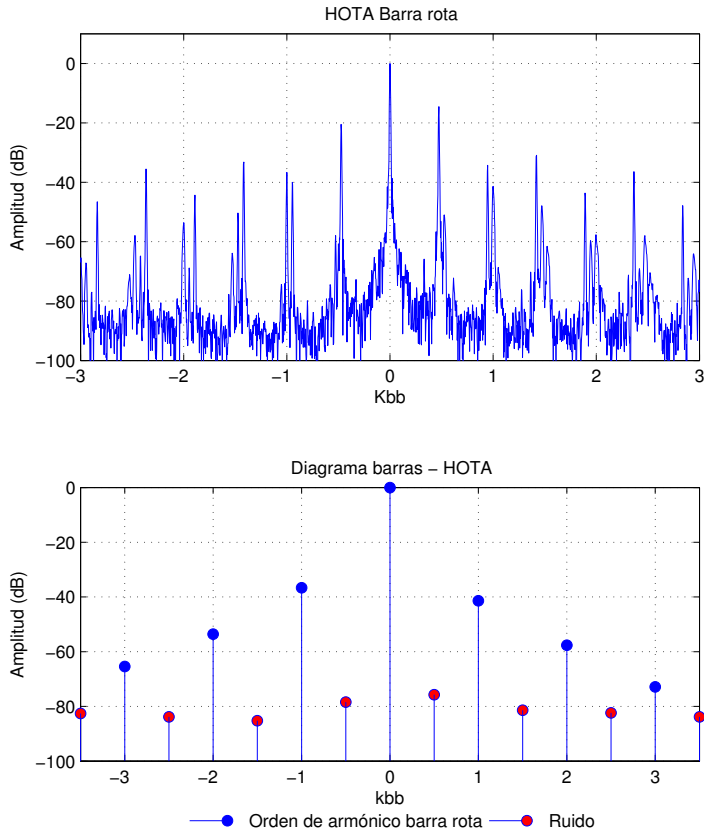


Figura 5.48: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 2: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 3:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 3. En la Tabla. 5.13 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.13: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.14 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.14: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.03 Hz	Velocidad motor	2825 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	44.15 Hz	$k = 1$	55.91 Hz
$k = -2$	38.27 Hz	$k = 2$	61.79 Hz
$k = -3$	32.39 Hz	$k = 3$	67.67 Hz

En la Figura. 5.49 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.49 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

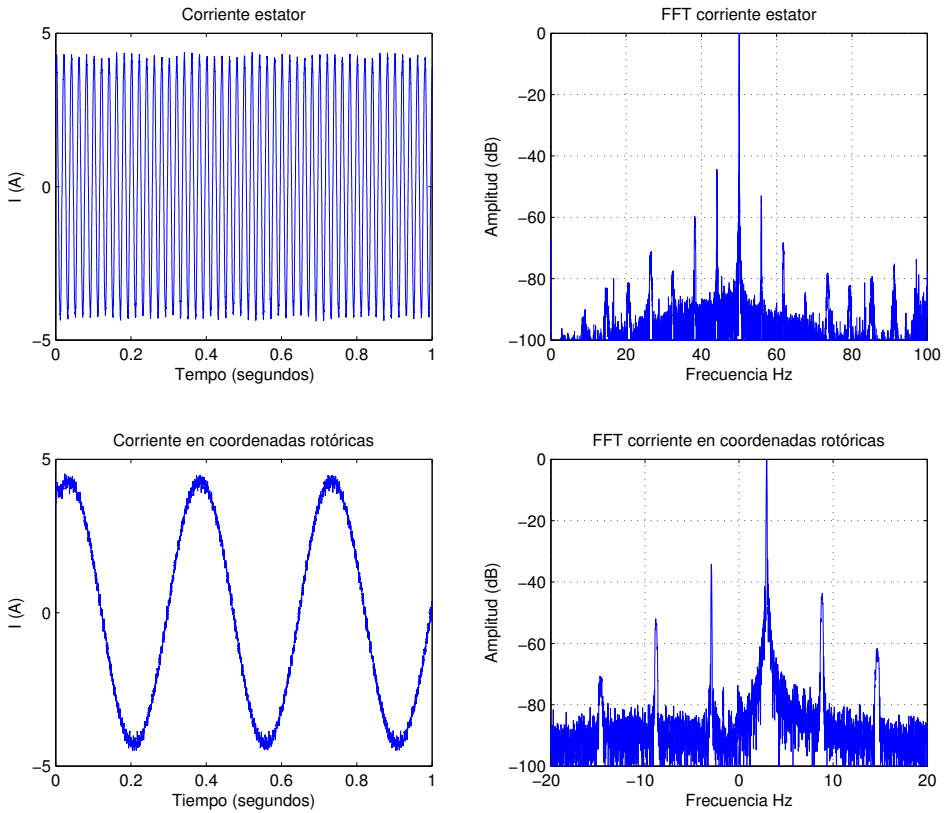


Figura 5.49: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 3: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.50 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.50 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado en conexión directa a la red con tensión inferior a la nominal y a media carga. Se puede ver en el espectro (Figura. 5.49) como aparecen componentes armónicas que tras realizar los cálculos pertinentes (Tabla. 5.14) se puede concluir que son debidas a la rotura de barras en el rotor. No obstante, al realizar la representación de HOTA las componentes correspondientes a la asimetría rotórica se quedan exactamente en los órdenes k de armónico correspondientes quedando un diagrama claro y simple de interpretar.

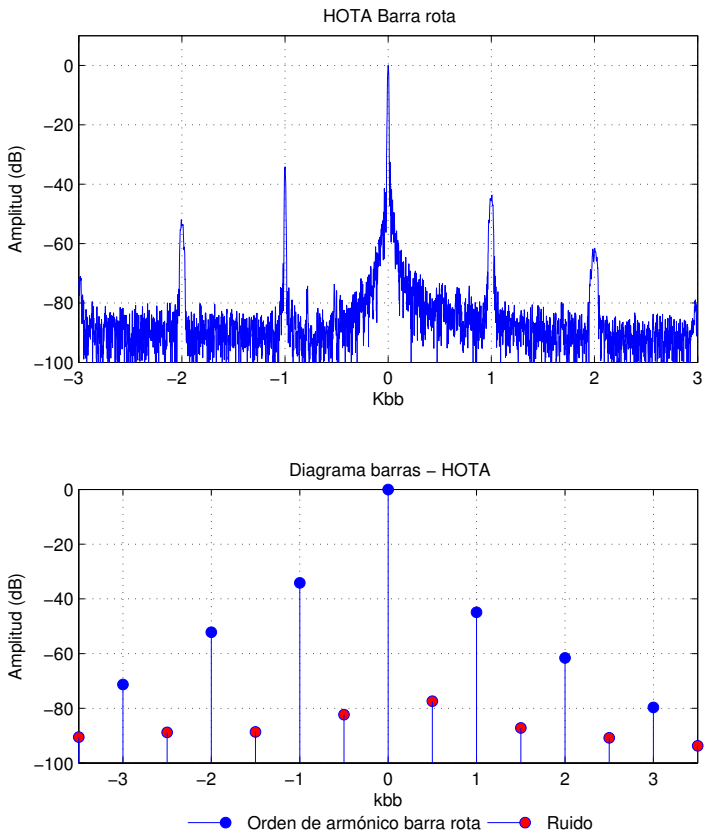


Figura 5.50: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 3: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 4:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 4. En la Tabla. 5.15 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.15: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	70-25 % $f=10\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.16 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.16: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.00 Hz	Velocidad motor	2816 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	43.88 Hz	$k = 1$	56.12 Hz
$k = -2$	37.76 Hz	$k = 2$	62.24 Hz
$k = -3$	31.64 Hz	$k = 3$	68.36 Hz

En la Figura. 5.51 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.51 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

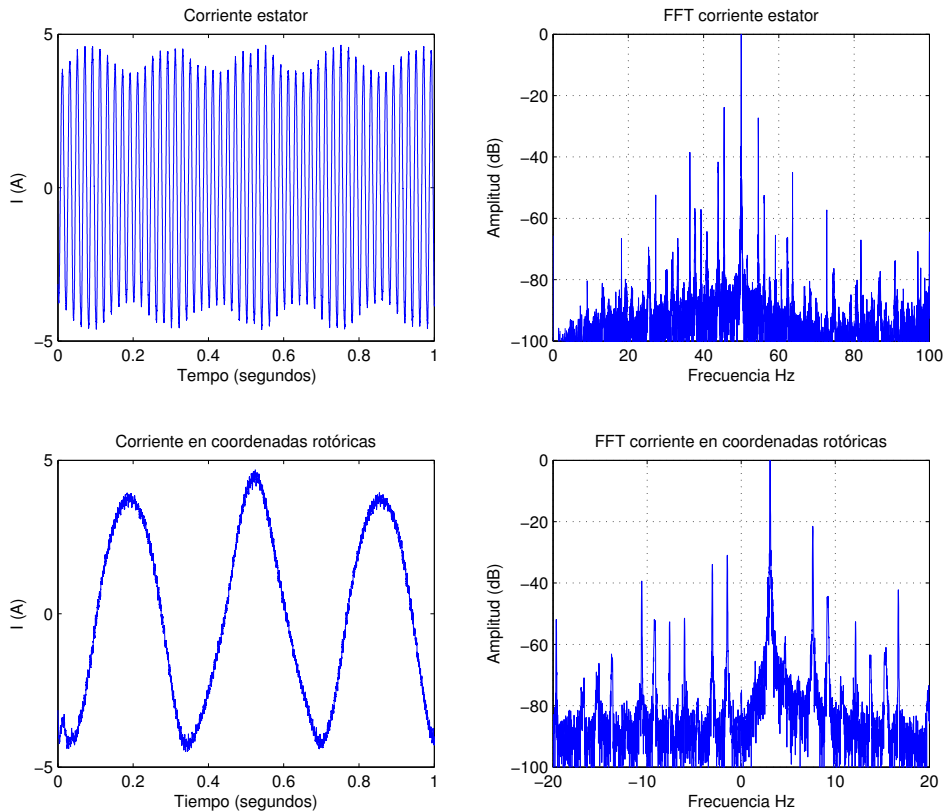


Figura 5.51: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 4: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.52 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.52 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En el espectro de este ensayo, realizado a tensión inferior a la nominal y carga pulsante, (Figura. 5.51) aparecen un gran número de componentes armónicas, debidas tanto a la asimetría rotórica como a las introducidas por la carga pulsante, lo que podría dar lugar a confusiones. No obstante, en la representación HOTA las componentes correspondientes a la asimetría rotórica aparecen en los órdenes k de armónico correspondiente disipando las dudas existentes y remarcando la presencia de falta d una manera simple y clara

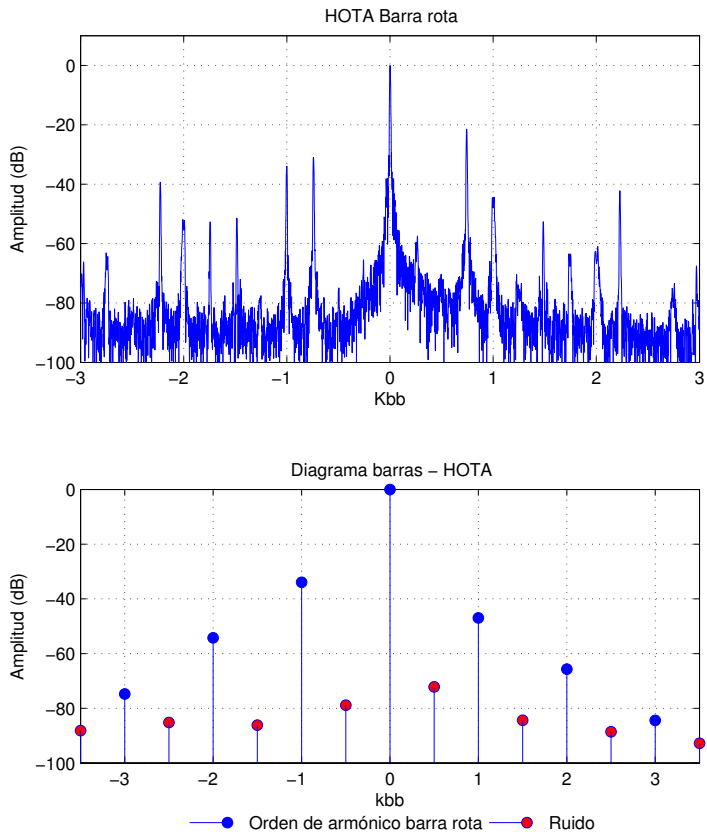


Figura 5.52: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 4: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 5:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 5. En la Tabla. 5.17 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.17: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.18 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.18: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.00 Hz	Velocidad motor	2983 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	49.42 Hz	$k = 1$	50.58 Hz
$k = -2$	48.84 Hz	$k = 2$	51.16 Hz
$k = -3$	48.26 Hz	$k = 3$	51.74 Hz

En la Figura. 5.53 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.53 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

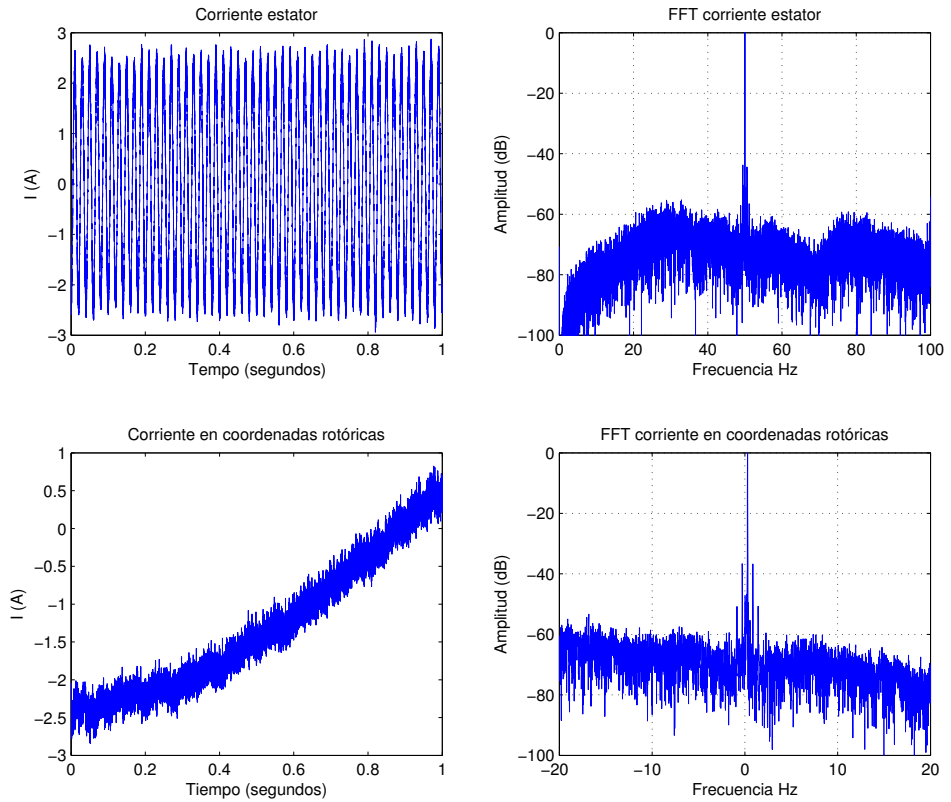


Figura 5.53: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 5: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.54 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.54 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver, como debido al bajo deslizamiento, las componentes de falta quedan muy próximas a la componente fundamental (Figura. 5.53). Gracias al largo tiempo de muestreo y al uso de una ventana de hanning, el efecto de la fuga espectral es mínimo. Por otro lado, al aplicar HOTA (Figura. 5.54) se observa como las componentes de falta aparecen exactamente en su orden k facilitando la tarea de detección y diagnóstico. A su vez, también se observa como el nivel de ruido ha aumentado con respecto a ensayos anteriores debido al uso del convertidor de frecuencia. No obstante, se observa como HOTA es válido para el diagnóstico

de máquinas alimentadas a través de convertidores de frecuencia aún trabajando con deslizamientos bajos.

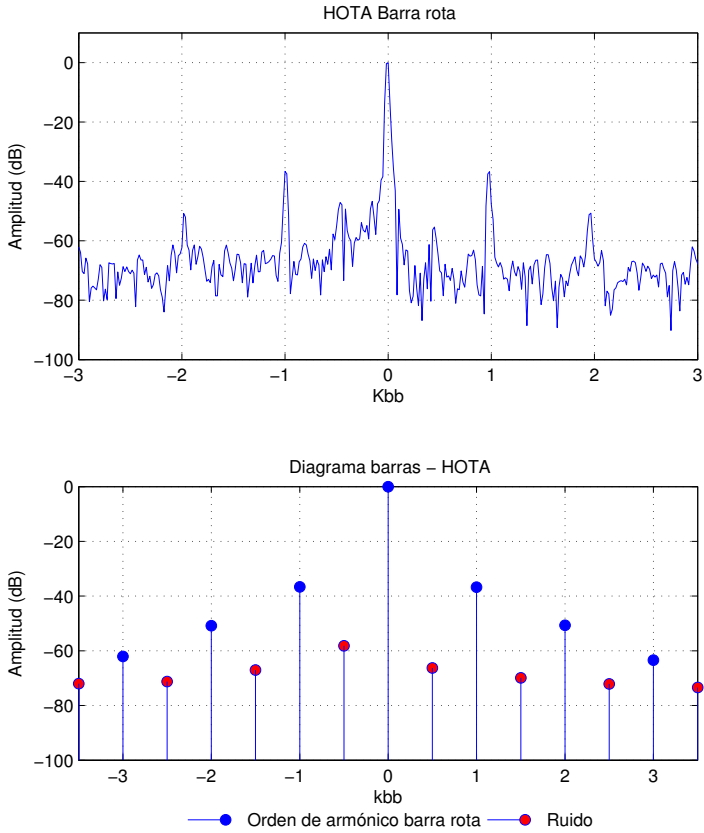


Figura 5.54: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 5: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 6:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 6. En la Tabla. 5.19 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.19: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Media
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.20 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.20: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.00 Hz	Velocidad motor	2904 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	46.82 Hz	$k = 1$	53.18 Hz
$k = -2$	43.64 Hz	$k = 2$	56.36 Hz
$k = -3$	40.46 Hz	$k = 3$	59.54 Hz

En la Figura. 5.55 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.55 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

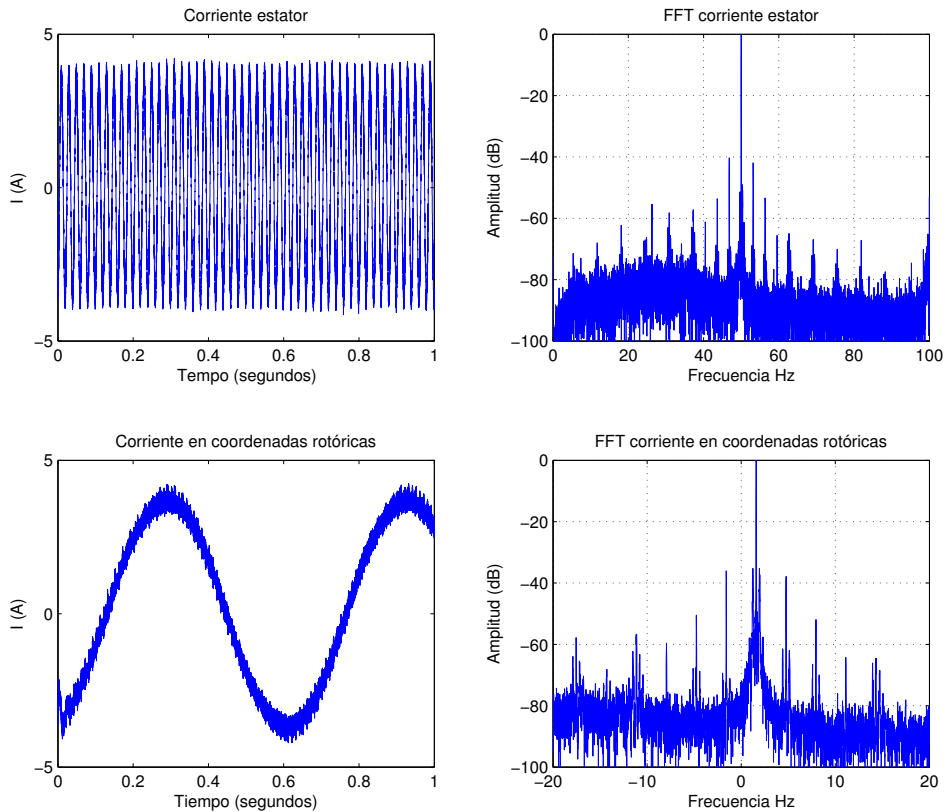


Figura 5.55: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 6: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.56 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.56 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen una serie de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.55). No obstante, es necesario realizar cálculos para determinar si éstos son debidos a la asimetría rotórica, mientras que al aplicar HOTA se observa como éstas aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede concluir que son debidos a este tipo de falta. Esto simplifica y clarifica el diagnóstico. Además condensa toda la información en únicamente 15 puntos, reduciendo el tamaño de información a almacenar y/o transmitir en sistemas remotos.

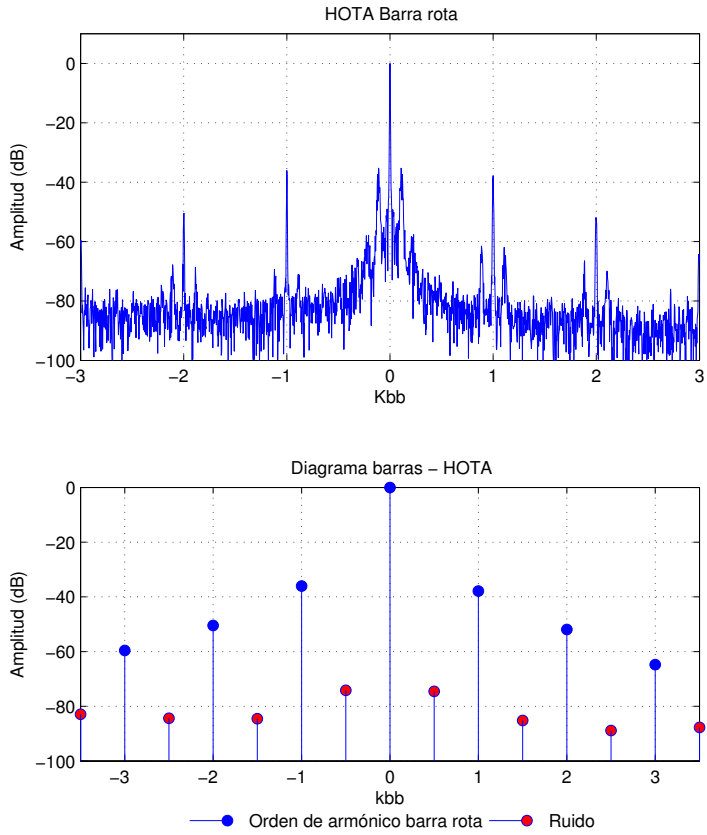


Figura 5.56: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 6: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 7:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 7. En la Tabla. 5.21 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.21: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.22 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.22: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	52.52 Hz	Velocidad motor	2999 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	47.44 Hz	$k = 1$	57.6 Hz
$k = -2$	42.36 Hz	$k = 2$	62.68 Hz
$k = -3$	37.28 Hz	$k = 3$	67.76 Hz

En la Figura. 5.57 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.57 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

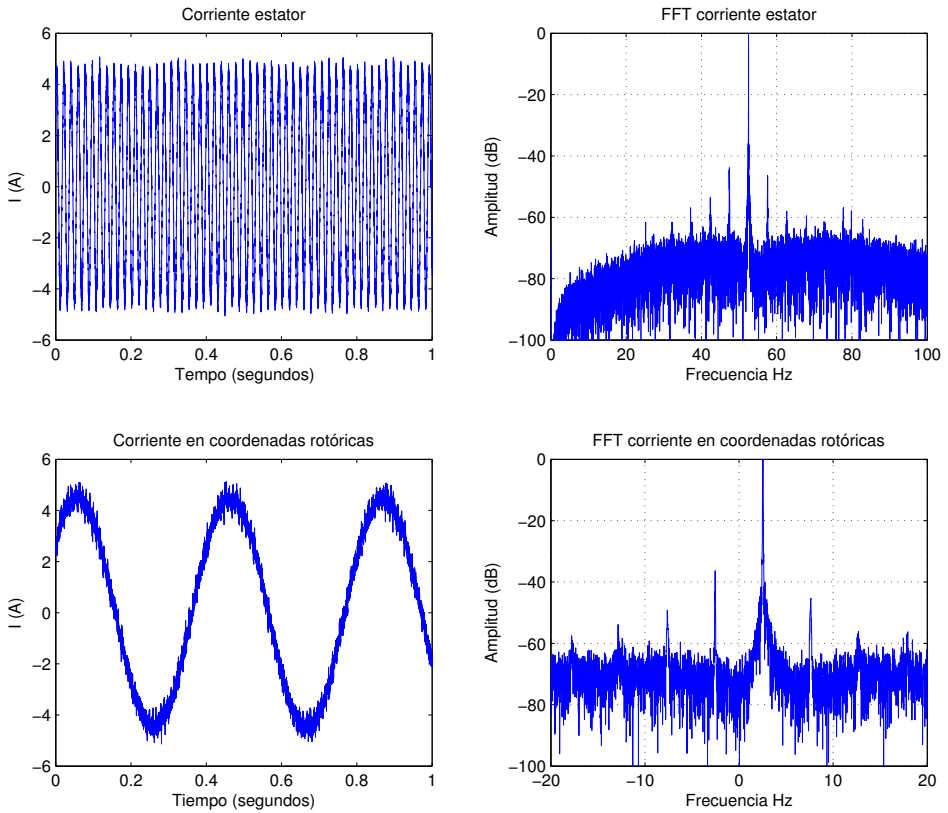


Figura 5.57: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 7: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.58 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.58 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen las componentes de falta en el espectro de la corriente (Figura. 5.57) en las bandas estimadas (Tabla. 5.22) mientras que al aplicar HOTA aparecen exactamente en su orden k concluyendo que son debidos a este tipo de falta y remarcando de manera clara la presencia de este tipo de falta en la máquina.

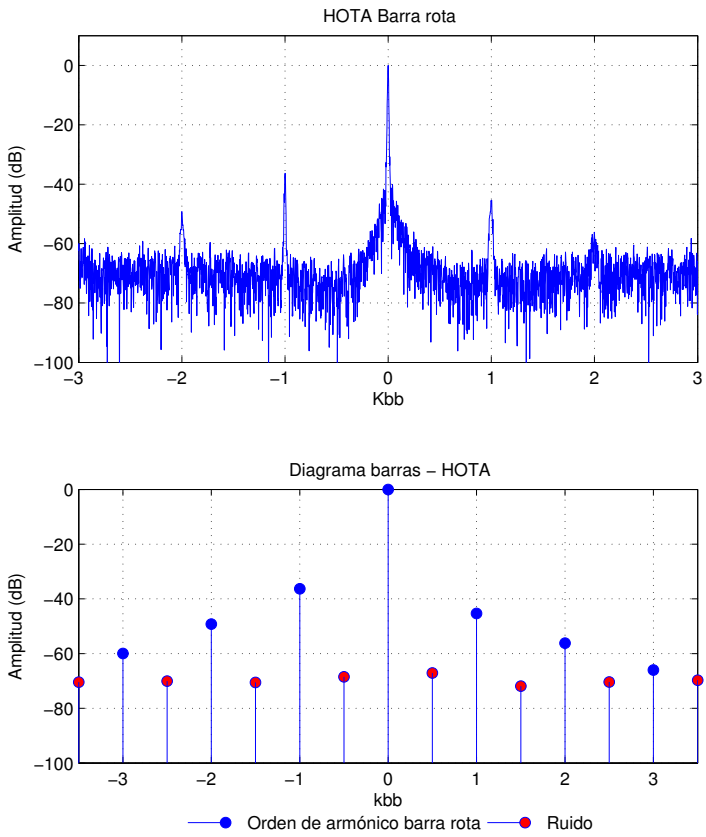


Figura 5.58: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 7: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 8:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 8. En la Tabla. 5.23 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.23: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	100-25 % $f=3\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.24 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.24: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2888 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	46.28 Hz	$k = 1$	53.72 Hz
$k = -2$	42.56 Hz	$k = 2$	57.44 Hz
$k = -3$	38.84 Hz	$k = 3$	61.16 Hz

En la Figura. 5.59 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.59 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

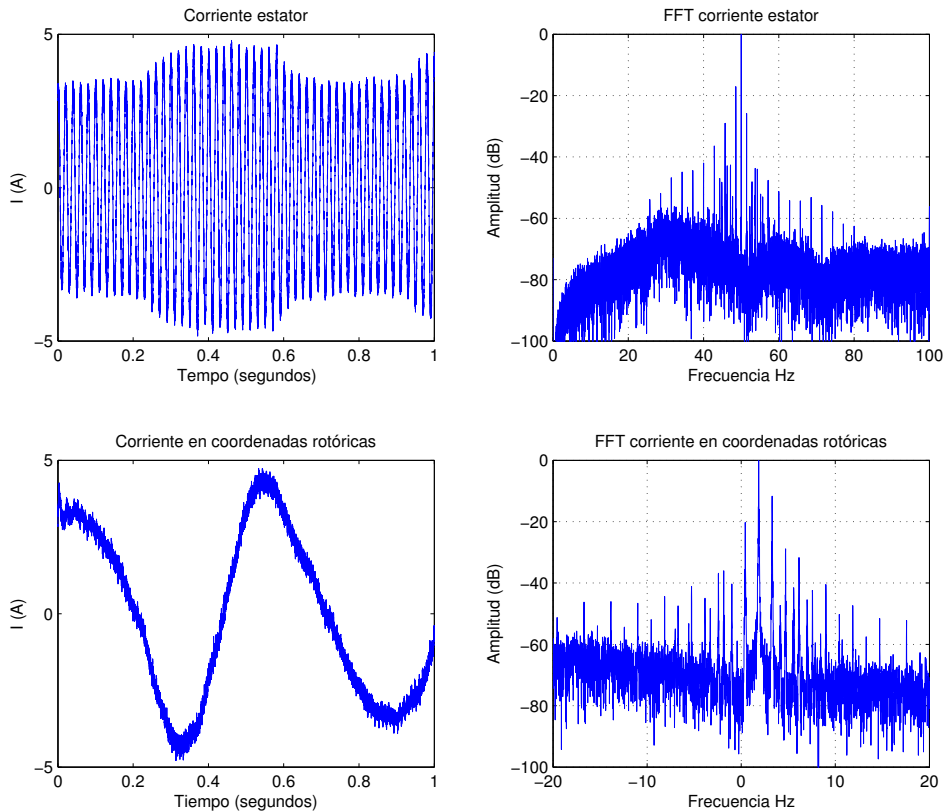


Figura 5.59: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 8: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.60 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.60 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen un elevado número de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.59) debidos tanto al tipo de carga pulsante como a la asimetría rotórica, siendo muy complicado diferenciar entre ambas. No obstante, al aplicar HOTA las componentes debidas a la falta aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede distinguir entre las componentes introducidas por el tipo de falta y las introducidas por la naturaleza de la carga.

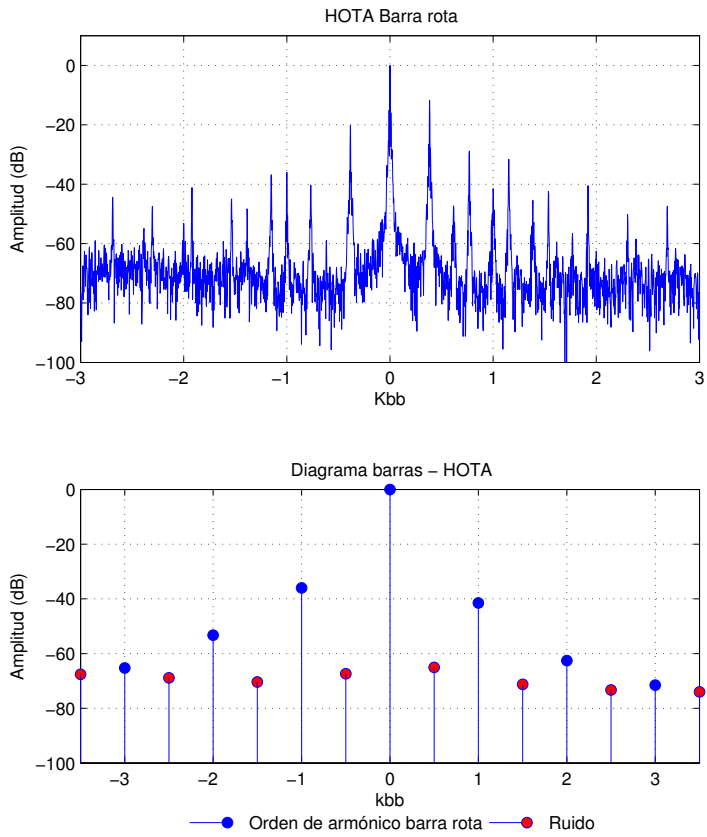


Figura 5.60: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 8: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 9:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 9. En la Tabla. 5.25 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.25: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar+Des
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	100-25 % f=10Hz
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.26 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.26: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2891 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	46.38 Hz	$k = 1$	53.62 Hz
$k = -2$	42.76 Hz	$k = 2$	57.24 Hz
$k = -3$	39.14 Hz	$k = 3$	60.86 Hz

En la Figura. 5.61 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.61 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

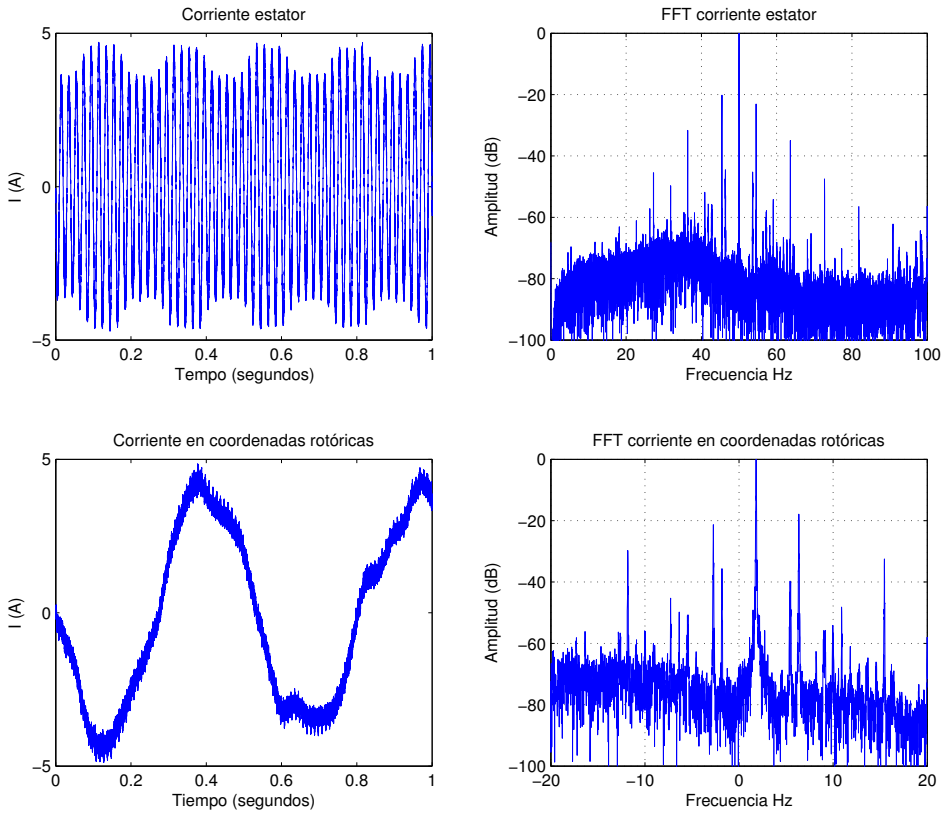


Figura 5.61: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 9: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.62 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.62 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen un elevado número de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.61) debidos tanto al tipo de carga pulsante como a la asimetría rotórica, siendo muy complicado diferenciar entre ambas. No obstante, al aplicar HOTA las componentes debidas a la falta aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede distinguir entre las componentes introducidas por el tipo de falta y las introducidas por la naturaleza de la carga.

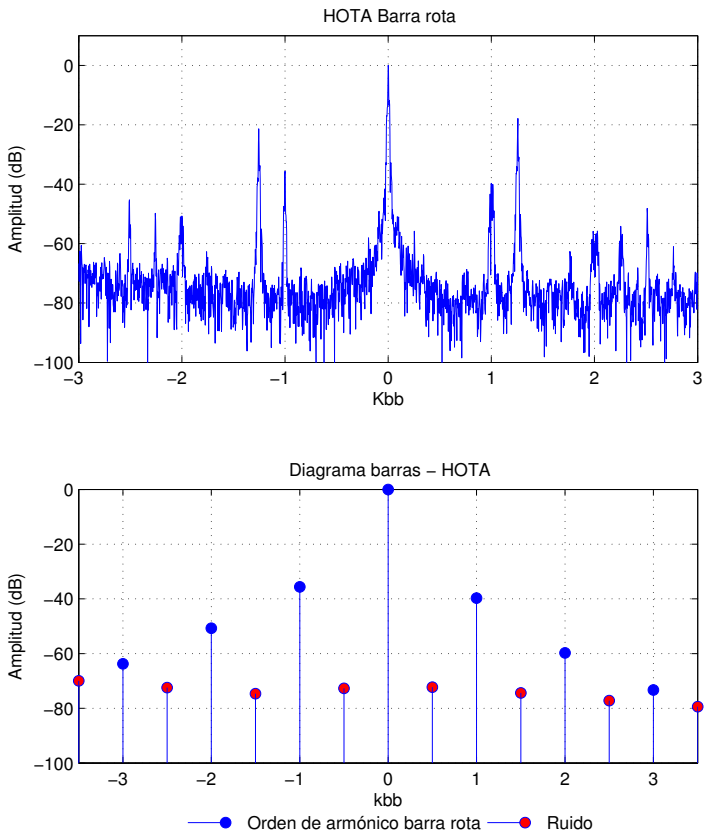


Figura 5.62: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 9: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 10:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 10. En la Tabla. 5.27 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.27: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.28 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.28: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	25.25 Hz	Velocidad motor	1504 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	24.89 Hz	$k = 1$	25.61 Hz
$k = -2$	24.53 Hz	$k = 2$	25.97 Hz
$k = -3$	24.17 Hz	$k = 3$	26.33 Hz

En la Figura. 5.63 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.63 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

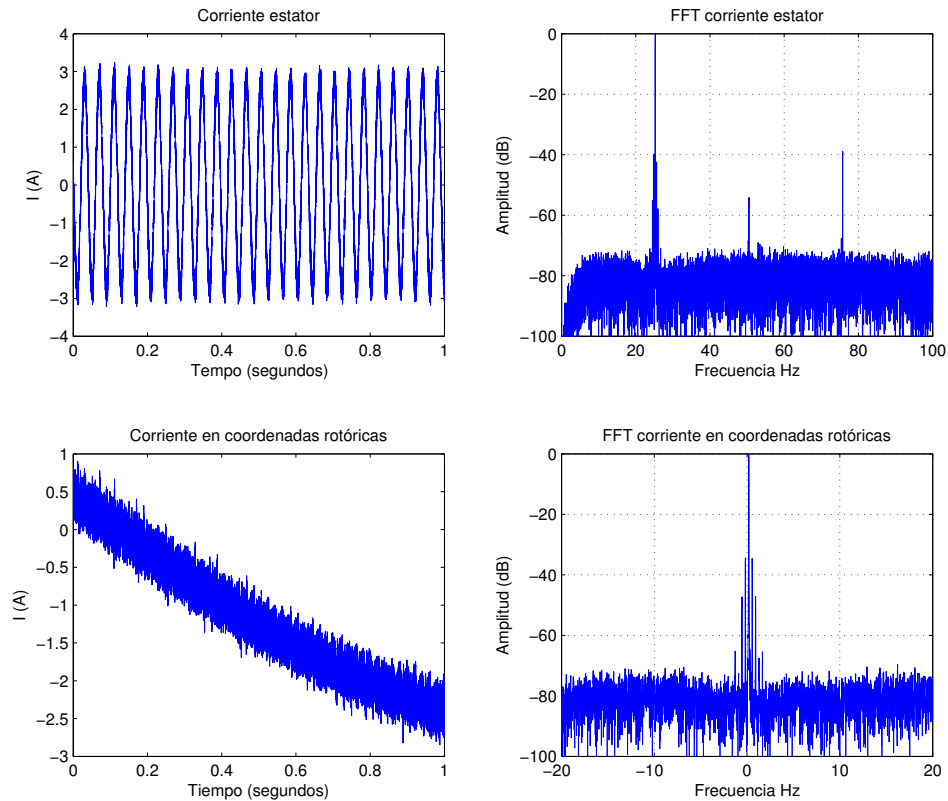


Figura 5.63: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 10: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.64 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.64 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver, como debido al bajo deslizamiento, las componentes de falta quedan muy próximas a la componente fundamental (Figura. 5.63). No obstante, al aplicar HOTA se observa como éstas aparecen exactamente en su orden k facilitando la tarea de detección y diagnóstico. Por otro lado, también se observa como el nivel de ruido ha aumentado debido al uso del convertidor de frecuencia

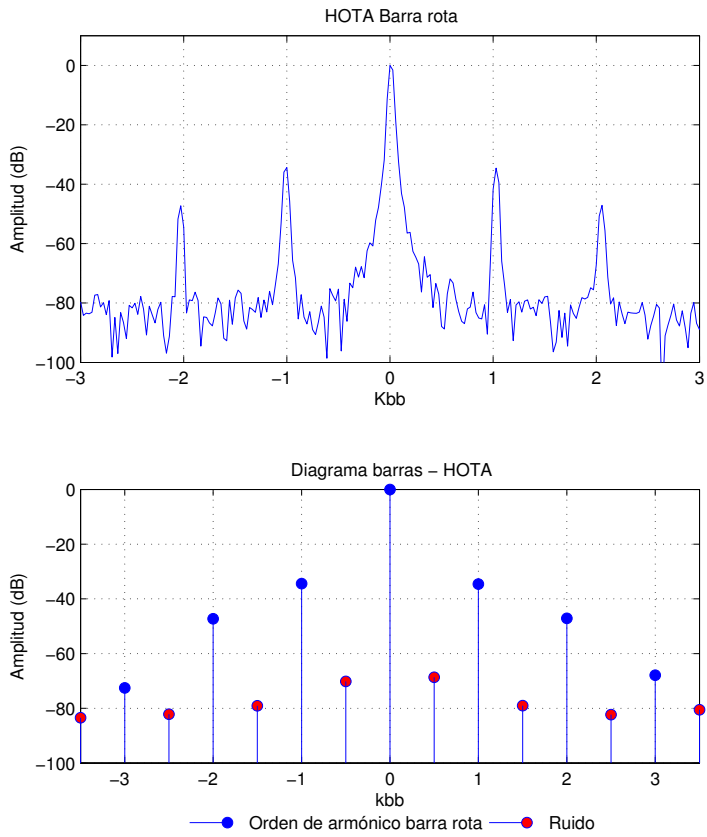


Figura 5.64: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 10: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 11:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 11. En la Tabla. 5.29 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.29: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Vectorial
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	35 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.30 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.30: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	26.26 Hz	Velocidad motor	1494 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	23.54 Hz	$k = 1$	28.98 Hz
$k = -2$	20.82 Hz	$k = 2$	31.7 Hz
$k = -3$	18.1 Hz	$k = 3$	34.42 Hz

En la Figura. 5.65 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.65 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

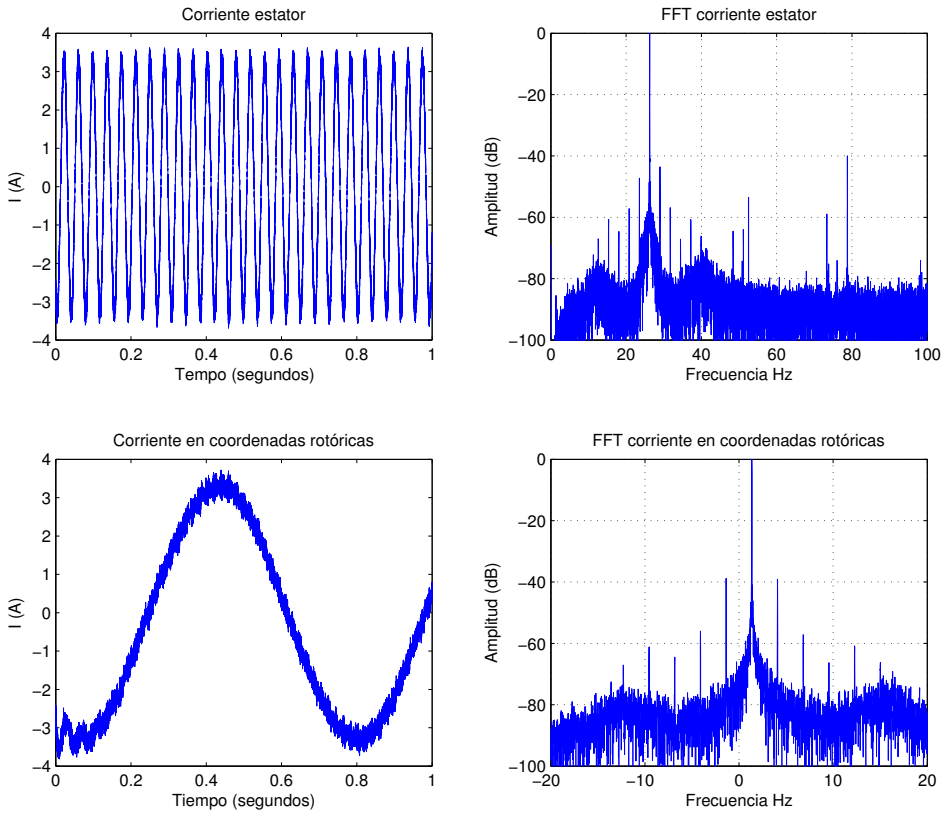


Figura 5.65: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 11: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.66 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.66 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen una serie de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.65). No obstante, es necesario realizar cálculos para determinar si éstos son debidos a la asimetría rotórica, mientras que al aplicar HOTA se observa como éstas aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede concluir que son debidos a este tipo de falta.

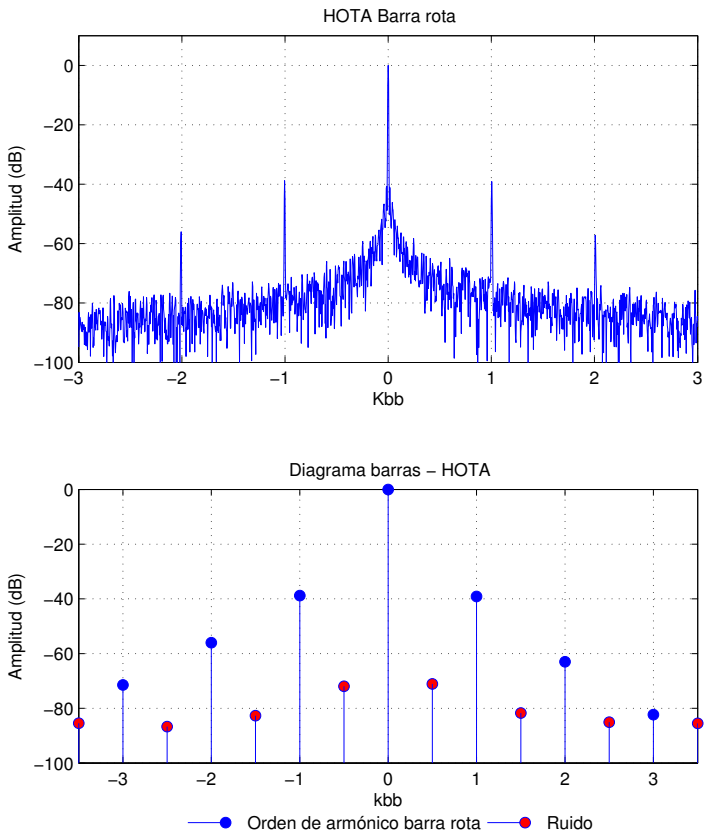


Figura 5.66: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 11: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 12:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 12. En la Tabla. 5.31 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.31: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar+Des
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	70 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.32 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.32: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	24.99 Hz	Velocidad motor	1393 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	21.43 Hz	$k = 1$	28.55 Hz
$k = -2$	17.87 Hz	$k = 2$	32.11 Hz
$k = -3$	14.31 Hz	$k = 3$	35.67 Hz

En la Figura. 5.67 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.67 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

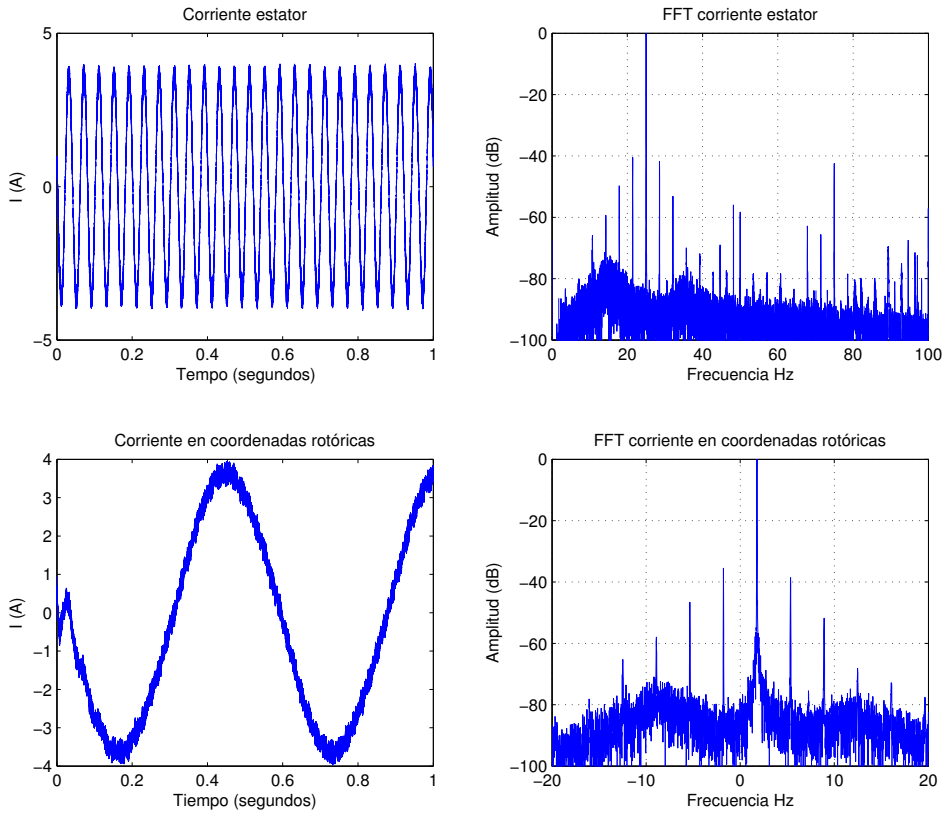


Figura 5.67: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 12: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.68 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.68 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen una serie de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.67) que al aplicar HOTA aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede concluir que son debidos a este tipo de falta.

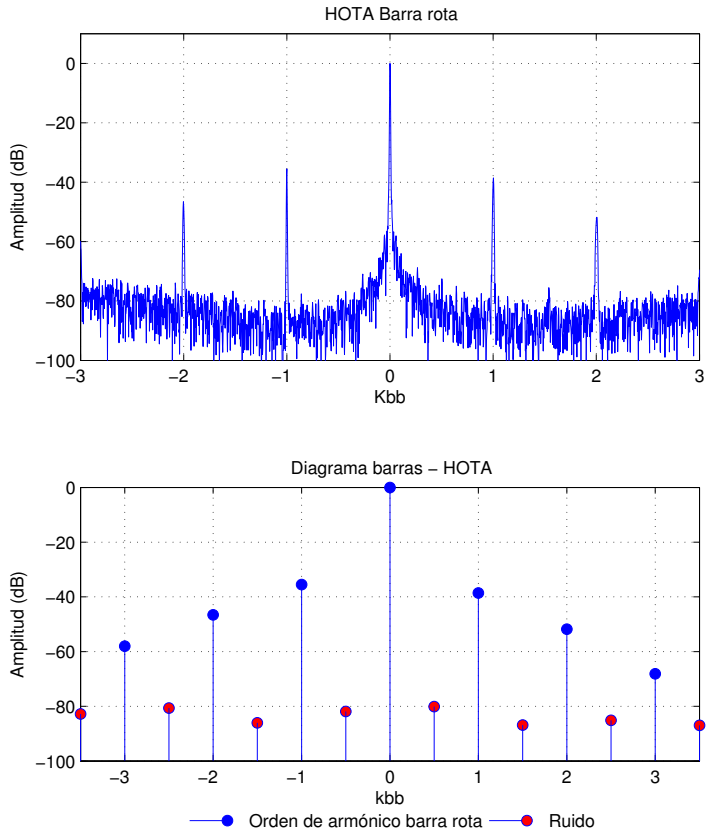


Figura 5.68: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 12: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 13:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 13. En la Tabla. 5.33 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.33: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Vectorial
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	70-25 % f=3Hz
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.34 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.34: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	26.35 Hz	Velocidad motor	1494 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	23.45 Hz	$k = 1$	29.25 Hz
$k = -2$	20.55 Hz	$k = 2$	32.15 Hz
$k = -3$	17.65 Hz	$k = 3$	35.05 Hz

En la Figura. 5.69 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.69 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

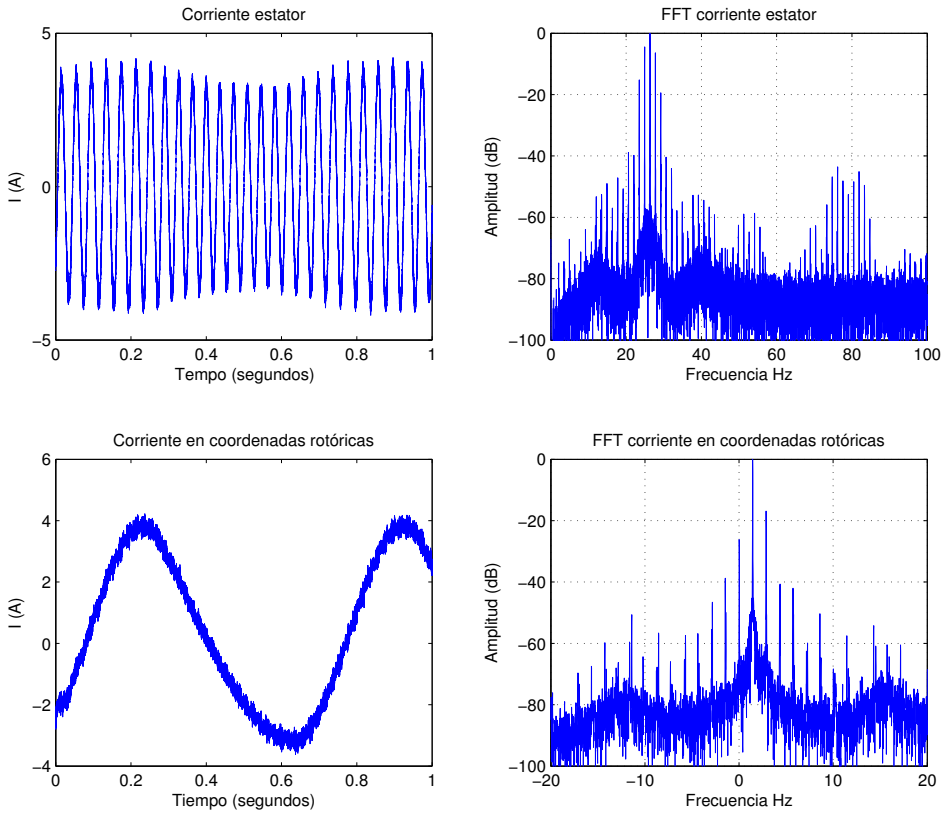


Figura 5.69: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 13: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.70 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.70 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen un elevado número de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.69) debidos tanto al tipo de carga pulsante como a la asimetría rotórica, siendo muy complicado diferenciar entre ambas. No obstante, al aplicar HOTA las componentes debidas a la falta aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede distinguir entre las componentes introducidas por el tipo de falta y las introducidas por la naturaleza de la carga.

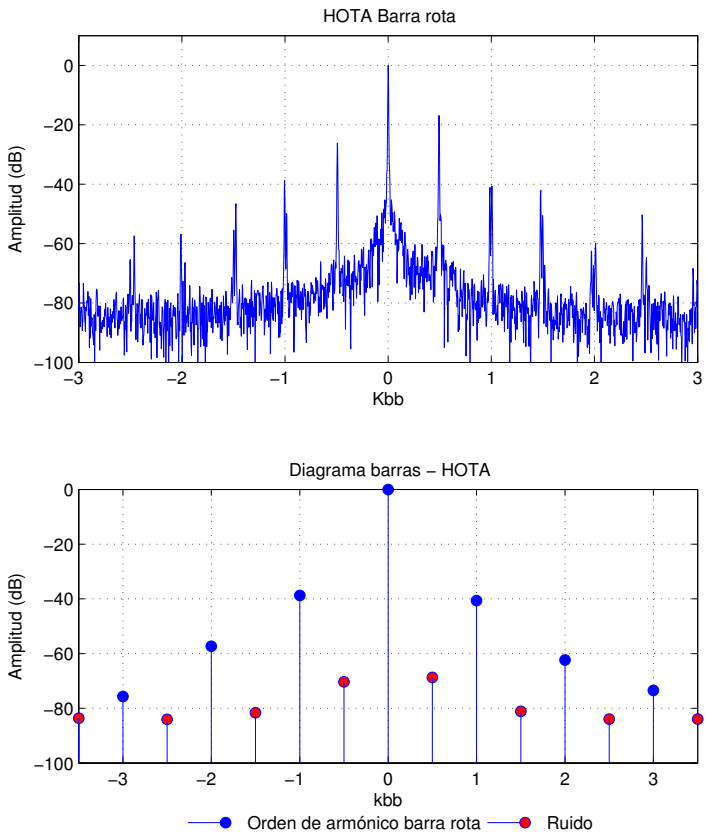


Figura 5.70: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 13: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 14:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 14. En la Tabla. 5.35 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.35: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	70-25 % $f=10\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.36 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.36: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	24.99 Hz	Velocidad motor	1409 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	21.99 Hz	$k = 1$	27.99 Hz
$k = -2$	18.99 Hz	$k = 2$	30.99 Hz
$k = -3$	15.99 Hz	$k = 3$	33.99 Hz

En la Figura. 5.71 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.71 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

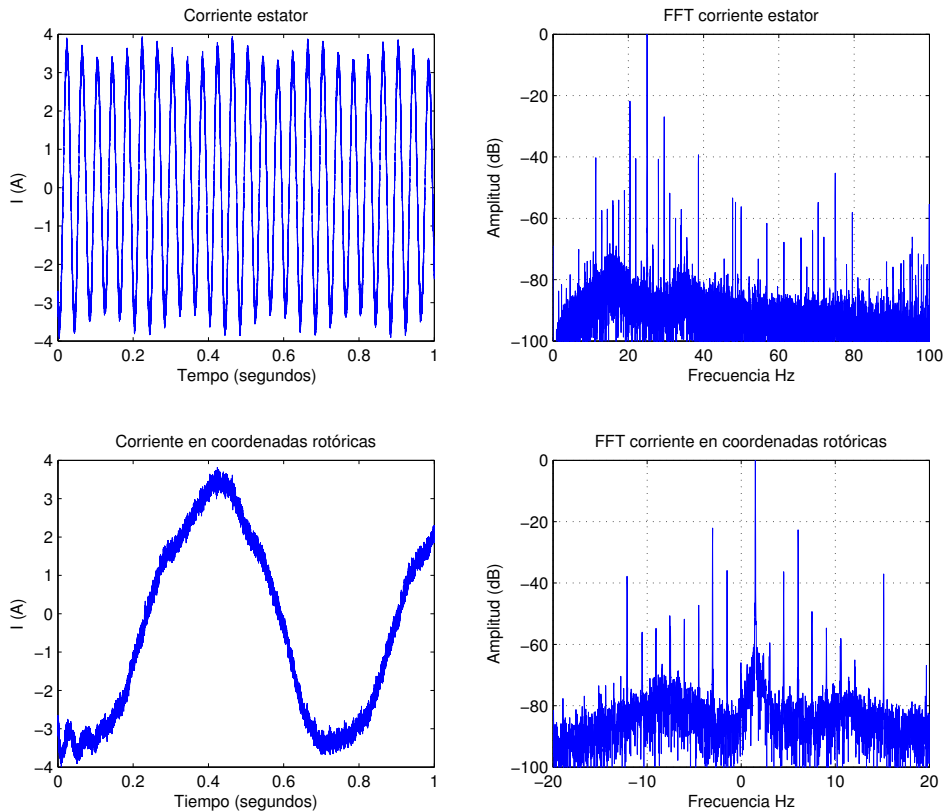


Figura 5.71: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 14: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.72 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.72 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen un elevado número de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.71) debidos tanto al tipo de carga pulsante como a la asimetría rotórica, siendo muy complicado diferenciar entre ambas. No obstante, al aplicar HOTA las componentes debidas a la falta aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede distinguir entre las componentes introducidas por el tipo de falta y las introducidas por la naturaleza de la carga.

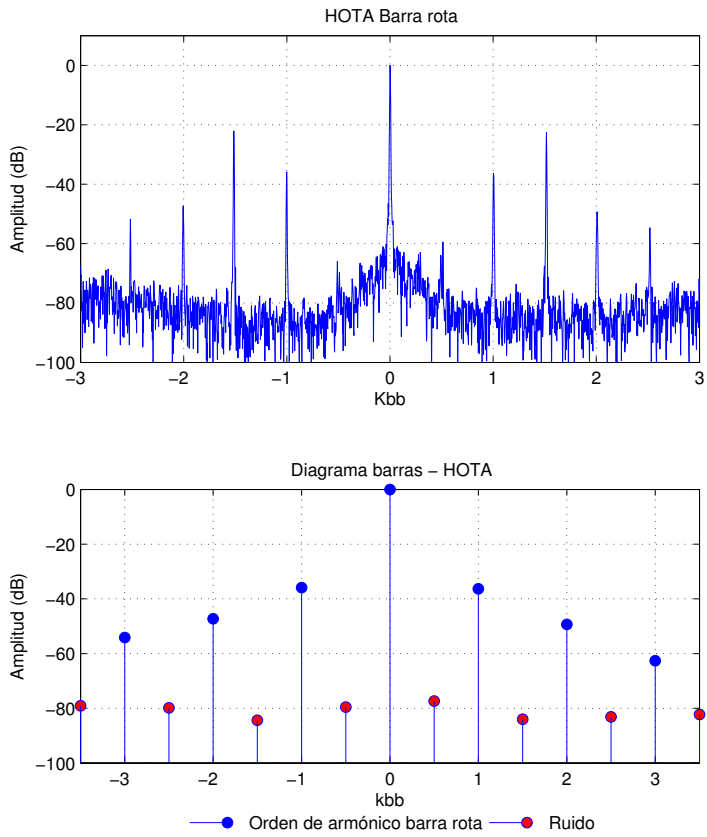


Figura 5.72: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 14: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test generador:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test generador. En la Tabla. 5.37 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.37: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400
Régimen de velocidad	Constante	Velocidad	3100 r.p.m.
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.38 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.38: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	3100 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	53.34 Hz	$k = 1$	46.66 Hz
$k = -2$	56.68 Hz	$k = 2$	43.32 Hz
$k = -3$	60.02 Hz	$k = 3$	39.98 Hz

En la Figura. 5.73 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.73 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

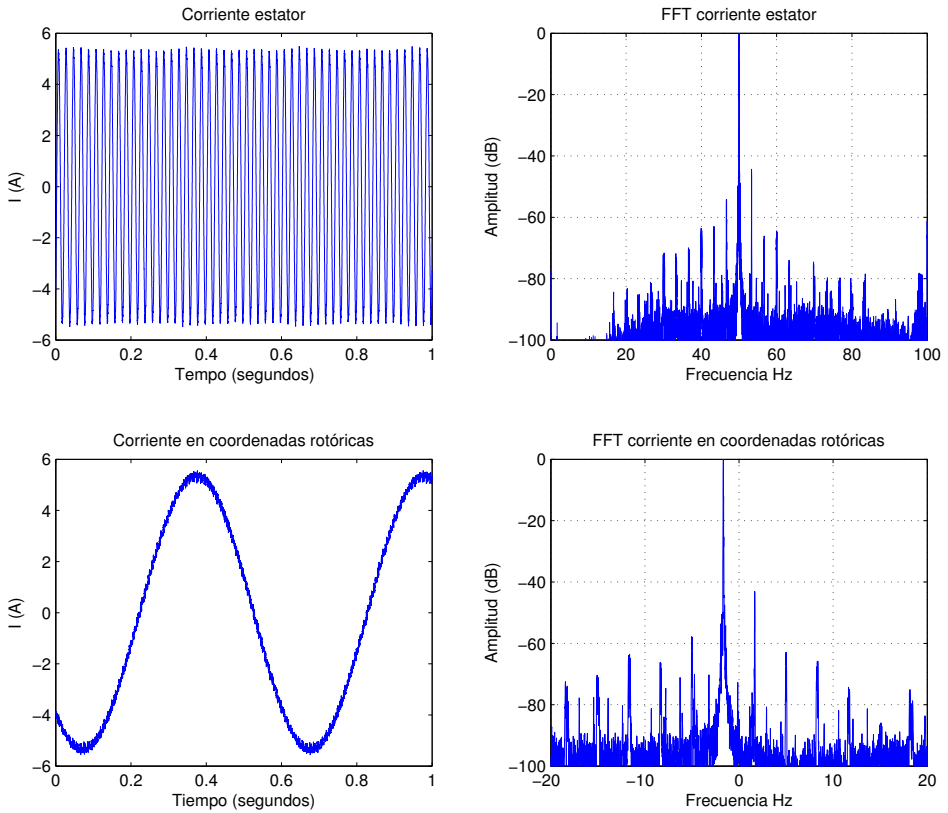


Figura 5.73: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test generador: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.74 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.74 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: Este es un ensayo se ha realizado con la máquina trabajando en modo generador con conexión directa a la red. Las componentes de falta aparecen de manera clara en el espectro de la corriente (Figura. 5.73) en las bandas teóricas calculadas (Tabla. 5.38). Tras aplicar HOTA (Figura. 5.74) se observa como las componentes de falta aparecen de forma clara en sus órdenes de armónico correspondientes. A la vista de los resultados, se observa que el método HOTA es eficaz para trabajar incluso en el modo generador de la máquina. También permite condensar toda la información en apenas 15 puntos, reduciendo los requisitos para almacenar y/o transmitir el estado de la máquina.

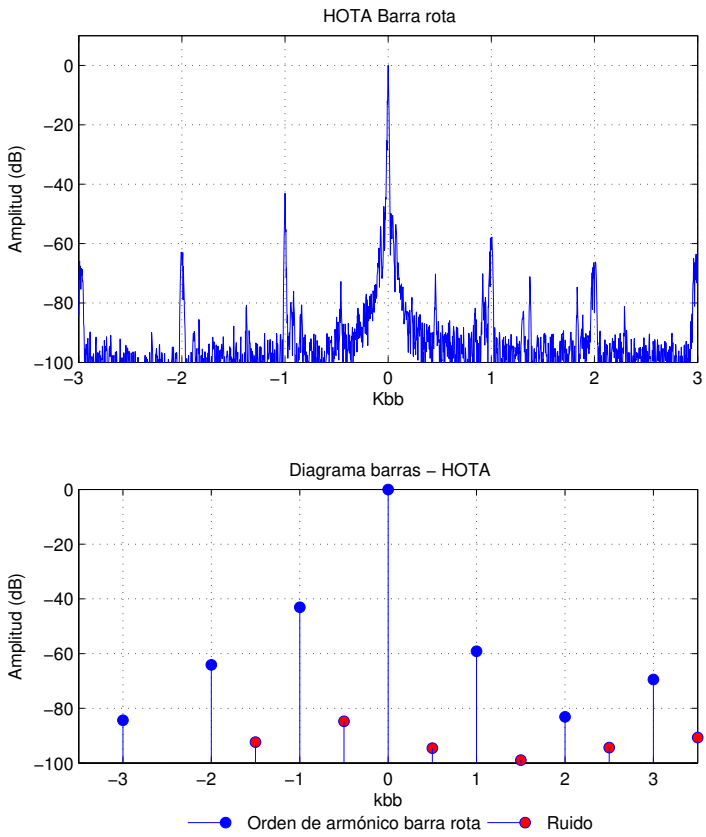


Figura 5.74: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test generador: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

5.3.1.2 Excentricidad

En este apartado se muestran los resultados de aplicar HOTA a 14 tests realizados con el motor con excentricidad mixta, más un ensayo realizado con la máquina operando en modo generador. Se debe tener en cuenta que se ha utilizado una máquina bipolar para realizar los ensayos, por tanto, al utilizar la señal analítica y recordando los límites expuestos en el punto 5.2.1, el método HOTA únicamente es válido para los órdenes de armónico $k \geq -p$, es decir $k \geq -1$. A continuación se citan las principales características de los ensayos:

- Test 0:** Se realiza un ensayo con la máquina sana alimentada a través de un convertidor de frecuencia a carga nominal. Como los resultados de HOTA revelan la presencia de falta siempre en la misma posición este ensayo podría utilizarse como referencia para comparar con los resultados obtenidos con los ensayos realizados con la máquina con excentricidad mixta que se muestran a continuación.
- Test 1:** Se realiza un ensayo en vacío con el motor conectado directamente a la red a tensión nominal.
- Test 2:** Con este ensayo se prueba el motor funcionando con conexión directa a la red y con una carga pulsante a frecuencia de 3 Hz.
- Test 3:** Se realiza un ensayo del motor a una tensión inferior a la nominal (300 V) y con una carga media.
- Test 4:** El motor se ensaya conectado a la red a una tensión inferior a la nominal y arrastra una carga pulsante de 10 Hz de frecuencia.
- Test 5:** Es un ensayo de vacío con el motor conectado a través del variador de frecuencia de ABB con el control escalar implementado.
- Test 6:** En este caso se utiliza el mismo tipo de control pero utilizando el convertidor de frecuencia de Siemens. Por otro lado, se le aplica un nivel de carga medio.
- Test 7:** Se utiliza el método de control de par (DTC) del convertidor de frecuencia de ABB para controlar al motor que arrastra su carga nominal.
- Test 8:** Se prueba la técnica HOTA en un ensayo realizado con conexión del motor a través del convertidor de frecuencia de ABB con control escalar y la carga aplicada es de tipo pulsante.
- Test 9:** Se realiza un ensayo con carga pulsante utilizando el variador de frecuencia de Siemens al que se le ha implementado el control escalar con compensación de deslizamiento.
- Test 10:** Ensayo de vacío con el motor alimentado a una frecuencia de 25 Hz a través del convertidor de frecuencia ABB con modo de control DTC.

Test 11: Se utiliza el control vectorial del variador Siemens para alimentar al motor a una frecuencia de 25 Hz y una carga del 35 %.

Test 12: El motor se ensaya conectado a través del convertidor de frecuencia de Siemens a 25 Hz con modo de control escalar con compensación de deslizamiento. La carga que arrastra mantiene su nivel constante al 70 %.

Test 13: Se aplica el control vectorial del VF de Siemens para arrastrar una carga pulsante.

Test 14: Se aplica una carga pulsante al motor conectado a través del convertidor de frecuencia de Siemens con control escalar y a una frecuencia de 25 Hz.

Test Generador: En este ensayo se muestran los resultados obtenidos al hacer trabajar la máquina en modo generador. Para ello la máquina se conecta directamente a la red y con el motor de imanes permanentes se la hace girar a una velocidad de 3100 r.p.m que es superior a la velocidad de sincronismo.

Test 0:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 0. En la Tabla. 5.39 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.39: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.40 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.40: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	52.94 Hz	Velocidad motor	3012 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.74 Hz	$k = 1$	103.14 Hz
$k = 2$	153.34 Hz	$k = 3$	203.54 Hz

En la Figura. 5.75 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.75 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

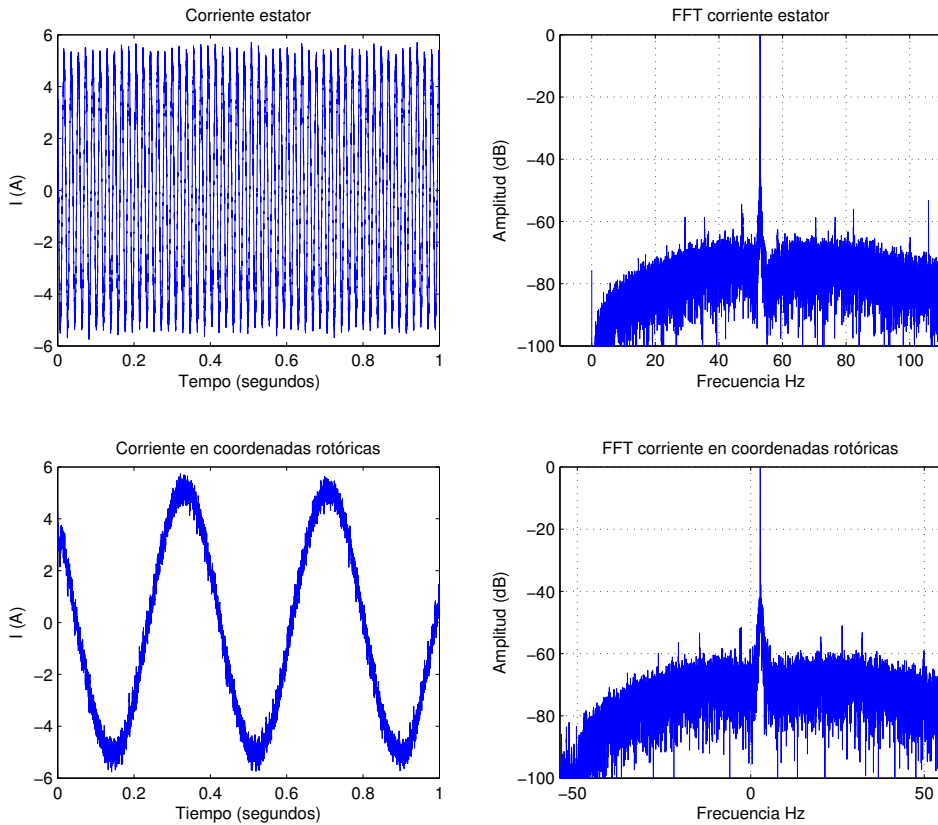


Figura 5.75: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

En la Figura. 5.76 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.76 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver, como a plena carga las componentes de falta apenas son visibles debido al estado sano de la máquina (Figura. 5.75). Al aplicar HOTA (Figura. 5.76) se observa como las componentes de falta aparecen exactamente en su orden k facilitando la tarea de detección y diagnóstico, apareciendo las componentes de falta de muy bajo nivel debido a la excentricidad inherente a la máquina. Dado que en HOTA las componentes de falta aparecen siempre en la misma posición, los resultados de este ensayo pueden ser utilizados como referencia para comparar con los resultados de los ensayos que se muestran a continuación hechos con la máquina con excentricidad mixta.

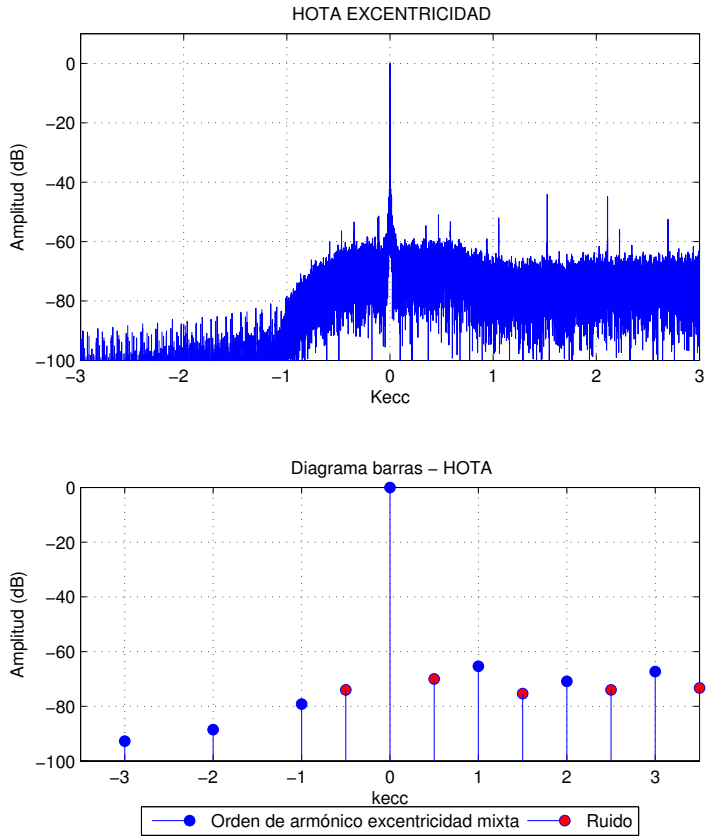


Figura 5.76: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a barra rota. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen estacionario.

Test 1:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 1. En la Tabla. 5.41 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.41: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.42 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.42: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.99 Hz	Velocidad motor	2980 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	0.32 Hz	$k = 1$	99.66 Hz
$k = 2$	149.33 Hz	$k = 3$	199 Hz

En la Figura. 5.77 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.77 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

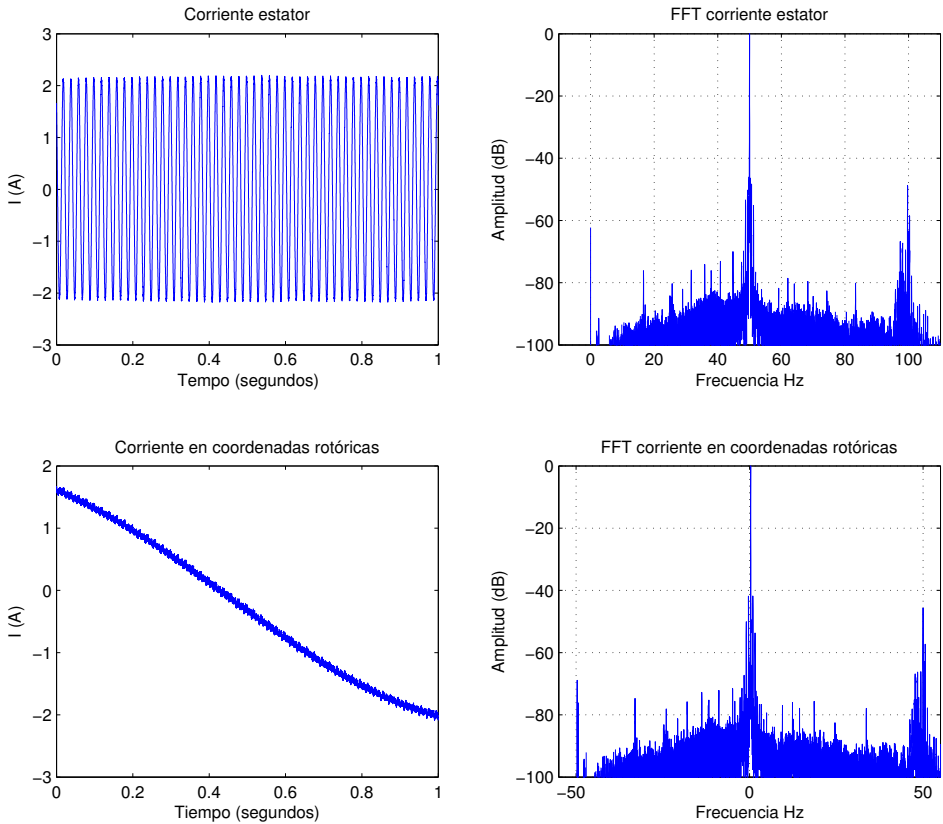


Figura 5.77: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 1: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.78 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.78 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo realizado en vacío y conectado directamente a la red las componentes de falta están muy próximas a la familia de armónicos de la componente fundamental debido al bajo deslizamiento. Por ello, tal como se aprecia en la Figura. 5.77 (derecha), las componentes de falta siguen siendo difíciles de distinguir y es necesario realizar los cálculos matemáticos expuestos en la Tabla. 5.42 para determinar cuáles son la frecuencias debidas a fallo.

En la Figura. 5.78 se observan los resultados de HOTA. Arriba se puede ver uno de los grandes beneficios que aporta esta técnica, las componentes de falta aparecen

exactamente en los órdenes de armónico k (con $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3$) remarcando la existencia de una falta. Además el diagrama es sencillo y fácil de interpretar. Por otro lado, en la Figura. 5.78 (abajo) se muestra como toda la información contenida en el espectro referente a la falta de barra rota se condensa en apenas 15 puntos. Con esta reducción de información se permite llevar un registro histórico de la máquina más eficaz y con unos requisitos de memoria menores. A su vez, sería también útil para ser empleado en sistemas remotos y/o de difícil acceso pues el número de puntos a transmitir es menor reduciendo el tiempo necesario para la transmisión de los mismos.

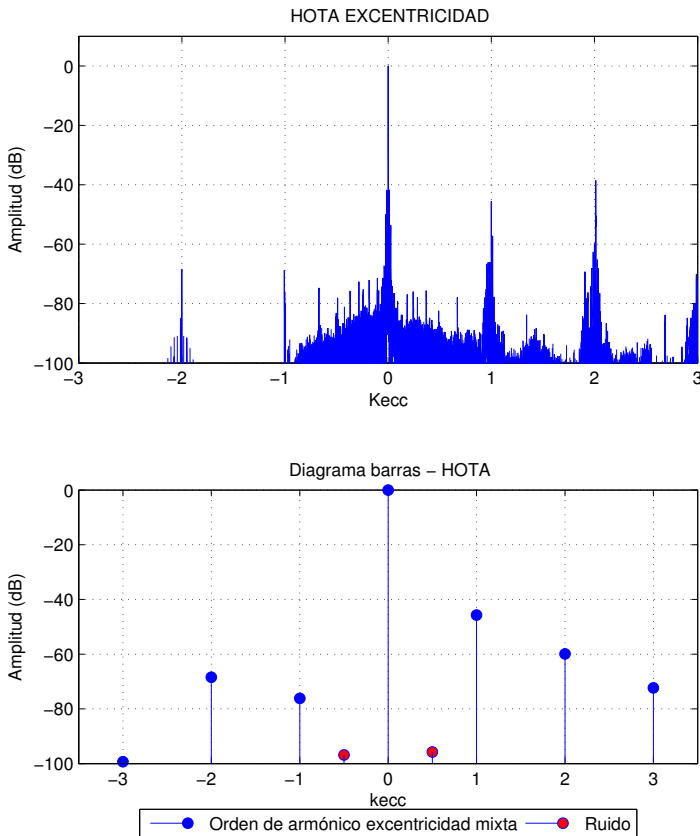


Figura 5.78: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 1: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 2:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 2. En la Tabla. 5.43 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.43: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	100-25 % $f=3\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.44 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.44: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.98 Hz	Velocidad motor	2884 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	1.91 Hz	$k = 1$	98.05 Hz
$k = 2$	146.12 Hz	$k = 3$	194.19 Hz

En la Figura. 5.79 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.79 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

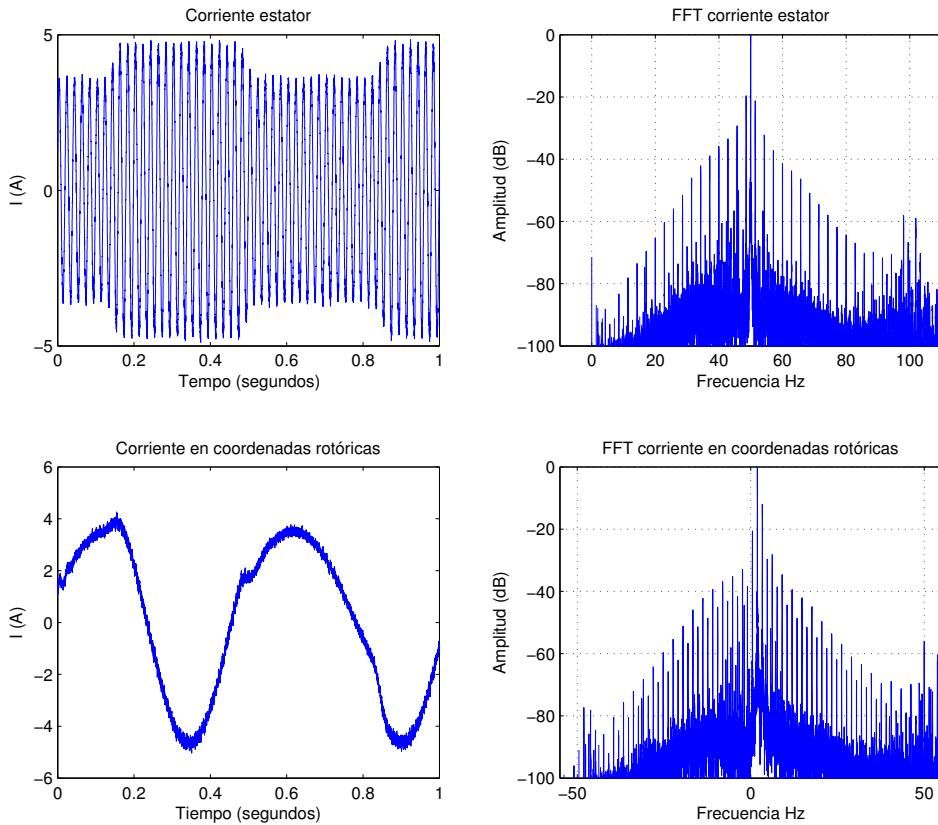


Figura 5.79: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 2: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.80 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.80 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado en conexión directa a la red con una carga pulsante. En el espectro (Figura. 5.79) aparecen un gran número de componentes armónicas, debidas tanto a la excentricidad mixta como a las introducidas por la carga pulsante, lo que podría dar lugar a confusiones. No obstante, en la representación HOTA las componentes correspondientes a la excentricidad mixta aparecen en los órdenes k de armónico correspondiente.

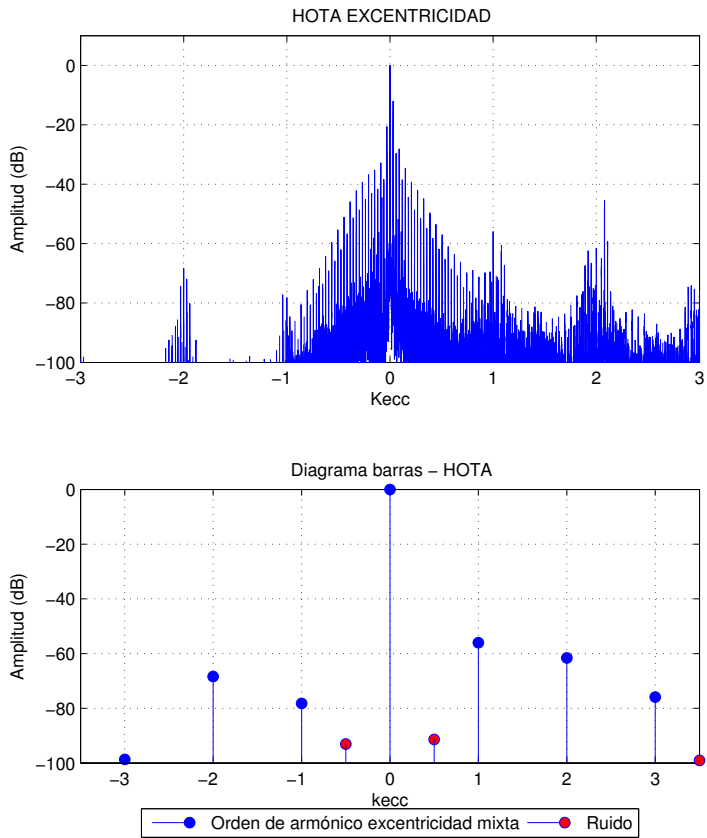


Figura 5.80: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 2: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 3:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 3. En la Tabla. 5.45 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.45: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.46 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.46: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.98 Hz	Velocidad motor	2761 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	3.36 Hz	$k = 1$	96.6 Hz
$k = 2$	143.22 Hz	$k = 3$	189.84 Hz

En la Figura. 5.81 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.81 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

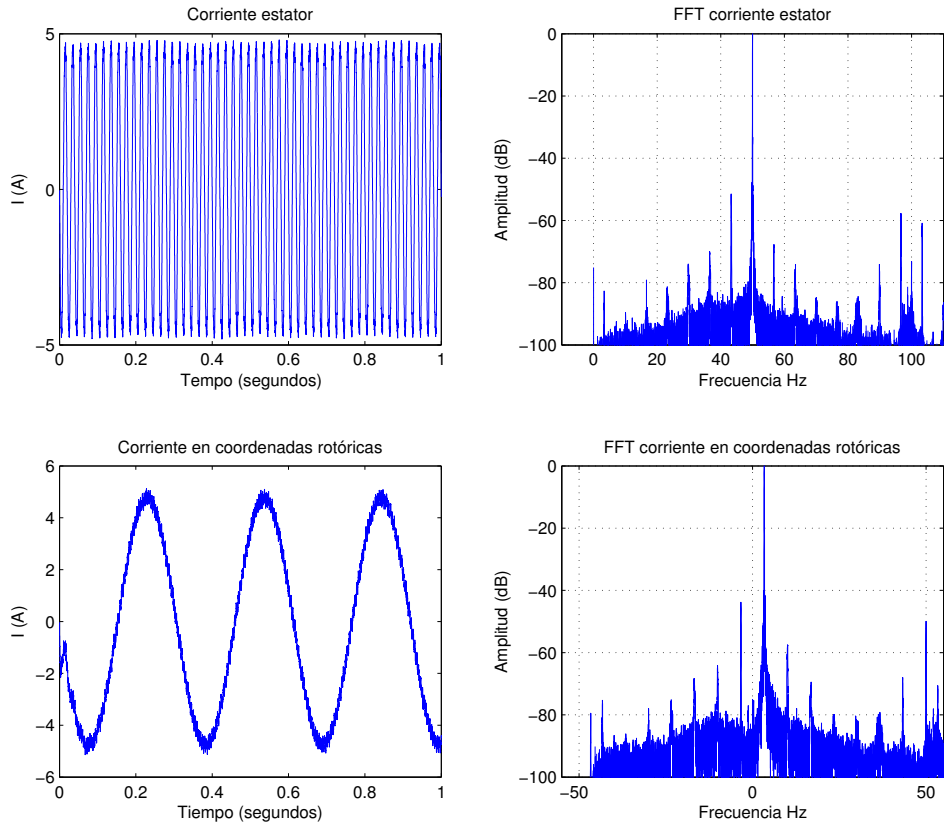


Figura 5.81: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 3: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.82 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.82 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado en conexión directa a la red con tensión inferior a la nominal y a media carga. Se puede ver, al realizar la representación de HOTA como las componentes correspondientes a la excentricidad mixta aparecen exactamente en los órdenes k de armónico correspondientes quedando un diagrama claro y simple de interpretar.

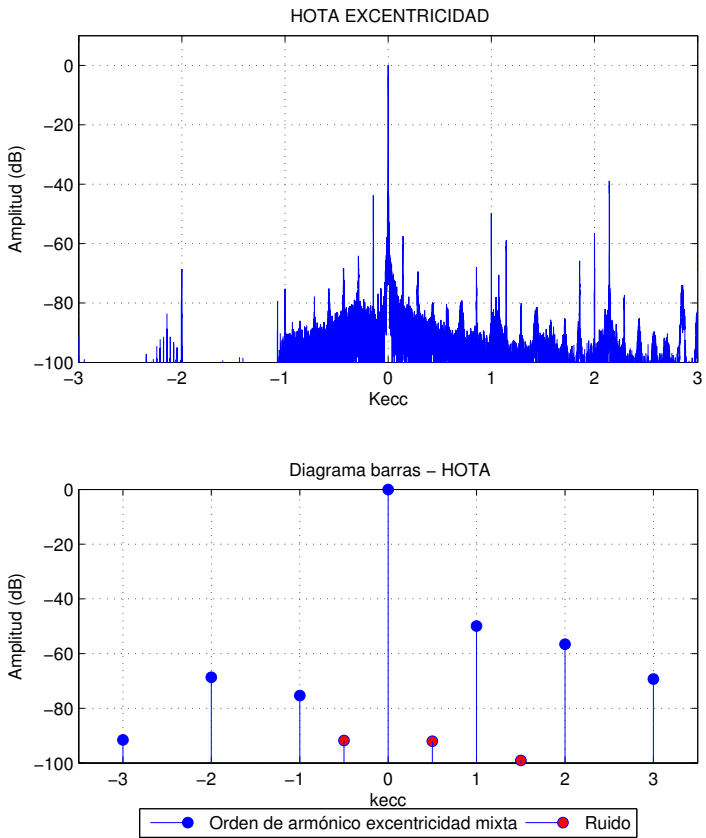


Figura 5.82: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 3: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 4:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 4. En la Tabla. 5.47 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.47: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	70-25 % $f=10\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.48 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.48: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.97 Hz	Velocidad motor	2794 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	3.4 Hz	$k = 1$	96.54 Hz
$k = 2$	143.11 Hz	$k = 3$	189.68 Hz

En la Figura. 5.83 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatística (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.83 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

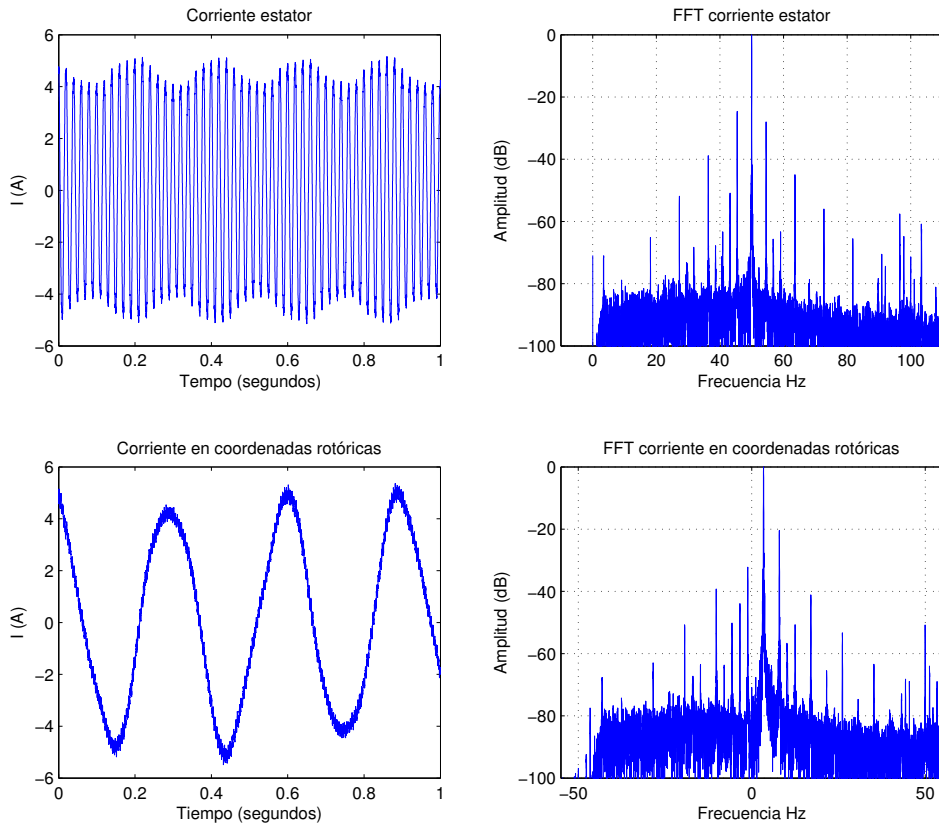


Figura 5.83: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 4: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.84 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.84 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En el espectro de este ensayo, realizado a tensión inferior a la nominal y carga pulsante, (Figura. 5.83) aparecen un gran número de componentes armónicas, siendo la mayoría debidas a la carga pulsante, lo que podría dar lugar a confusiones. No obstante, en la representación HOTA las componentes correspondientes a la excentricidad mixta aparecen en los órdenes k de armónico correspondiente.

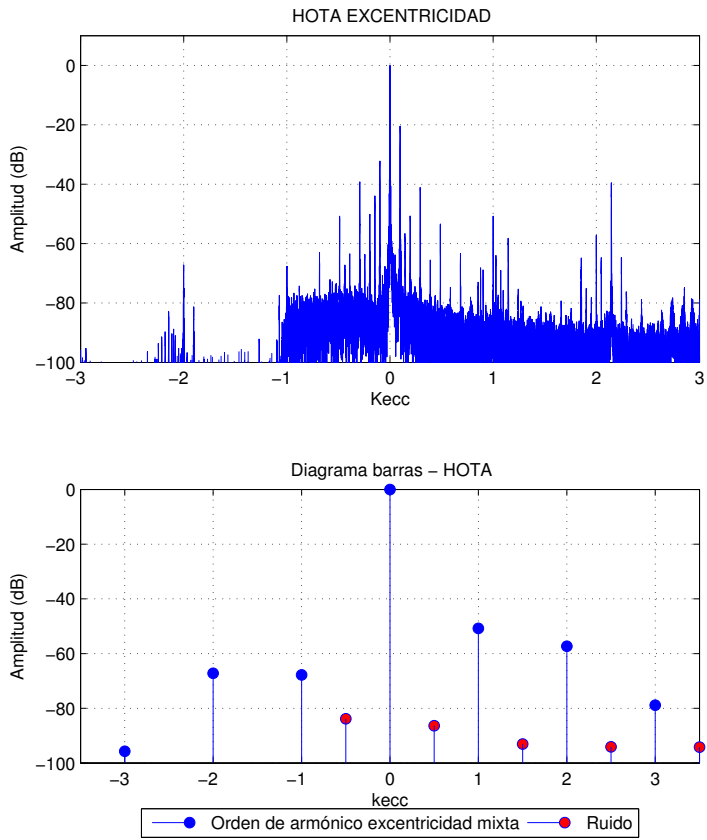


Figura 5.84: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 4: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 5:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 5. En la Tabla. 5.49 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.49: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.50 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.50: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2981 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	0.31 Hz	$k = 1$	99.69 Hz
$k = 2$	149.38 Hz	$k = 3$	199.07 Hz

En la Figura. 5.85 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.85 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

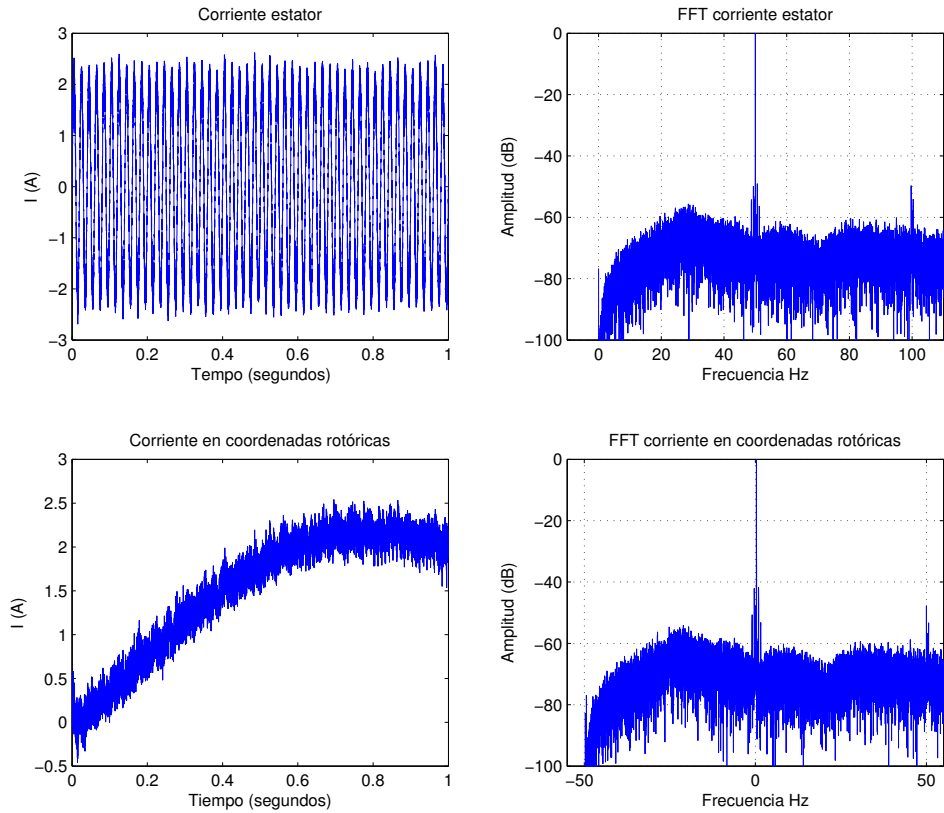


Figura 5.85: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 5: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.86 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.86 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como a bajos deslizamientos, las componentes de falta de excentricidad mixta, tras aplicar HOTA, aparecen en los ordenes de armónico k correspondientes facilitando la tarea de detección y diagnóstico.

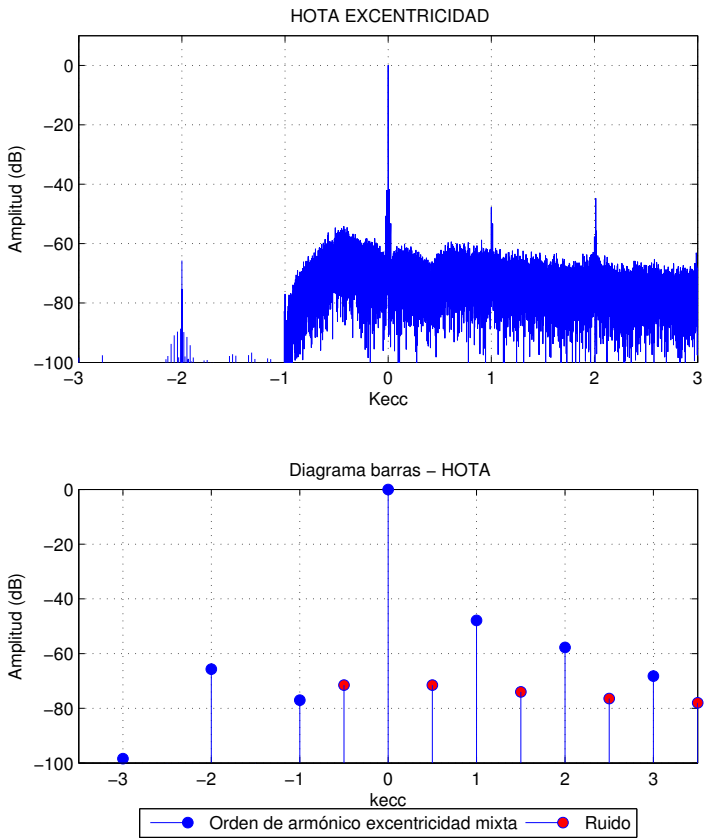


Figura 5.86: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 5: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 6:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 6. En la Tabla. 5.51 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.51: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.52 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.52: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2890 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	1.84 Hz	$k = 1$	98.16 Hz
$k = 2$	146.32 Hz	$k = 3$	194.48 Hz

En la Figura. 5.87 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.87 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

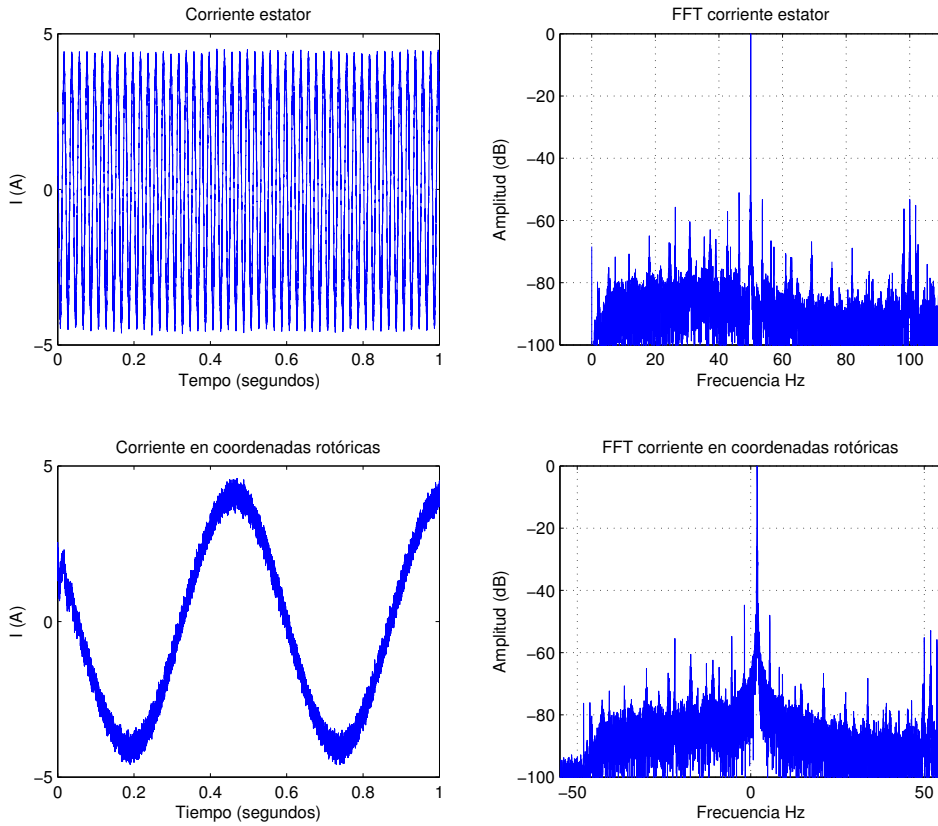


Figura 5.87: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 6: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.88 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.88 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede comprobar que al aplicar HOTA se observa como aparecen componentes debidos a excentricidad mixta en su orden k . Además se puede afirmar que son de excentricidad pues, al aumentar la carga disminuyen su amplitud tal como puede compararse con el ensayo anterior.

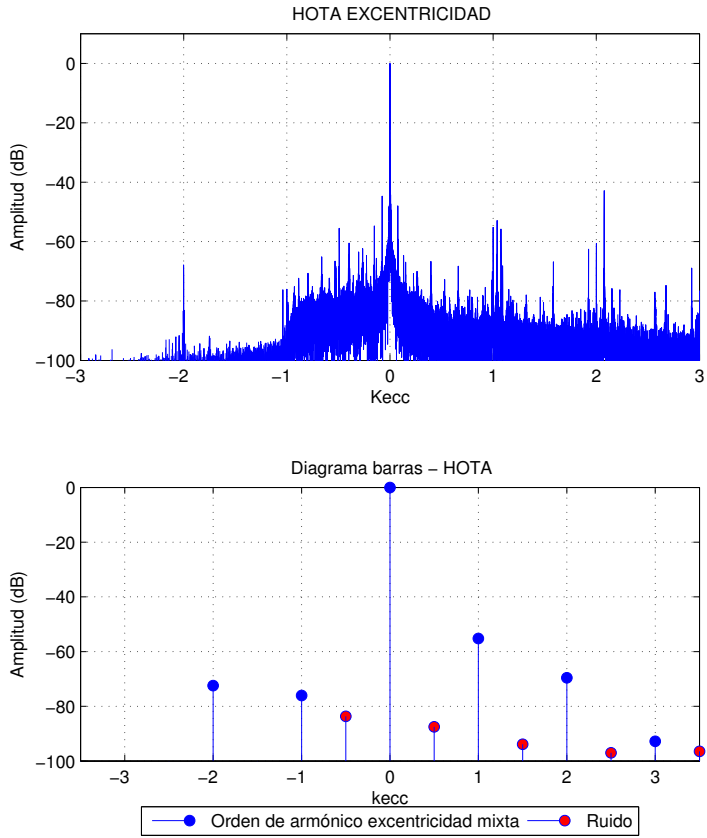


Figura 5.88: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 6: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 7:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 7. En la Tabla. 5.53 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.53: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.54 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.54: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	53.1 Hz	Velocidad motor	3011 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.91 Hz	$k = 1$	103.29 Hz
$k = 2$	153.48 Hz	$k = 3$	203.67 Hz

En la Figura. 5.89 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.89 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

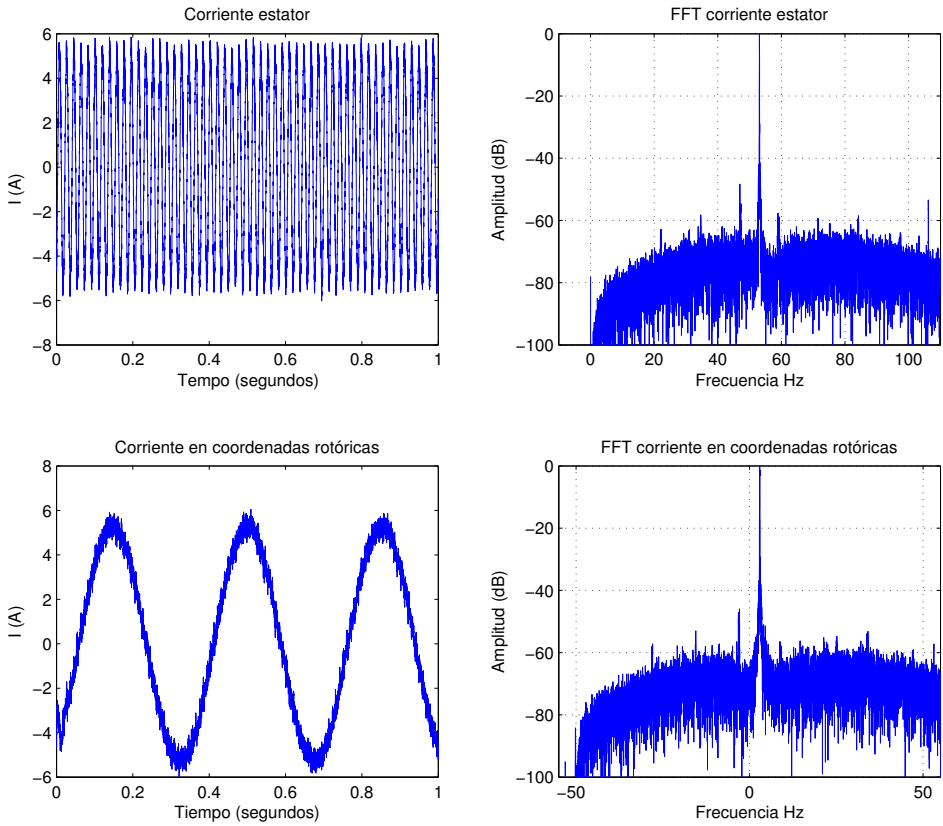


Figura 5.89: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 7: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.90 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.90 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como tras aplicar HOTA aparecen las componentes de excentricidad mixta en sus órdenes k correspondientes (Figura. 5.90) Además, se puede afirmar que son debidos a la excentricidad mixta, pues al aumentar la carga su nivel disminuye tal como se indica en la literatura científica, y esto se puede observar en los dos ensayos anteriores y en éste donde el nivel de carga se ha ido aumentando progresivamente.

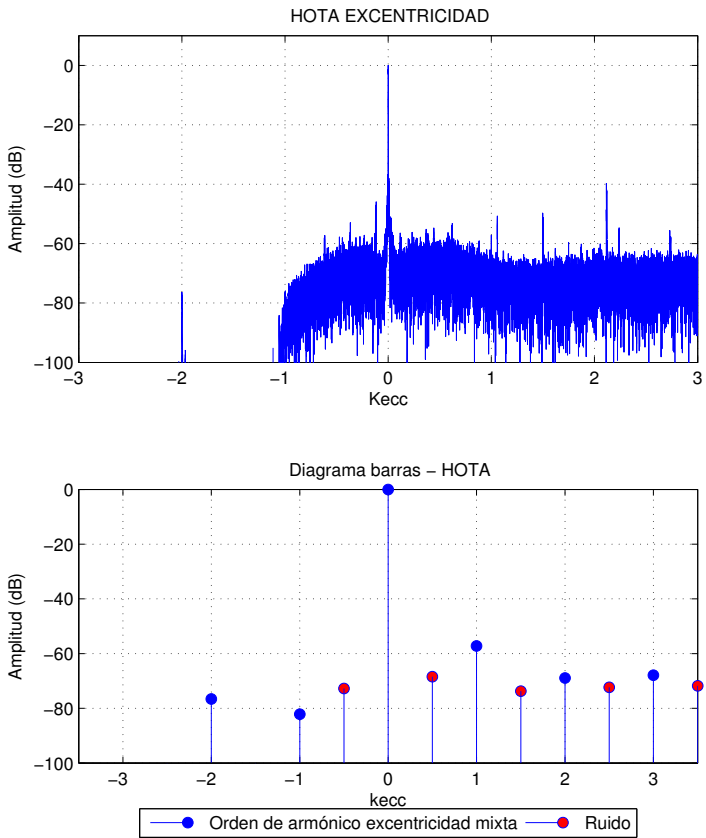


Figura 5.90: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 7: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 8:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 8. En la Tabla. 5.55 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.55: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	100-25 % $f=3\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.56 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.56: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2872 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.14 Hz	$k = 1$	97.86 Hz
$k = 2$	145.72 Hz	$k = 3$	193.58 Hz

En la Figura. 5.91 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.91 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

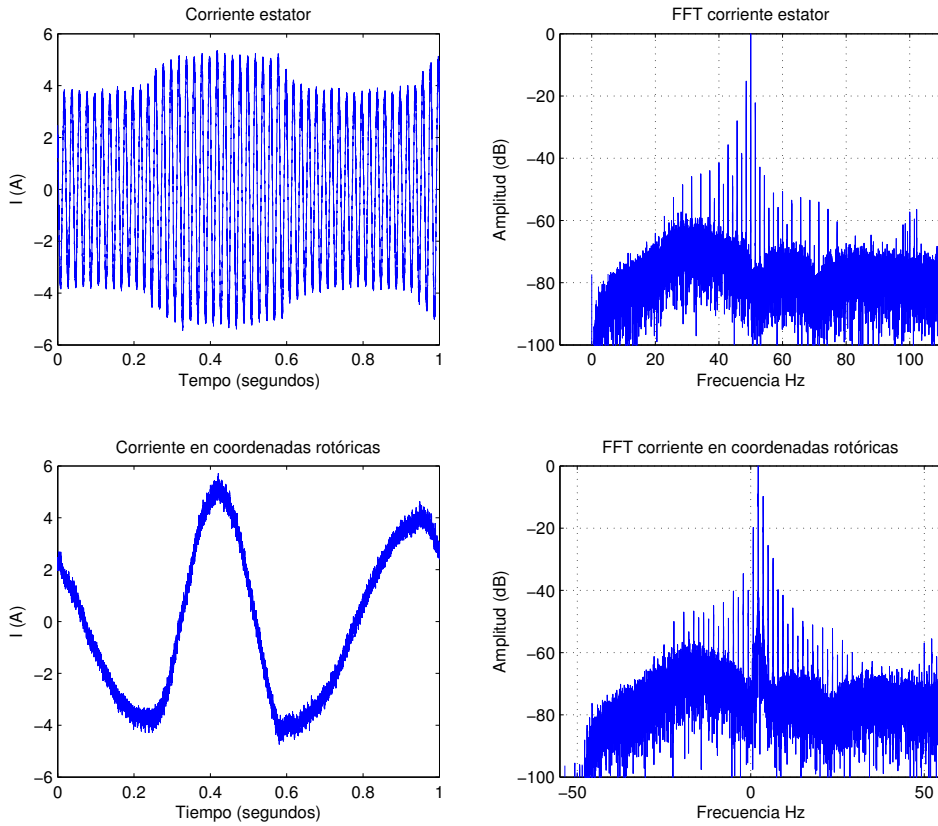


Figura 5.91: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 8: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.92 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.92 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen un elevado número de componentes en el espectro de la corriente debidos al tipo de carga y a la excentricidad mixta. No obstante, como puede verse en la Figura. 5.92 HOTA es un método eficaz para distinguir que componentes son debidas al efecto de la carga y cuáles son debidas a la excentricidad mixta por lo que simplifica la etapa de diagnóstico por parte del encargado de llevarlo a cabo.

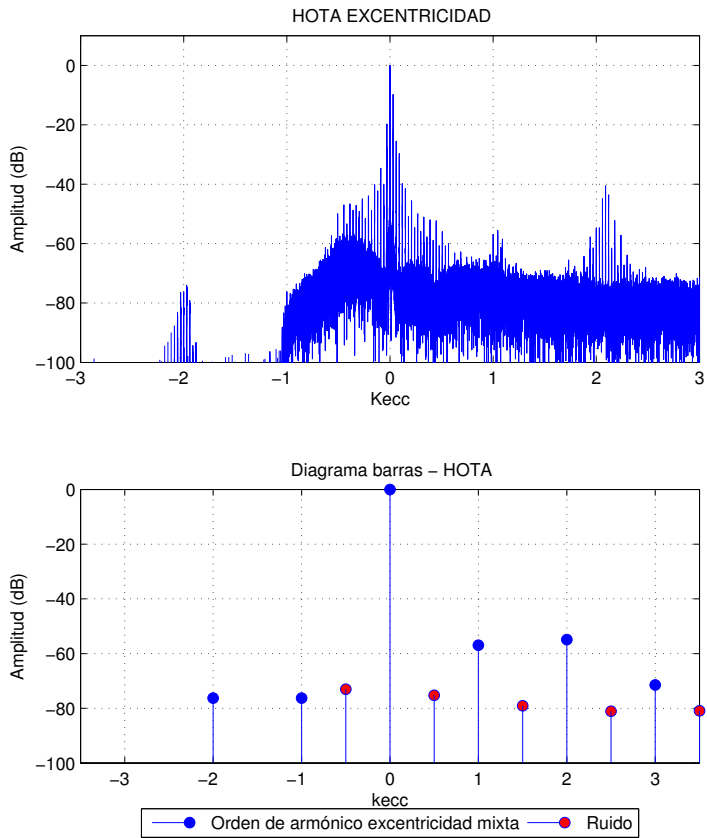


Figura 5.92: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 8: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 9:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 9. En la Tabla. 5.57 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.57: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar+Des
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	100-25 % f=10Hz
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.58 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.58: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	51.93 Hz	Velocidad motor	2970 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.44 Hz	$k = 1$	101.42 Hz
$k = 2$	150.91 Hz	$k = 3$	200.4 Hz

En la Figura. 5.93 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.93 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

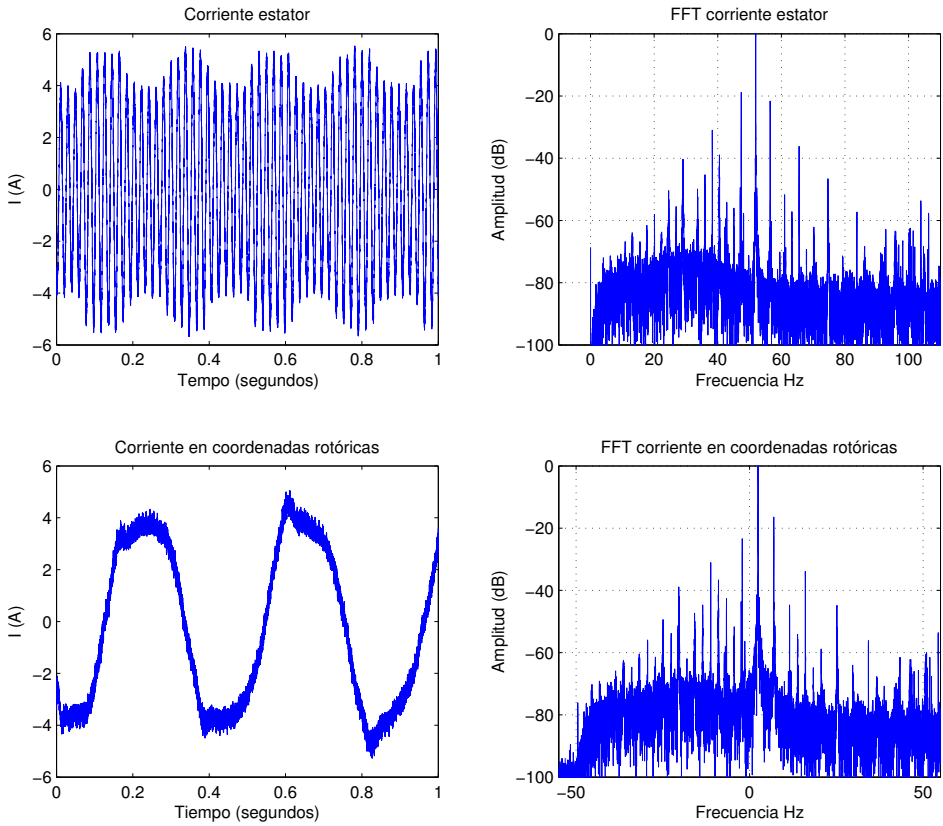


Figura 5.93: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 9: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.94 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.94 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen un elevado número de componentes en el espectro de la corriente debidos al tipo de carga y a la excentricidad mixta. No obstante, como puede verse en la Figura. 5.94 HOTA es un método eficaz para distinguir que componentes son debidas al efecto de la carga y cuáles son debidas a la excentricidad mixta por lo que simplifica la etapa de diagnóstico por parte del encargado de llevarlo a cabo. Además se puede observar, como con el diagrama de barras la representación queda mucho más clara, facilitando la identificación y diagnóstico de la máquina.

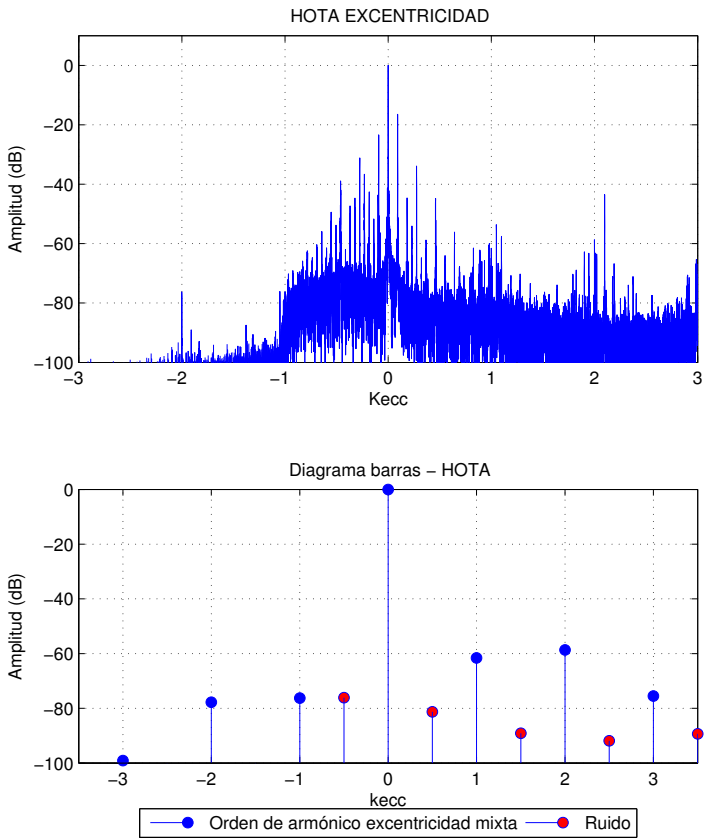


Figura 5.94: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 9: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 10:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 10. En la Tabla. 5.59 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.59: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.60 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.60: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	25.28 Hz	Velocidad motor	1504 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	0.21 Hz	$k = 1$	50.35 Hz
$k = 2$	75.42 Hz	$k = 3$	100.49 Hz

En la Figura. 5.95 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.95 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

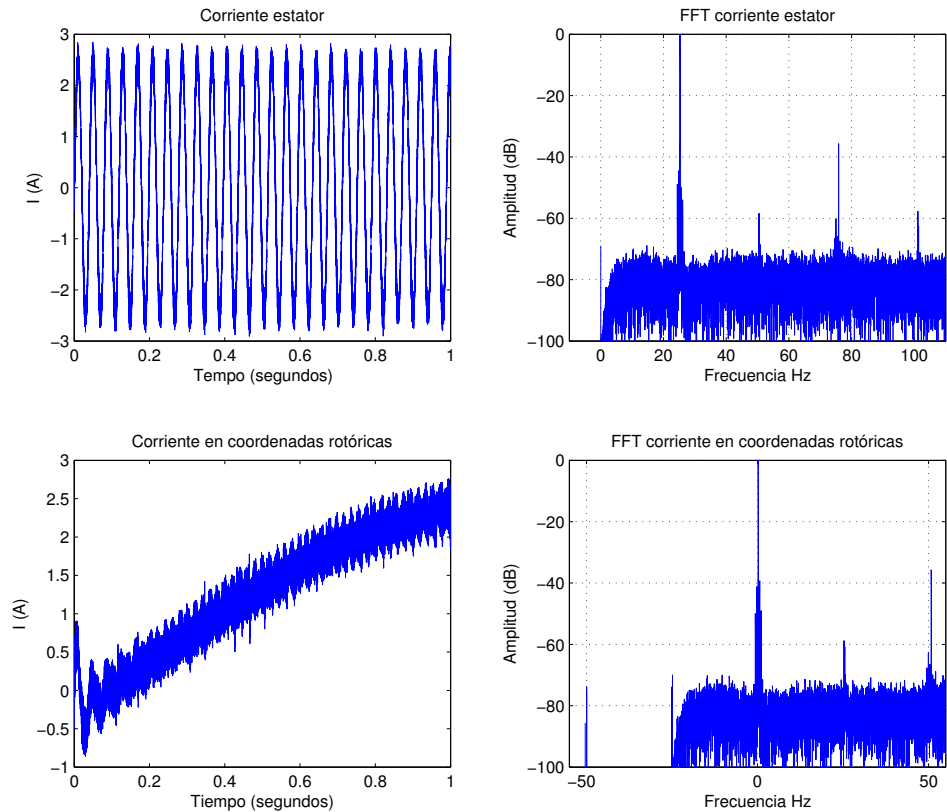


Figura 5.95: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 10: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.96 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.96 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver observar como a baja carga y con el motor trabajando a frecuencia distinta de la nominal, el método HOTA es capaz de detectar los armónicos debidos a la excentricidad mixta.

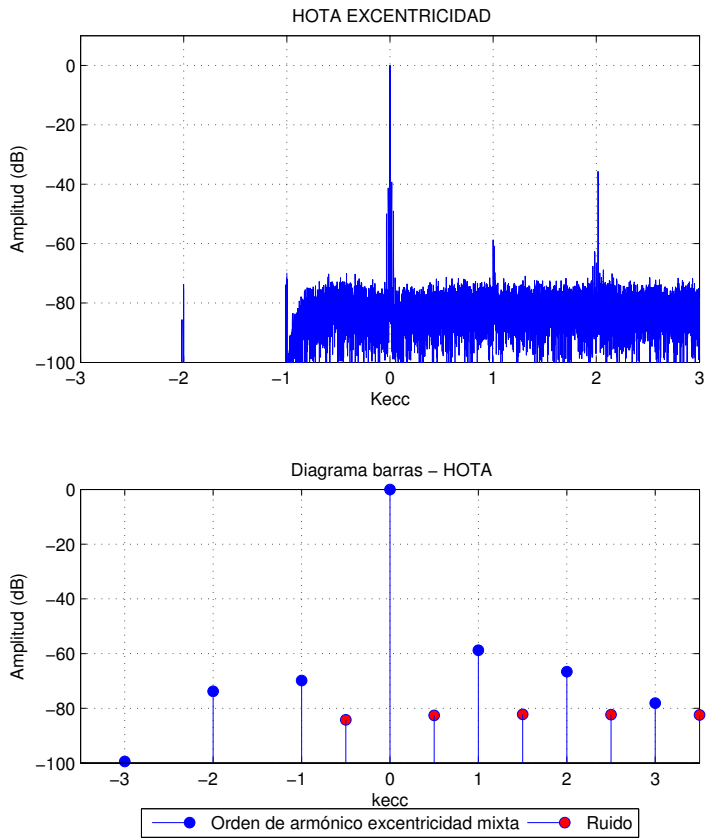


Figura 5.96: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 10: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 11:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 11. En la Tabla. 5.61 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.61: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Vectorial
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	35 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.62 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.62: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	51.75 Hz	Velocidad motor	2974 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.18 Hz	$k = 1$	101.32 Hz
$k = 2$	150.89 Hz	$k = 3$	200.46 Hz

En la Figura. 5.97 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.97 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

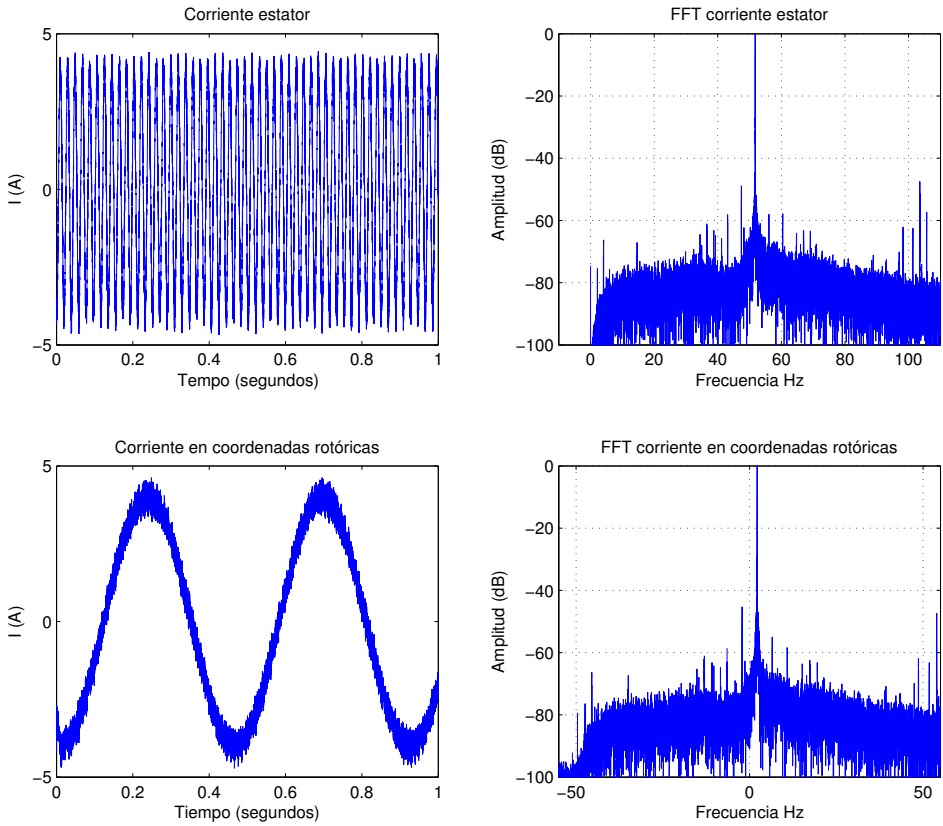


Figura 5.97: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 11: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.98 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.98 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se observa como el nivel correspondiente a la falta descende al aumentar la carga. Tras aplicar HOTA (Figura. 5.98) se observa que las componentes de falta aparecen en los órdenes k de excentricidad mixta. De este modo, el diagnóstico se simplifica en gran medida pues solo hay que buscar en estos órdenes de magnitud.

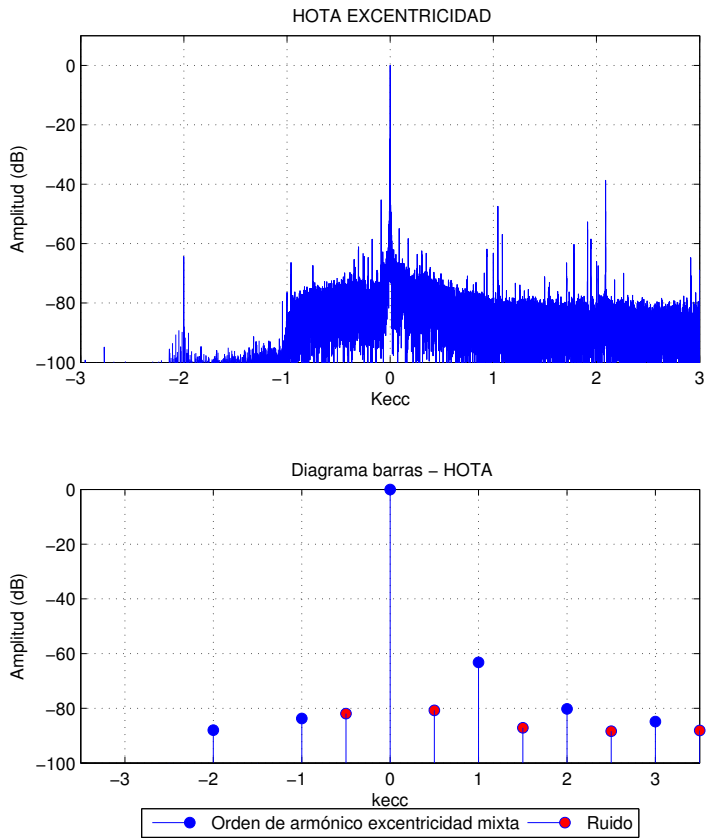


Figura 5.98: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 11: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 12:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 12. En la Tabla. 5.63 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.63: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar+Des
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	70 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.64 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.64: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	26.59 Hz	Velocidad motor	1476 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	1.99 Hz	$k = 1$	51.19 Hz
$k = 2$	75.79 Hz	$k = 3$	100.39 Hz

En la Figura. 5.99 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.99 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

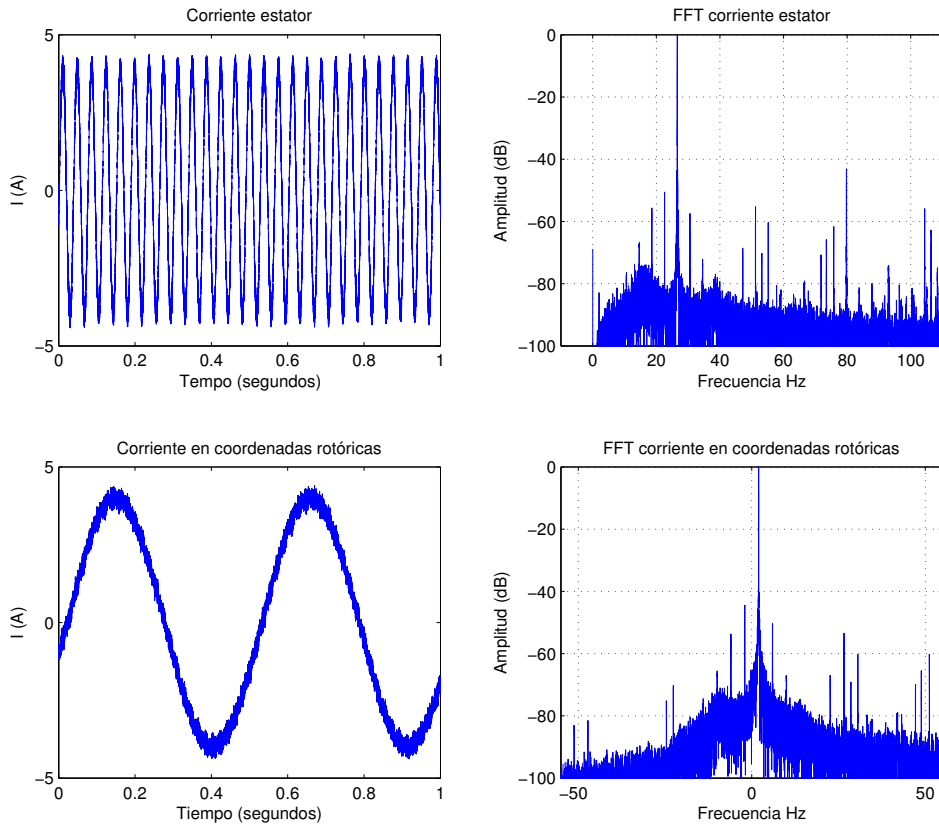


Figura 5.99: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 12: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.100 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.100 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como con el tipo de control utilizado y tras aplicar HOTA (Figura. 5.100) se observa las componentes de falta debidas a la excentricidad de manera muy clara en sus ordenes k correspondientes.

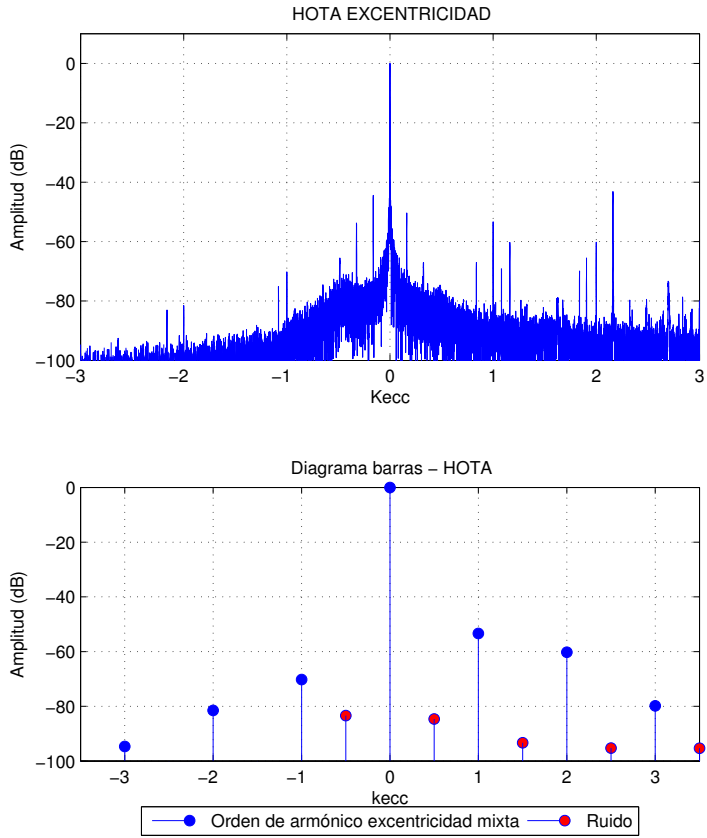


Figura 5.100: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 12: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 13:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 13. En la Tabla. 5.65 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.65: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Vectorial
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	70-25 % f=3Hz
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.66 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.66: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	51.98 Hz	Velocidad motor	2970 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.48 Hz	$k = 1$	101.48 Hz
$k = 2$	150.98 Hz	$k = 3$	200.48 Hz

En la Figura. 5.101 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.101 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

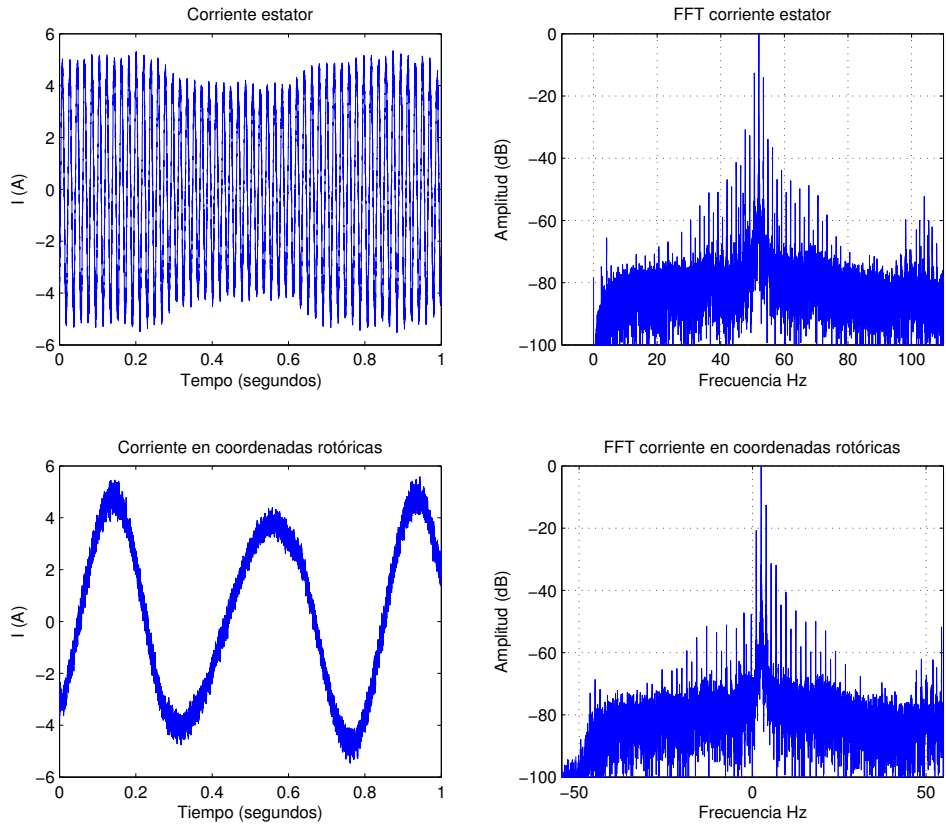


Figura 5.101: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 13: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.102 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.102 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se observa como el método HOTA (Figura. 5.102) permite distinguir entre las componentes debidas a la falta y las introducidas por el tipo de carga. No obstante, se puede ver como el nivel detectado en este tipo de ensayo no es muy elevado, aunque si que destaca con respecto a nivel de ruido espectral.

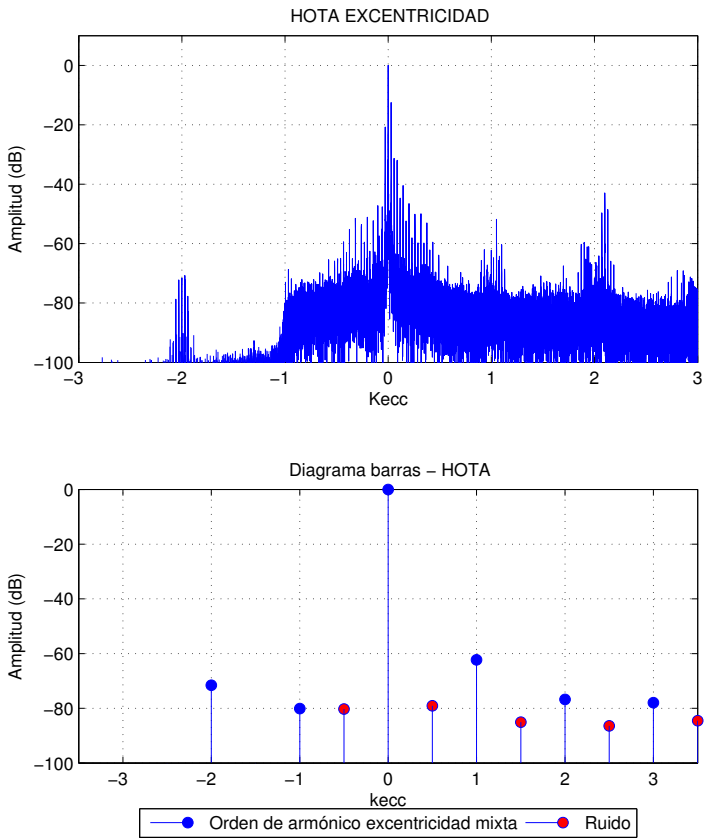


Figura 5.102: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 13: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test 14:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test 14. En la Tabla. 5.67 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.67: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	70-25 % $f=10\text{Hz}$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.68 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.68: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	24.99 Hz	Velocidad motor	1397 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	1.71 Hz	$k = 1$	48.27 Hz
$k = 2$	71.55 Hz	$k = 3$	94.83 Hz

En la Figura. 5.103 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estática (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.103 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

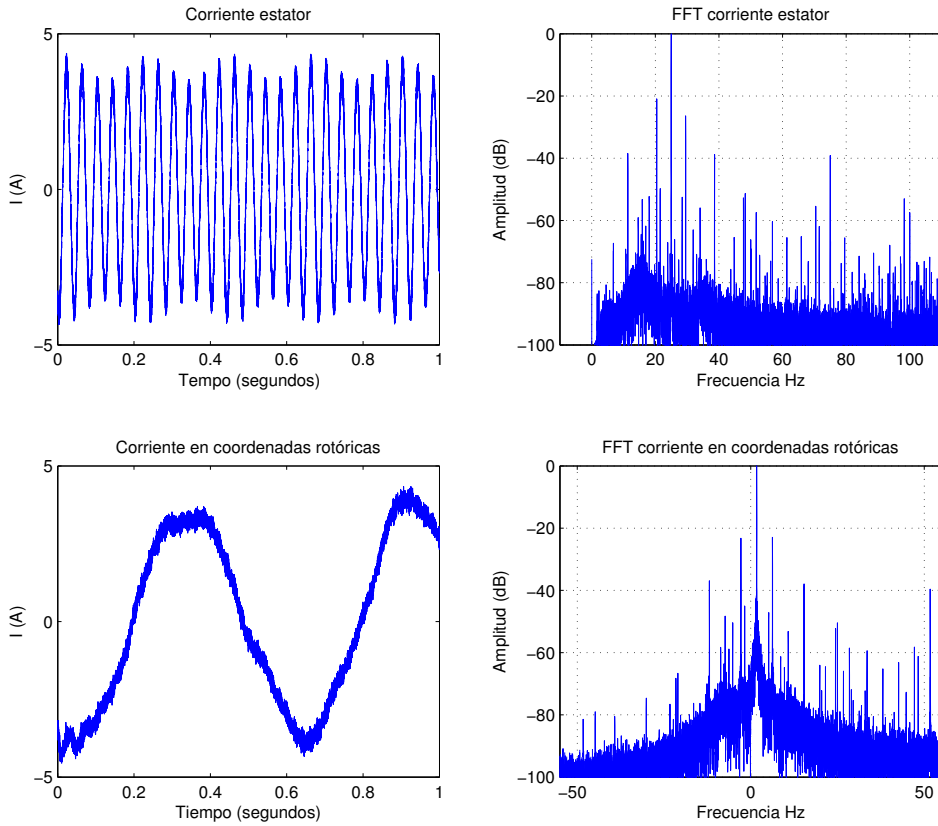


Figura 5.103: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 14: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.104 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.104 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: En este ensayo se puede ver como aparecen un elevado número de componentes en el espectro de la corriente (Figura. 5.103) debidos tanto al tipo de carga pulsante y a la falta de excentricidad mixta, siendo muy complicado diferenciar entre ambas. No obstante, al aplicar HOTA las componentes debidas a la falta aparecen exactamente en su orden k por lo que se puede distinguir entre las componentes introducidas por el tipo de falta y las introducidas por la naturaleza de la carga.

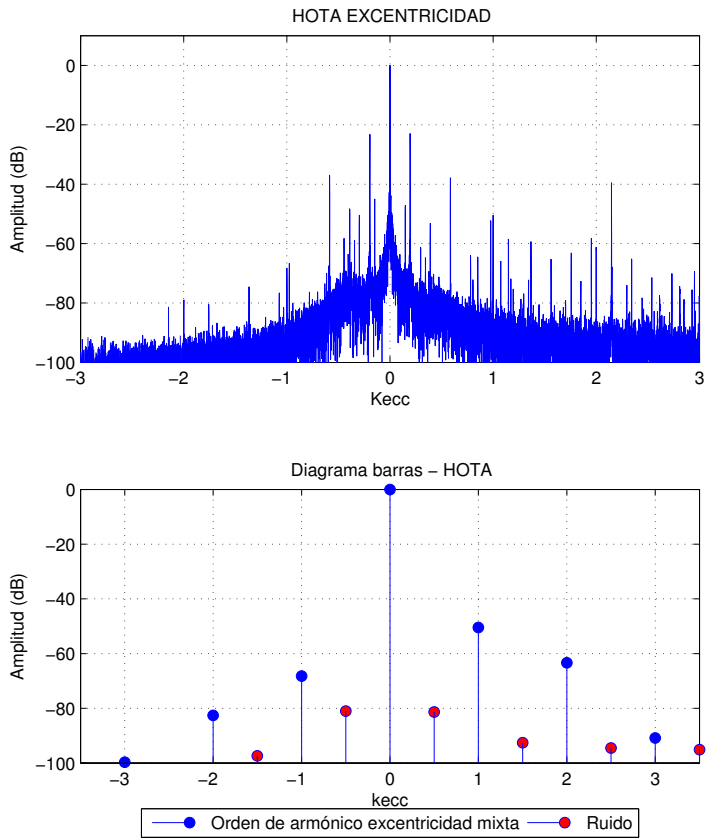


Figura 5.104: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test 14: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

Test generador:

A continuación se muestran los resultados obtenidos en el test generador. En la Tabla. 5.69 se exponen las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 5.69: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400
Régimen de velocidad	Constante	Velocidad	3100 r.p.m.
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales en las que se realiza el test pueden diferir. La frecuencia de alimentación dependerá del tipo de control establecido en el convertidor de frecuencia (y la compensación que dicho control establezca) o la existente en la red en el momento del ensayo (en tests con conexiones tipo DOL). Por otro lado, la velocidad del motor depende de la frecuencia de alimentación y de la carga establecida. En la Tabla. 5.70 se muestran las condiciones reales de funcionamiento que se dan en el ensayo así como las frecuencias de fallo teóricas.

Tabla 5.70: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.98 Hz	Velocidad motor	3100 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	-1.68 Hz	$k = 1$	101.64 Hz
$k = 2$	153.3 Hz	$k = 3$	204.96 Hz

En la Figura. 5.105 izquierda se pueden ver una representación gráfica de la corriente estatórica (arriba) y la representación de la misma expresada en coordenadas rotóricas (abajo). Del mismo modo, en la Figura. 5.105 (derecha) se muestra el espectro de ambas tras aplicar la FFT. En ambas se ha utilizado una ventana de hanning para tratar de reducir el efecto de la fuga espectral y con ello mejorar la visibilidad de las componentes de falta.

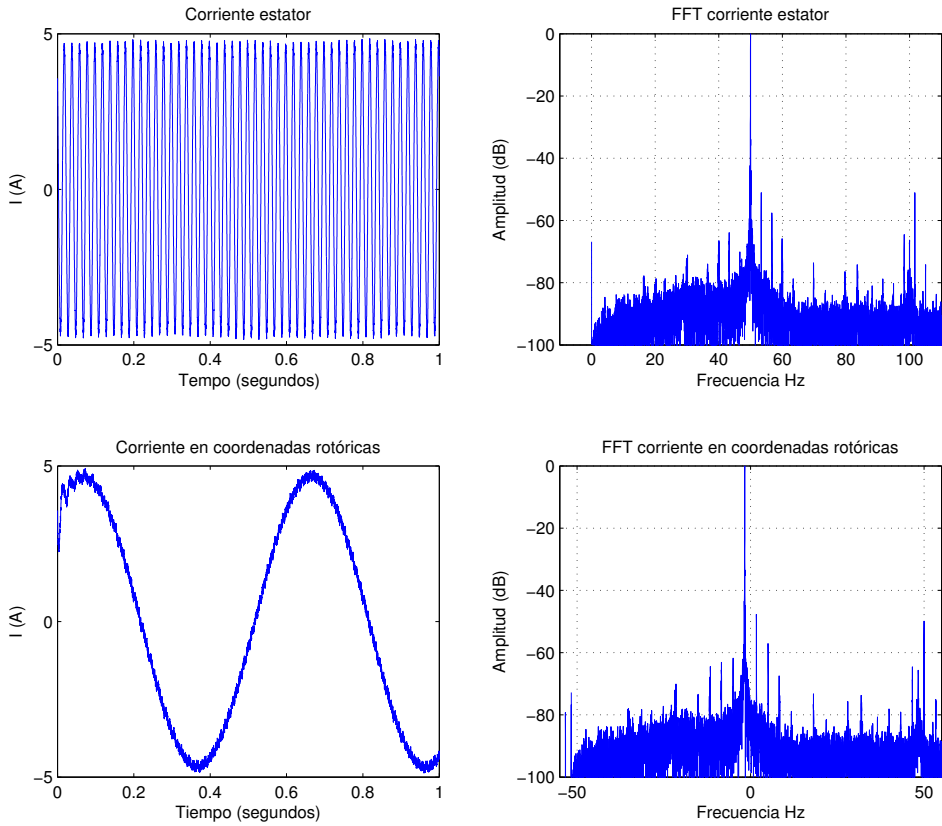


Figura 5.105: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test generador: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

En la Figura. 5.106 (arriba) se muestran los resultados tras aplicar el método HOTA. Por otro lado, en la Figura. 5.106 (abajo) se presenta el resultado de reducir toda la información procedente de HOTA a tan sólo 15 puntos y que serviría para llevar un registro histórico de la máquina.

Conclusiones: Este es un ensayo se ha realizado con el motor trabajando en modo generador con conexión directa a la red. A la vista de los resultados, se observa que el método HOTA es eficaz para trabajar incluso en el método generador de la máquina, pues como se puede ver en la Figura. 5.106 se observa que los armónicos debidos a excentricidad mixta aparecen exactamente en su orden k correspondiente.

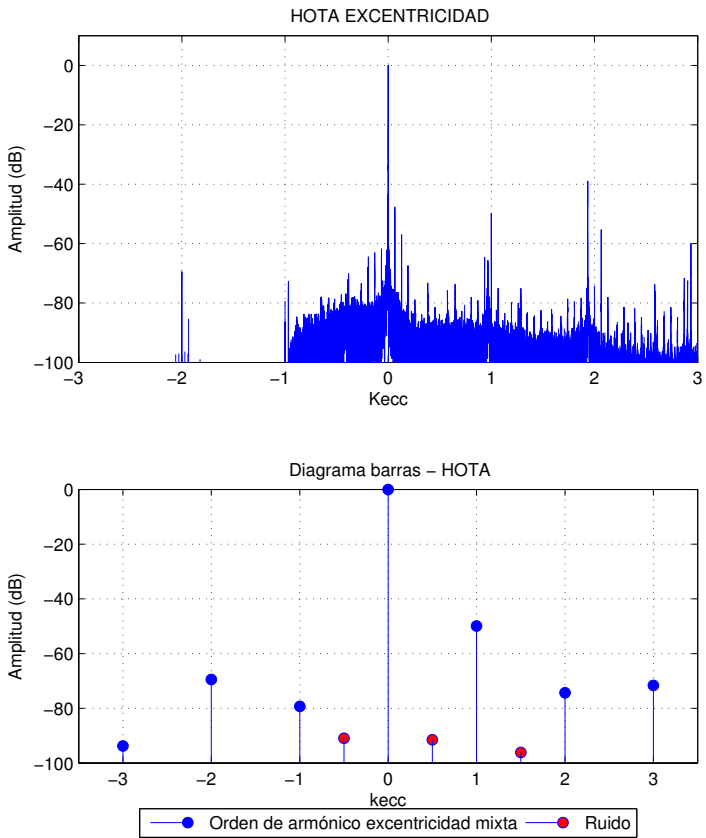


Figura 5.106: HOTA del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad mixta. Test generador: HOTA (Excentricidad) régimen estacionario.

5.3.2 Resultados régimen Transitorio

5.3.2.1 Barra rota

En este apartado se muestran los resultados de aplicar HOTA a 10 tests realizados con el motor con una barra rota trabajando en régimen no estacionario. A continuación se citan las principales características de los ensayos:

- Test 0:** Se realiza un ensayo con la máquina sana alimentada a través de un convertidor de frecuencia a carga nominal funcionando ante cambios en la frecuencia de referencia. Como los resultados de HOTA revelan la presencia de falta siempre en la misma posición este ensayo podría utilizarse como referencia para comparar con los resultados obtenidos con los ensayos realizados con la máquina con asimetría rotórica que se muestran a continuación.
- Test 1:** Se realiza un ensayo con el motor conectado directamente a la red a tensión nominal y en el que la carga va variando en forma de rampas.
- Test 2:** El motor se conecta a una tensión inferior a la nominal (300V) y la carga va variando en forma de rampas.
- Test 3:** Se trata de un arranque del motor arrastrando la carga nominal.
- Test 4:** Arranque del motor a tensión inferior a la nominal y con carga pulsante.
- Test 5:** Es un ensayo con el motor conectado a través del variador de frecuencia de ABB con el control escalar implementado. La carga se mantiene constante mientras que la frecuencia de referencia va cambiando según rampas entre 40 y 50 Hz.
- Test 6:** Es un ensayo con el motor conectado a través del variador de frecuencia de ABB con el control DTC implementado. La carga se mantiene constante a su valor nominal mientras que la frecuencia de referencia va cambiando según rampas entre 45 y 50 Hz.
- Test 7:** Se utiliza el método de control de escalar del convertidor de frecuencia de Siemens para controlar al motor que arrastra una carga constante mientras la frecuencia de referencia va variando entre 20 y 25 Hz según rampas de 10 segundos.
- Test 8:** Se prueba la técnica HOTA en un ensayo realizado con conexión del motor a través del convertidor de frecuencia de Siemens con control vectorial y la carga aplicada es de tipo pulsante. Por otro lado la frecuencia de referencia va cambiando siguiendo unas rampas entre los 20 y los 25 Hz.
- Test 9:** Se realiza un ensayo con a frecuencia constante con el motor conectado a través del convertidor de frecuencia de Siemens con el control escalar con compensación de deslizamiento. Por otro lado, la carga va variando siguiendo unas rampas entre el 25 y el 50 % del valor nominal.

Test 10: Tanto la frecuencia de referencia así como la carga varían según unas rampas. En este caso se ha utilizado el convertidor de frecuencia con modo de control DTC.

Test 0:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 0. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.71.

Tabla 5.71: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	40-50Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

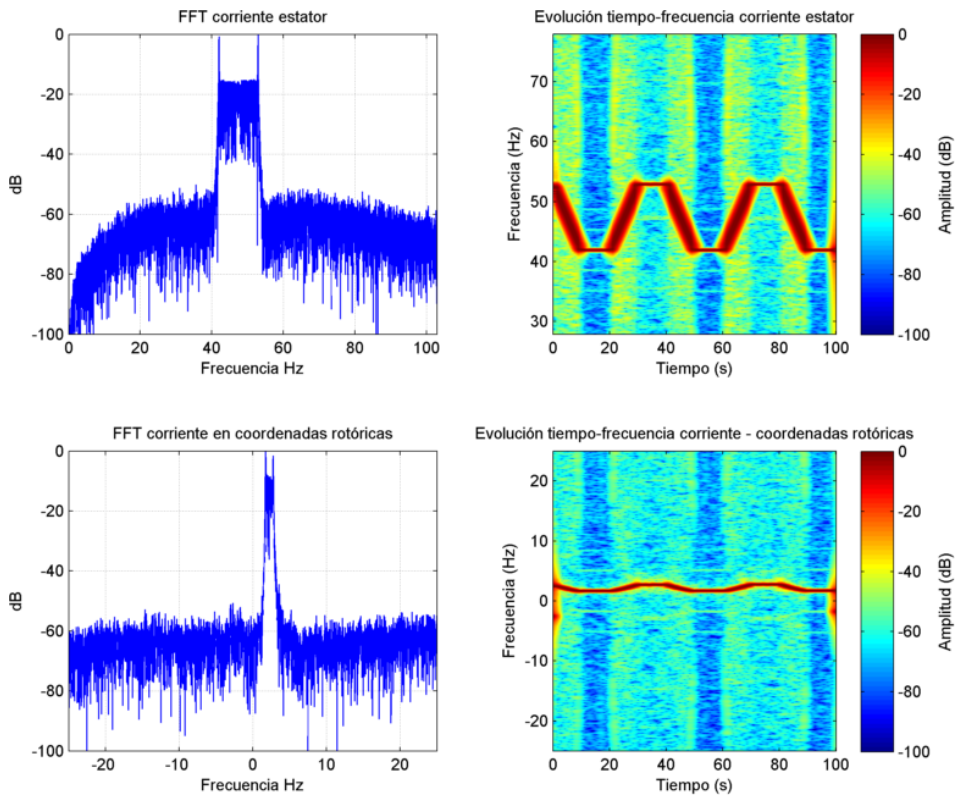


Figura 5.107: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 0: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.107 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.107 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.108 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.108 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

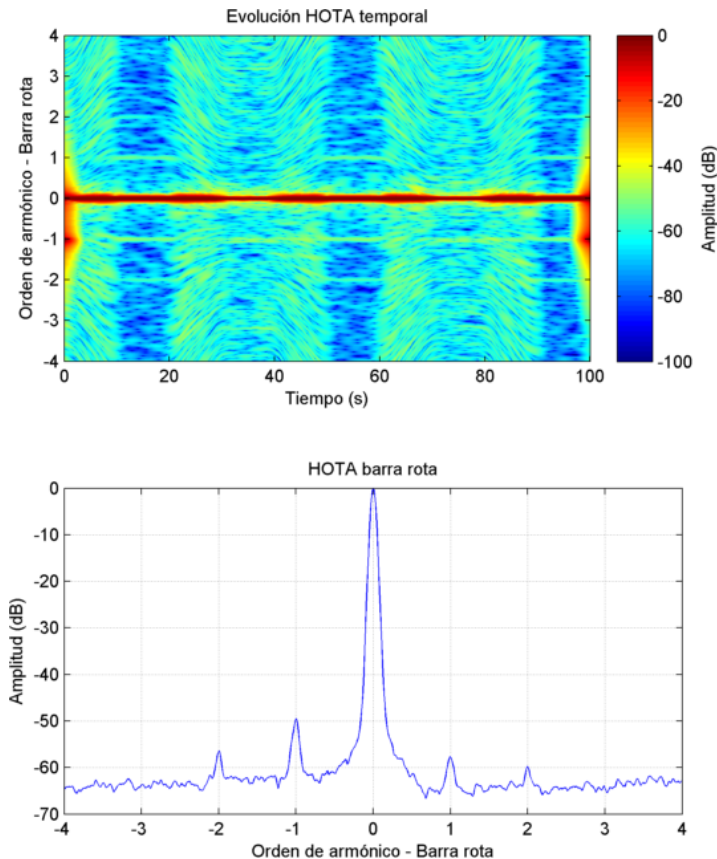


Figura 5.108: HOTA del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.109.

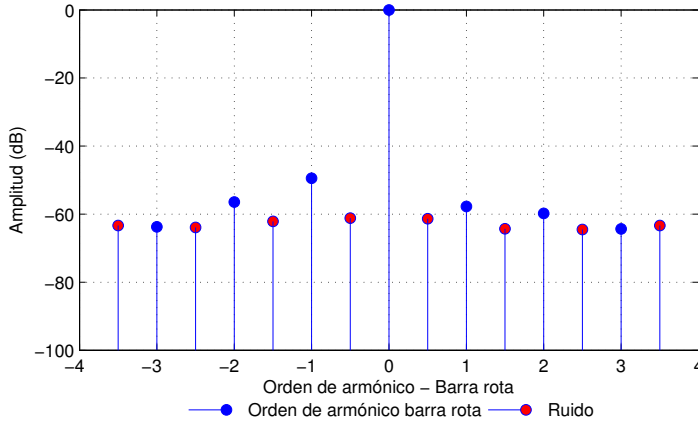


Figura 5.109: HOTA reducido del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado con la máquina alimentada con cambios en la frecuencia entre 40 y 50 Hz mientras que la carga se mantiene constante. Como se puede ver en la Figura. 5.107 aplicando técnicas de diagnóstico del régimen estacionario como lo es la FFT no se puede dirimir la presencia o ausencia de faltas. Por un lado, aparecen dos componentes fundamentales una a 40 Hz y otra a 50Hz, y un nivel elevado de componentes comprendido en esta banda de frecuencias. No obstante, en la misma figura, al realizar la representación en la que se muestra la evolución de las componentes en función del tiempo, se observa como la componente fundamental va variando a lo largo del tiempo entre los 40 y los 50 Hz. Al aplicar el método HOTA tal como puede verse en la Figura. 5.108 (arriba) se observa que no aparecen componentes en los órdenes k correspondientes a la falta de rotura de barras. A su vez, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.108 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. De este estudio se puede concluir que esta máquina no tiene ningún tipo de asimetría severa debida a rotura de barras o del anillo de cortocircuito.

Test 1:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 1. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.72.

Tabla 5.72: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Régimen frec.	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Rampas	Nivel de carga	100-25 % t=10s
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

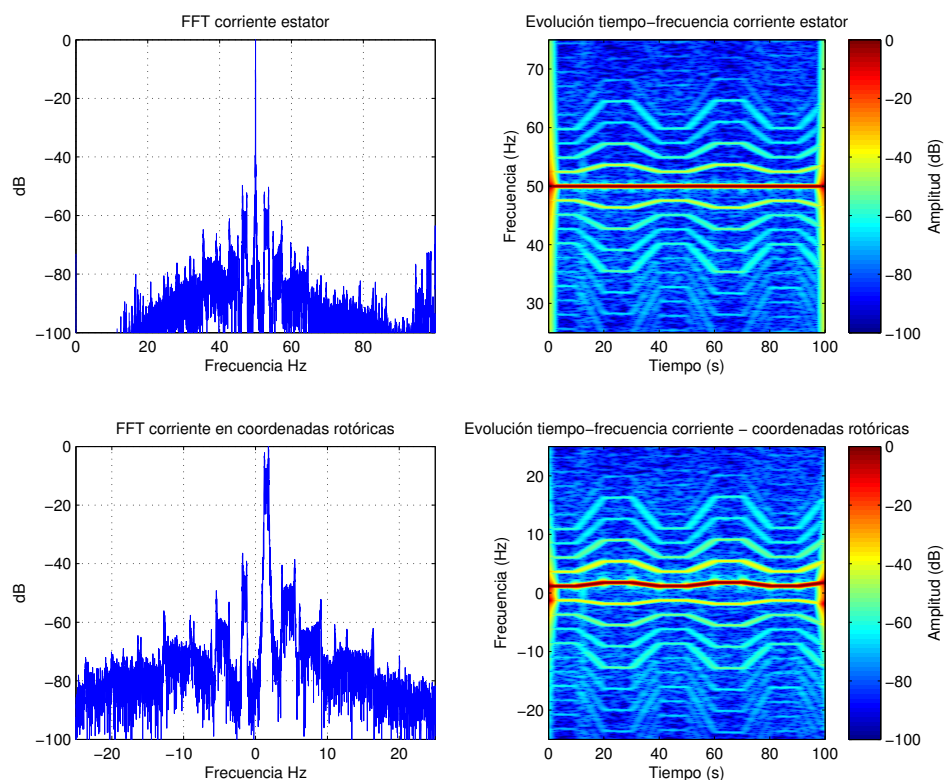


Figura 5.110: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 1: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.110 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.110 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.111 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.111 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

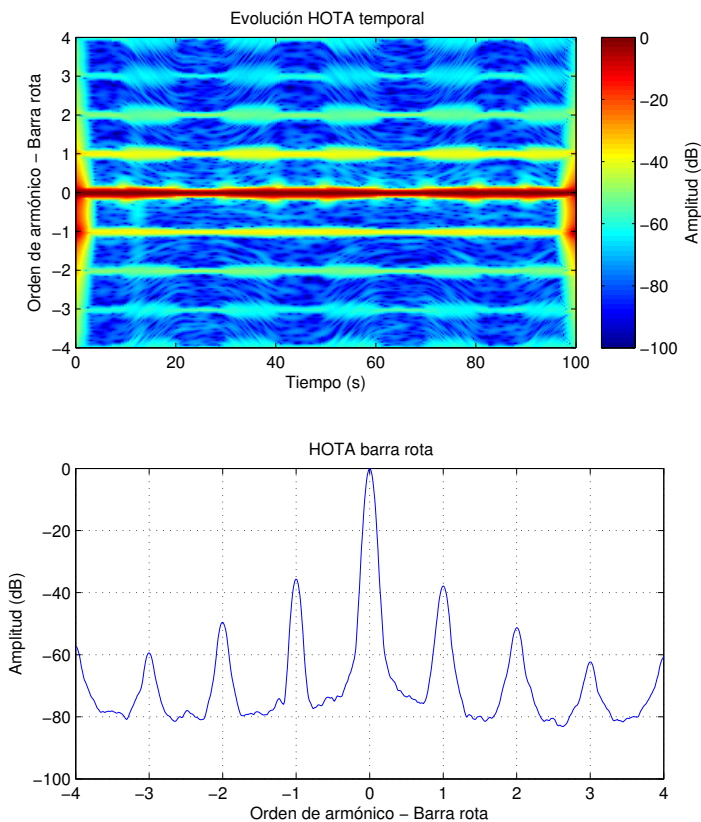


Figura 5.111: HOTA del ensayo 1 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.112.

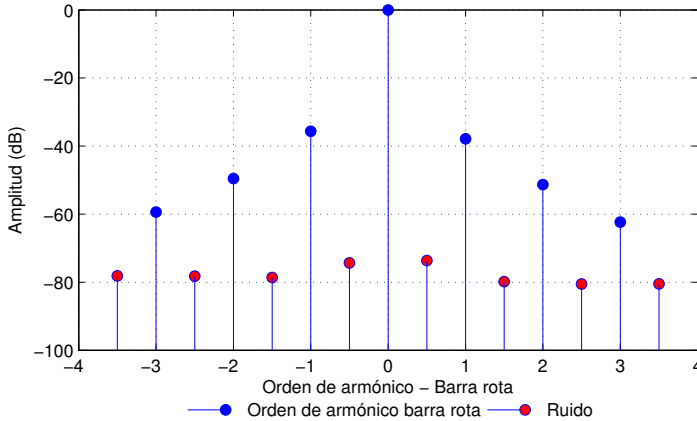


Figura 5.112: HOTA reducido del ensayo 1 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado con la máquina alimentada a frecuencia constante, mientras que la carga va variando en forma de rampas. Como se puede ver en la Figura. 5.110 aplicando técnicas de diagnóstico del régimen estacionario como lo es la FFT no se puede dirimir la presencia de faltas. No obstante, en la misma figura, al realizar la representación en la que se muestra la evolución de las componentes en función del tiempo, se observa, por un lado que la componente fundamental se mantiene constante a lo largo del tiempo, mientras que, por otro lado, aparecen una serie de componentes armónicas que siguen la misma cadencia que la carga, por lo que hace pensar que son debidas a algún tipo de asimetría rotórica. Al aplicar el método HOTA tal como puede verse en la Figura. 5.111 (arriba) se observa como estas componentes aparecen exactamente en el orden k correspondiente a la falta de rotura de barras y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.111 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. Finalmente, toda la información de espectro puede ser almacenada en un vector que únicamente contiene 15 puntos (Figura. 5.112) lo que reduce en gran medida los requerimientos de espacio para realizar un histórico del estado de la máquina.

Test 2:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 2. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.73.

Tabla 5.73: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Régimen freq.	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Rampas	Nivel de carga	50-25 % $t=10s$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

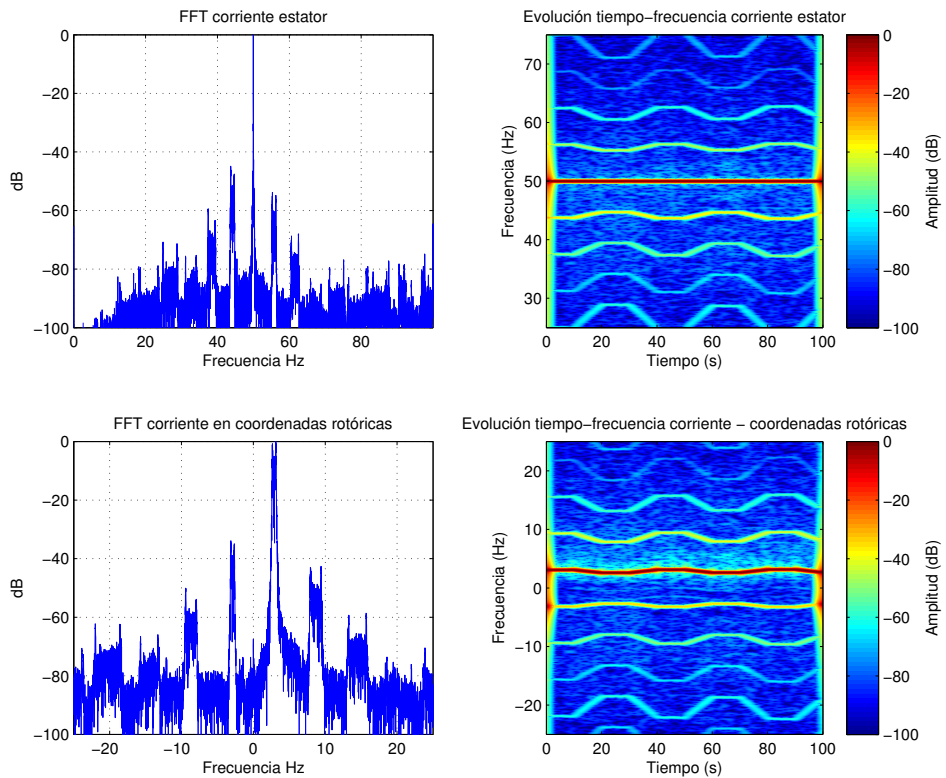


Figura 5.113: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 2: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.113 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.113 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estatórico (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.114 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.114 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

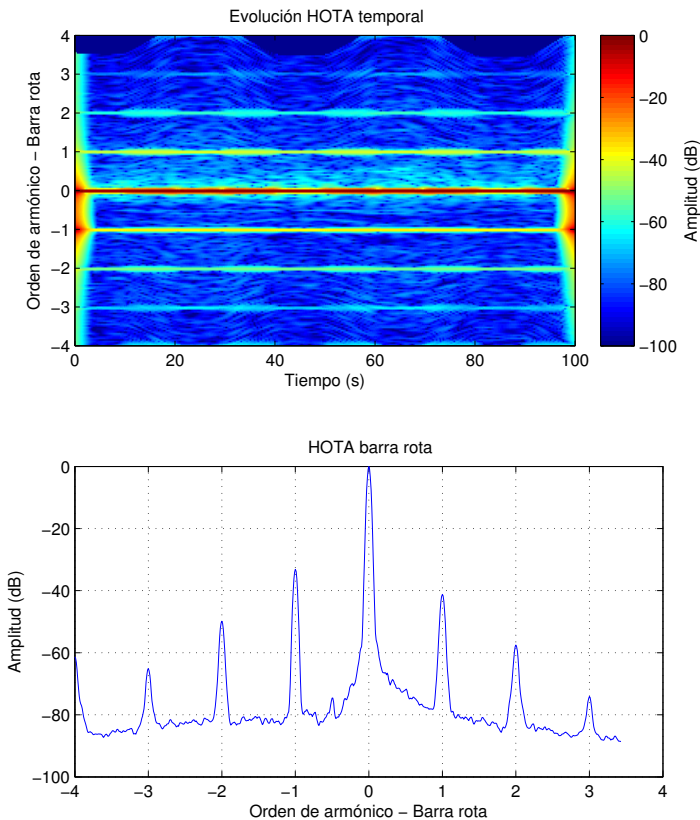


Figura 5.114: HOTA del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.115.

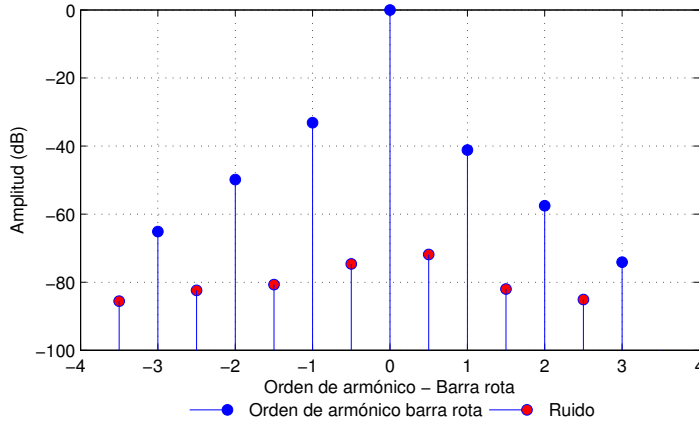


Figura 5.115: HOTA reducido del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: En este ensayo se ha alimentado al motor a tensión inferior a la nominal para comprobar su funcionamiento. La carga varía en forma de rampas por lo que las componentes armónicas de falta se desplazan en función de la carga. Si se aplican las técnicas de diagnóstico de régimen estacionario (Figura. 5.113 izquierda) se observa que no se puede asegurar que las componentes que aparecen son debidas a fallo, pues ocupan una banda de frecuencias bastante ancha del espectro. Por otro lado, al realizar el análisis tiempo-frecuencia (Figura. 5.113 derecha) se observa como aparecen unas componentes armónicas que varían a lo largo del tiempo de modo similar a las rampas de carga que se aplican en este ensayo. Al aplicar el método HOTA (Figura. 5.114) Se observa que estas componentes se mantienen a lo largo del tiempo en los valores enteros correspondientes a los órdenes de falta de barra rota, pudiéndose expresar en un diagrama idéntico al que se obtendría en régimen estacionario.

Test 3:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 3. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.74.

Tabla 5.74: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Régimen frec.	Arranque	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	10 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

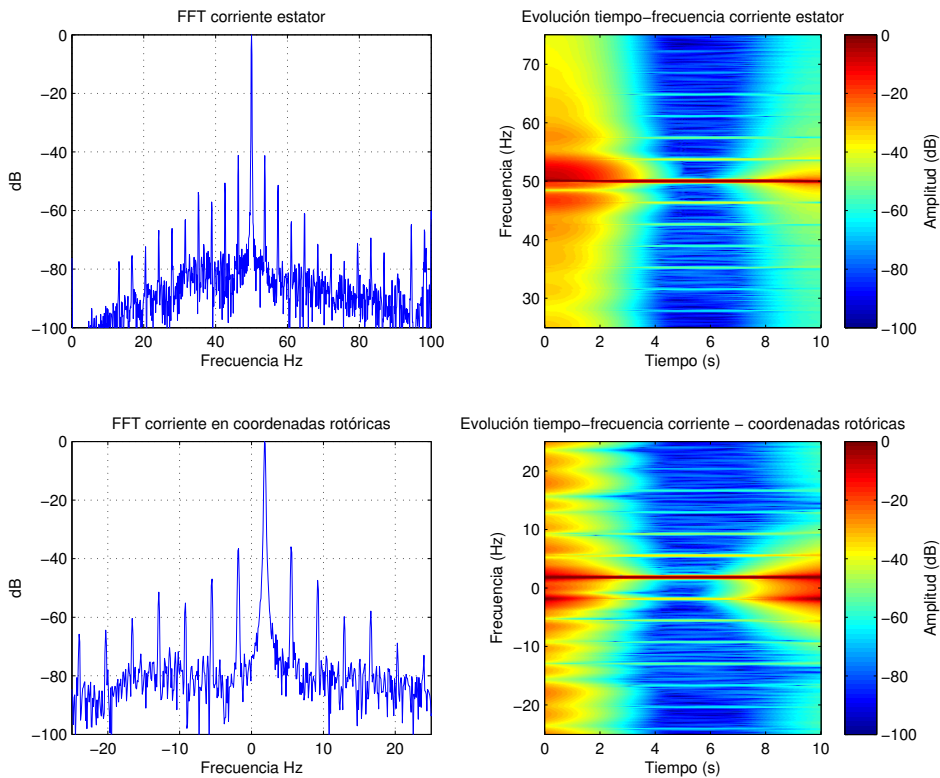


Figura 5.116: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 3: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.116 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.116 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.117 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.117 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

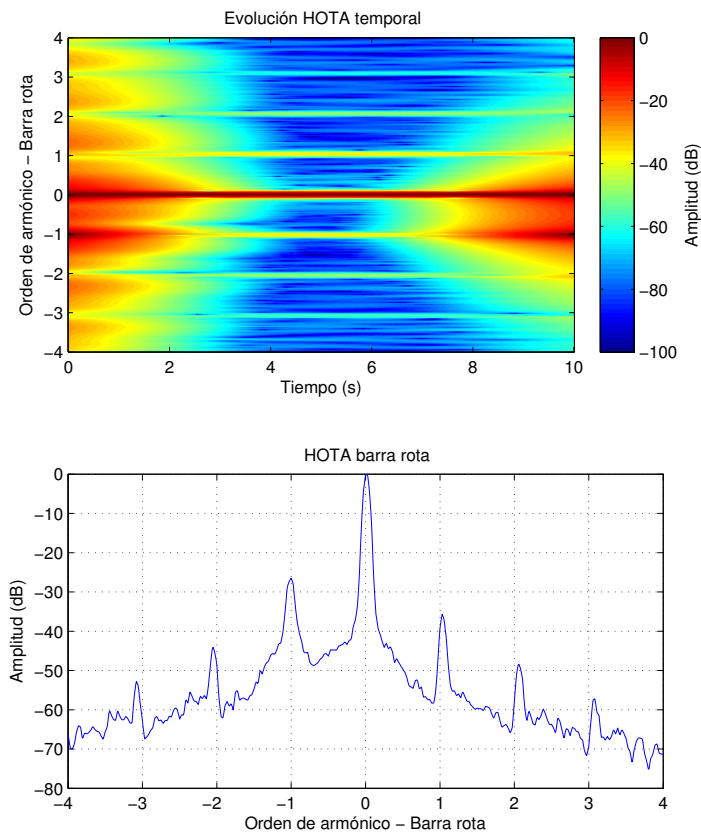


Figura 5.117: HOTA del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.118.

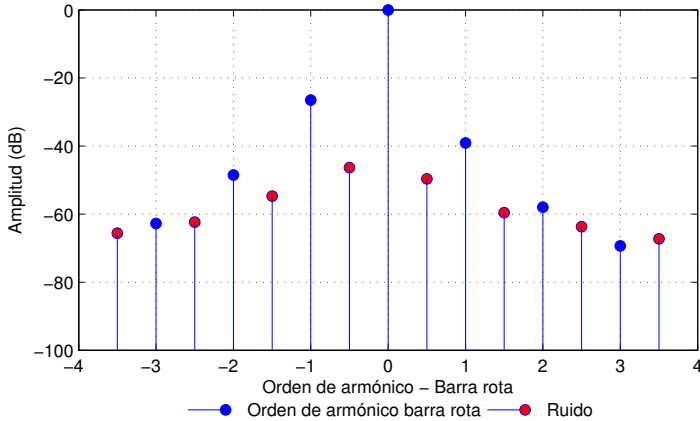


Figura 5.118: HOTA reducido del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este ensayo refleja la evolución del arranque de una máquina que arrastra durante el mismo la carga nominal. De las figuras se puede observar que el arranque sucede de manera muy rápida, por lo que apenas existe periodo en transitorio. No obstante, si se aplican la técnica HOTA para el régimen transitorio, se observa que se obtienen unos buenos resultados que permiten identificar la presencia de faltas de tipo asimetría rotórica.

Test 4:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 4. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.75.

Tabla 5.75: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Régimen frec.	Arranque	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Rampa	Nivel de carga	25-70 % $t=10s$
Tiempo muestreo	10 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

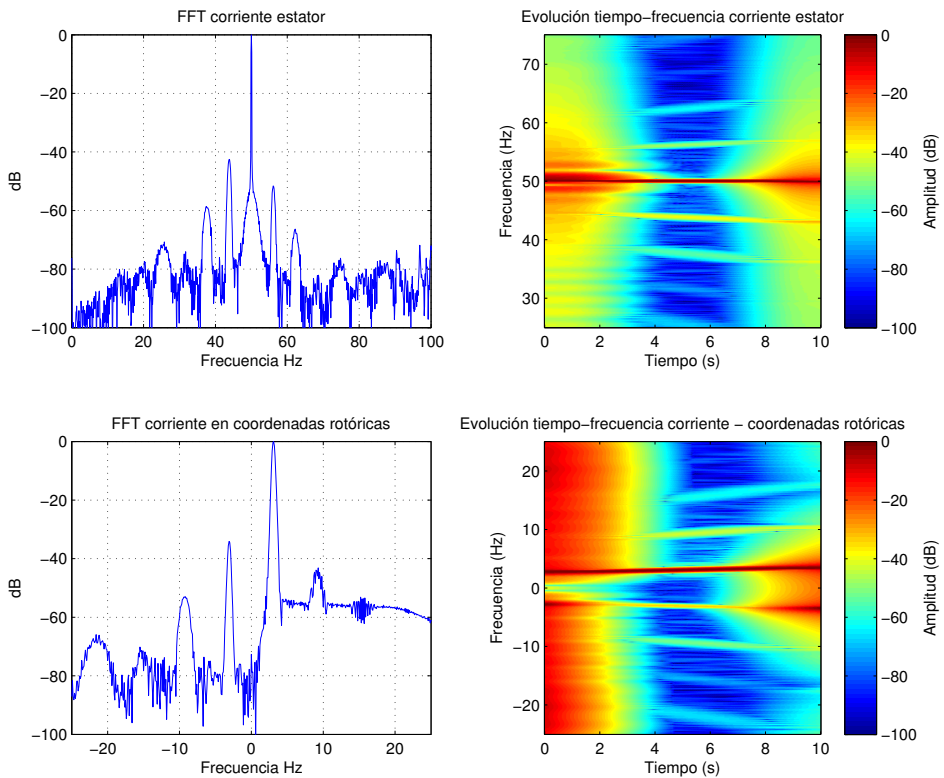


Figura 5.119: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estatóricas y rotóricas. Test 4: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.119 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.119 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.120 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.120 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

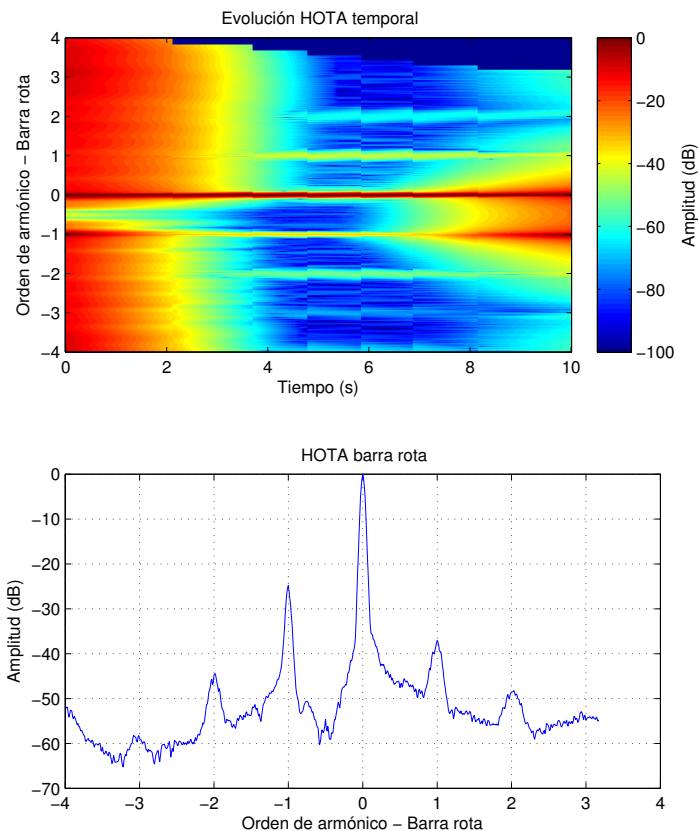


Figura 5.120: HOTA del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.121.

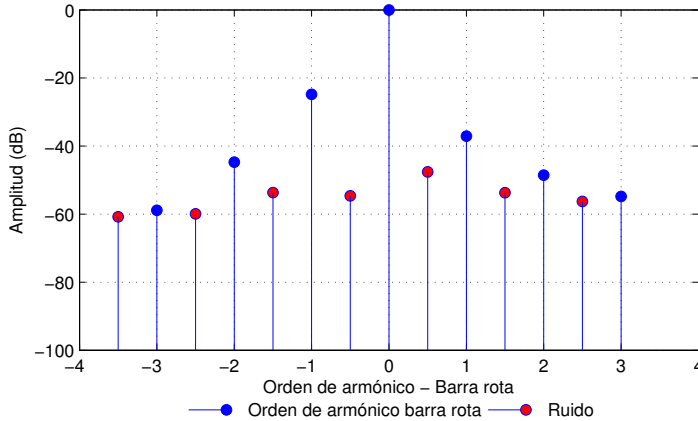


Figura 5.121: HOTA reducido del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este ensayo se trata de un arranque de la máquina a tensión inferior a la nominal en la que la carga va variando a medida que la máquina va adquiriendo velocidad. En Figura. 5.119 se observa como aparecen unas componentes armónicas que se van distanciando de la componente fundamental siguiendo una rampa ascendente. De ellas se intuye que pueden ser debidas a armónicos de barra rota pues siguen una pendiente similar a la de la carga, por lo que son proporcionales al deslizamiento. Tras aplicar HOTA (Figura. 5.120) se observa como éstas se mantienen constantes en los órdenes de armónica k correspondientes a la barra rota, por lo que se puede concluir que son debidos a este tipo de falta. Del mismo modo, se obtiene un diagrama idéntico al que se obtiene aplicando técnicas de régimen estacionario. Finalmente, se desarrolla el diagrama de barras que permite almacenar la misma información de todo el espectro en tan sólo 15 puntos, facilitando tanto su interpretación así como su almacenamiento.

Test 5:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 5. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.76.

Tabla 5.76: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	40-50Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

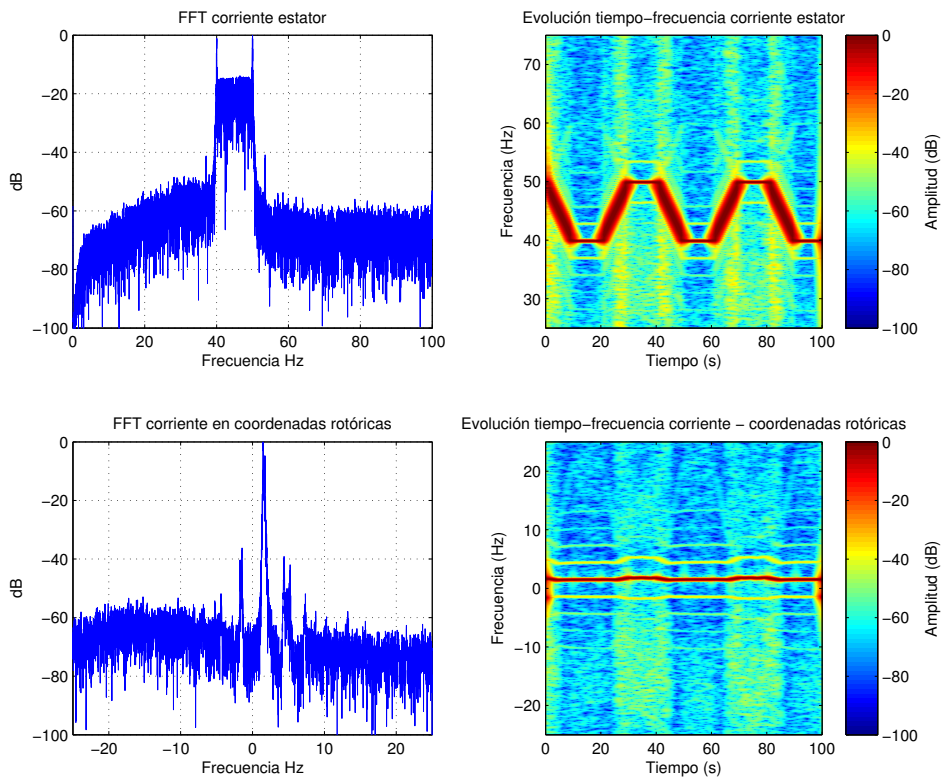


Figura 5.122: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 5: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.122 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.122 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.123 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.123 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

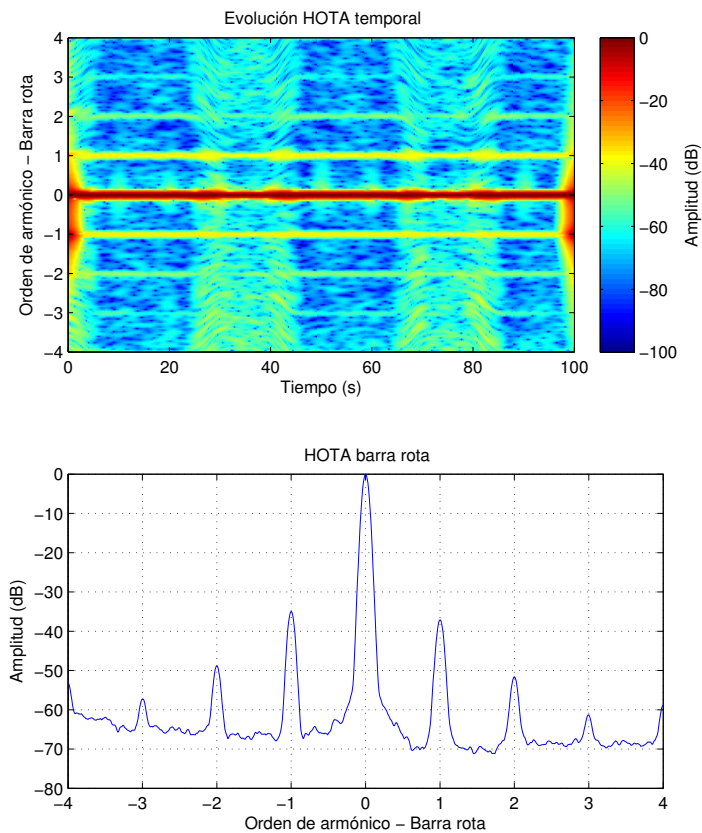


Figura 5.123: HOTA del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.124.

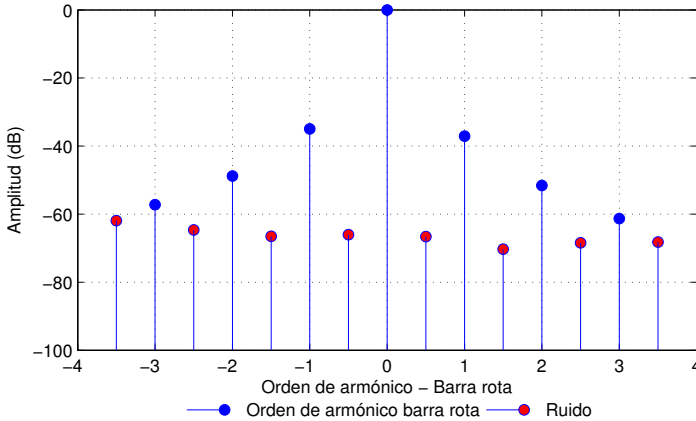


Figura 5.124: HOTA reducido del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado con la máquina alimentada con cambios en la frecuencia entre 40 y 50 Hz mientras que la carga se mantiene constante. Como se puede ver en la Figura. 5.122 aplicando técnicas de diagnóstico del régimen estacionario como lo es la FFT no se puede dirimir la presencia de faltas. Por un lado, aparecen dos componentes fundamentales una a 40 Hz y otra a 50Hz, y un nivel elevado de componentes comprendido en esta banda de frecuencias. No obstante, en la misma figura, al realizar la representación en la que se muestra la evolución de las componentes en función del tiempo, se observa como la componente fundamental va variando a lo largo del tiempo entre los 40 y los 50 Hz. Debido a esto aparecen una serie de componentes armónicas que siguen la misma cadencia que los cambios en la frecuencia, por lo que hace pensar que son debidas a algún tipo de asimetría rotórica. Al aplicar el método HOTA tal como puede verse en la Figura. 5.123 (arriba) se observa como estas componentes aparecen exactamente en el orden k correspondiente a la falta de rotura de barras y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.123 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. Finalmente, toda la información de espectro puede ser almacenada en un vector que únicamente contiene 15 puntos (Figura. 5.124) lo que reduce en gran medida los requerimientos de espacio para realizar un histórico del estado de la máquina.

Test 6:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 6. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.77.

Tabla 5.77: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	45-50Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

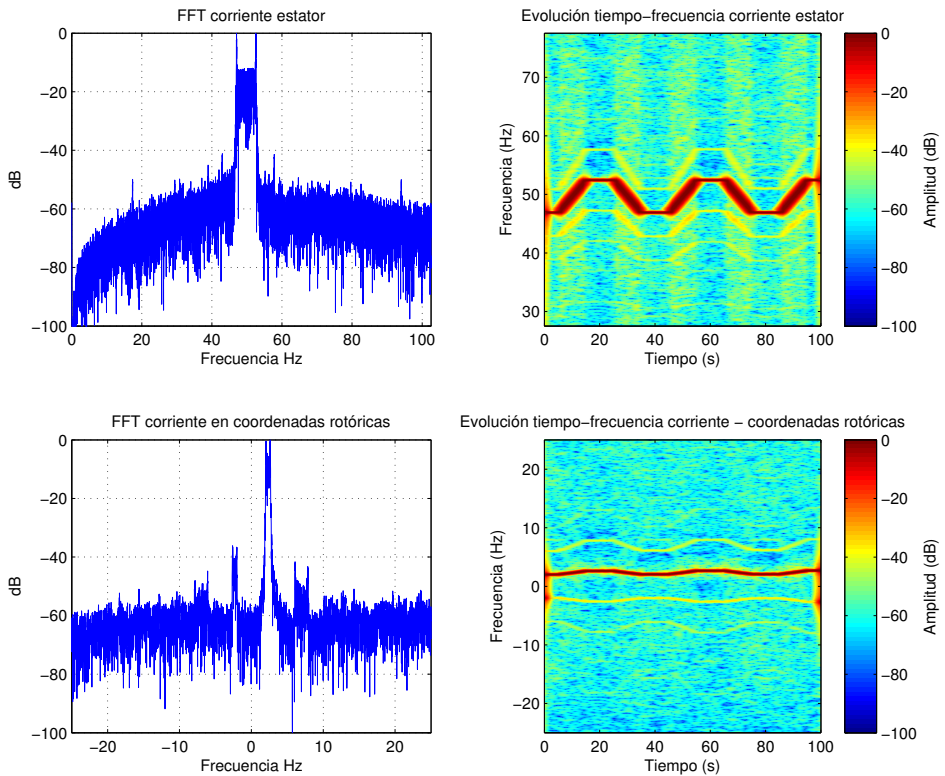


Figura 5.125: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 6: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.125 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.125 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.126 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.126 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

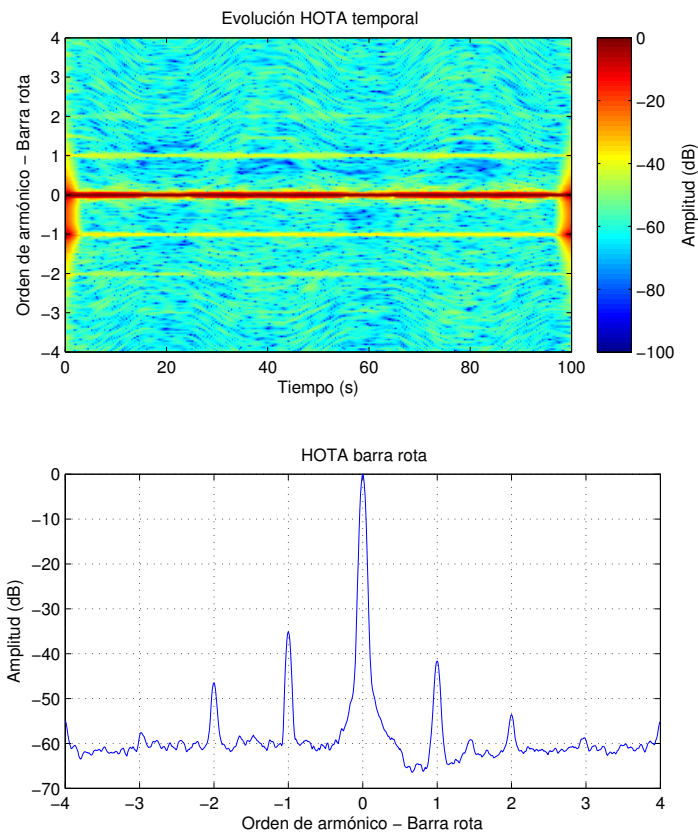


Figura 5.126: HOTA del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.127.

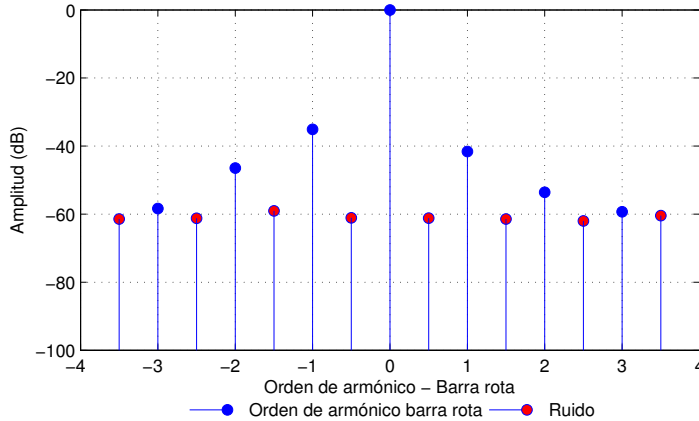


Figura 5.127: HOTA reducido del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este ensayo es similar al anterior pero con otro tipo de control y régimen de frecuencia. En este caso la frecuencia varía entre 45 y 50 Hz mientras que la carga se mantiene constante en el valor nominal. Como se puede ver en la Figura. 5.125 aplicando la FFT no se puede diagnosticar con precisión el estado de la máquina. En el espectro aparecen dos componentes fundamentales situadas una a 45 Hz y otra a 50 Hz y un nivel elevado de componentes comprendido en esta banda de frecuencias. No obstante, al realizar el análisis tiempo frecuencia, se observa como la componente fundamental va variando a lo largo del tiempo entre los 45 y los 50 Hz. Debido a esto aparecen una serie de componentes armónicas que evolucionan paralelamente a la componente fundamental, por lo que se puede pensar que son debidas a algún tipo de asimetría rotórica. Al aplicar el método HOTA (Figura. 5.126 (arriba)) se observa como estas componentes aparecen exactamente en el orden k correspondiente a la falta de rotura de barras y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.126 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. Posteriormente se obtiene un diagrama que contiene toda la información de espectro concentrada en 15 puntos (Figura. 5.127) simplificando las tareas de diagnóstico y almacenamiento.

Test 7:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 7. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla 5.78.

Tabla 5.78: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	20-25Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	35 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

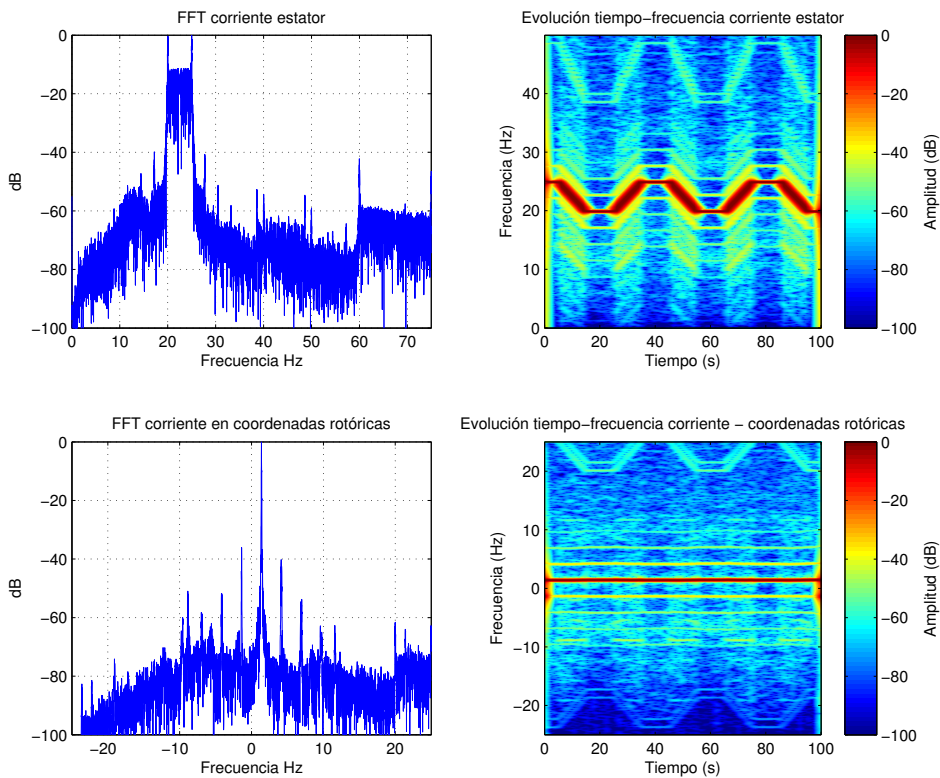


Figura 5.128: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 7: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.128 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.128 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.129 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.129 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

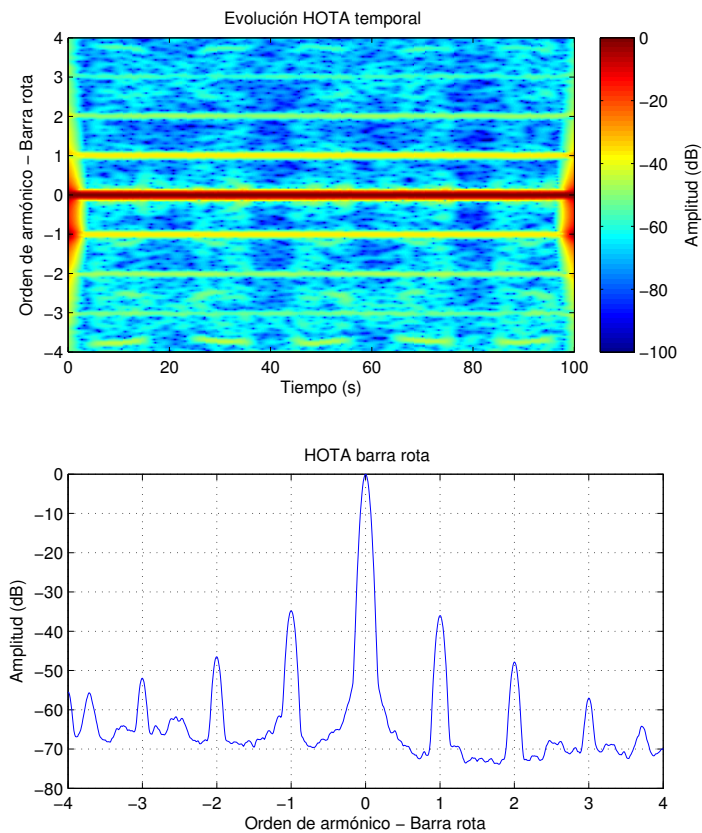


Figura 5.129: HOTA del ensayo 7 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.130.

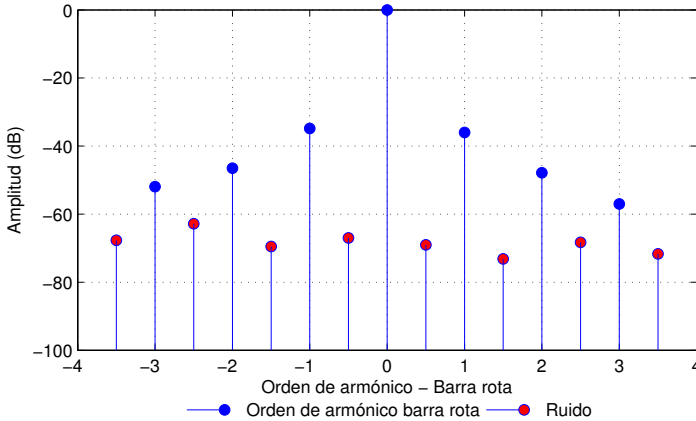


Figura 5.130: HOTA reducido del ensayo 7 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este ensayo se ha realizado con la frecuencia variando 20 y 25 Hz mientras que la carga se mantiene constante. Tal como se muestra en la Figura. 5.128 (izquierda) con las técnicas utilizadas en régimen estacionario no es posible determinar el estado de la máquina. No obstante, debido a que el nivel de carga es bajo, al realizar el análisis en coordenadas rotóricas se observa como la distancia sf_1 se mantiene prácticamente constante a lo largo del tiempo, por lo que en el espectro en coordenadas rotóricas se podría proceder al diagnóstico de la máquina. No obstante se prosigue aplicando el método HOTA en régimen transitorio (Figura. 5.129) y se observa como las componentes debidas a falta y la fundamental aparecen exactamente en el orden k correspondiente y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.129 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. Finalmente se obtiene el diagrama que contiene la misma información que el espectro pero concentrada en 15 puntos (Figura. 5.130) simplificando las tareas de diagnóstico y almacenamiento.

Test 8:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 8. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.79.

Tabla 5.79: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Vectorial
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	20-25Hz t=10s
Tipo de carga	Pulsante	Nivel de carga	25-70 % f=10Hz
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

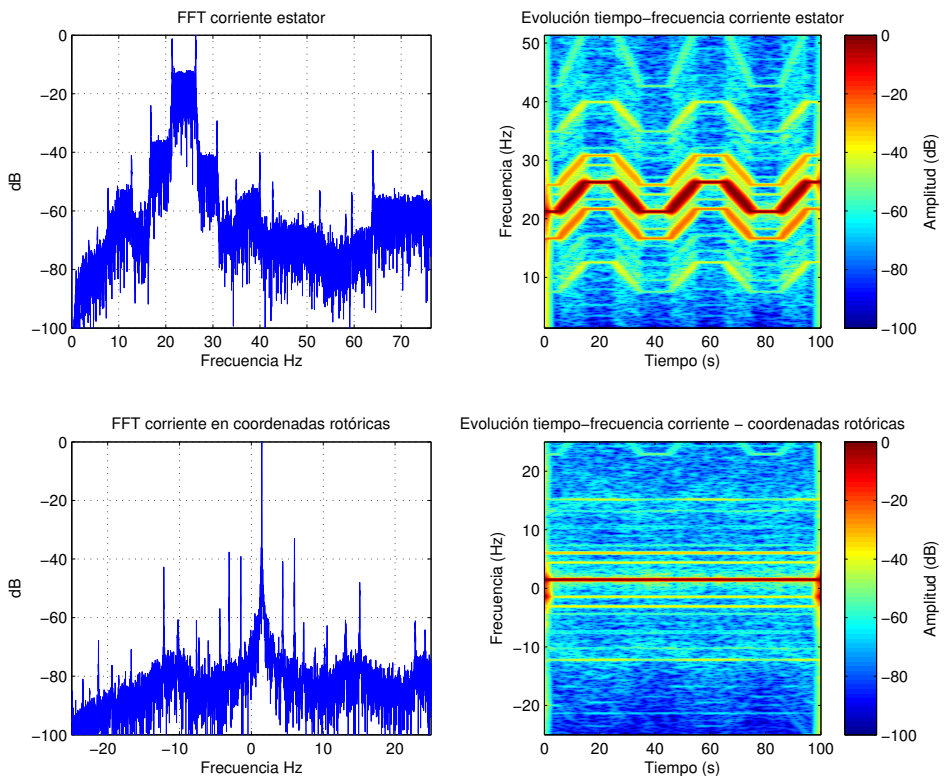


Figura 5.131: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 8: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.131 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.131 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estatórico (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.132 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.132 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

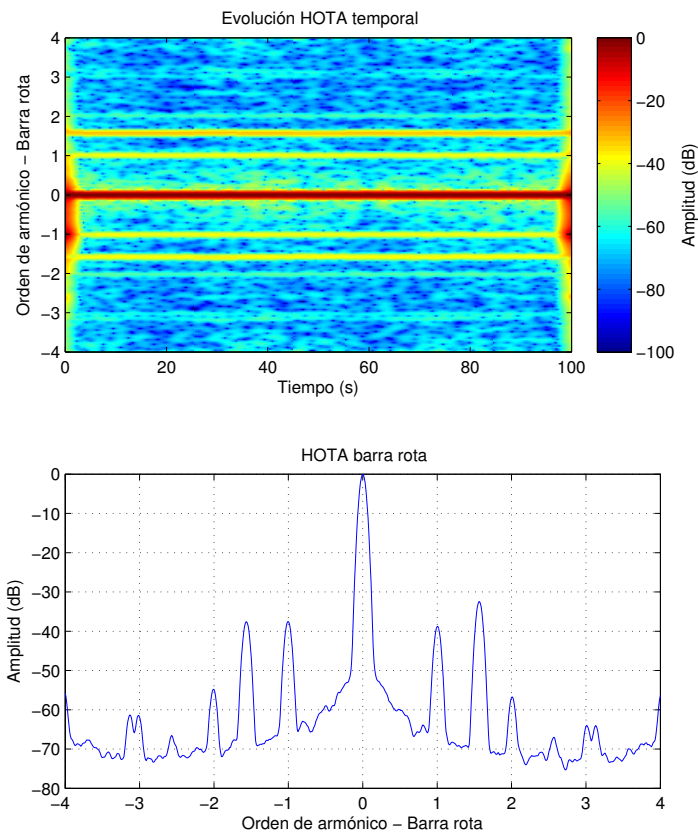


Figura 5.132: HOTA del ensayo 8 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.133.

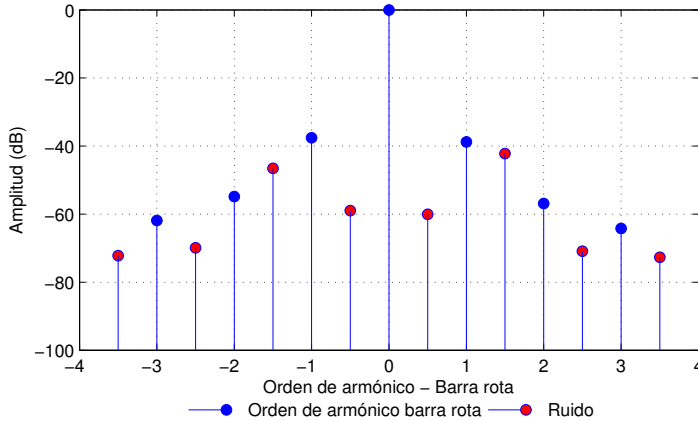


Figura 5.133: HOTA reducido del ensayo 8 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este ensayo se ha realizado con la frecuencia variando 20 y 25 Hz mientras que la carga es de tipo pulsante. Tal como se muestra en la Figura. 5.131 (izquierda) el espectro de la corriente es bastante deficiente para ser utilizado en el diagnóstico de la máquina. No obstante, debido a que la carga es de tipo pulsante y los cambios son rápidos, al realizar el análisis en coordenadas rotóricas se observa como la distancia $s.f_1$ se mantiene prácticamente constante a lo largo del tiempo, por lo que el espectro en coordenadas rotóricas podría ser utilizado para el diagnóstico de la máquina. No obstante se prosigue aplicando el método HOTA en régimen transitorio (Figura. 5.132) y se observa como las componentes debidas a falta y la fundamental aparecen exactamente en el orden k correspondiente y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.132 (abajo)), donde se observa como aparecen una serie de componentes adicionales debidas al tipo de carga. Finalmente se obtiene el diagrama que contiene la misma información que el espectro pero concentrada en 15 puntos (Figura. 5.133) reduciendo el espacio para el almacenamiento.

Test 9:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 9. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.80.

Tabla 5.80: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar+des
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Rampas	Nivel de carga	25-50 % t=10s
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

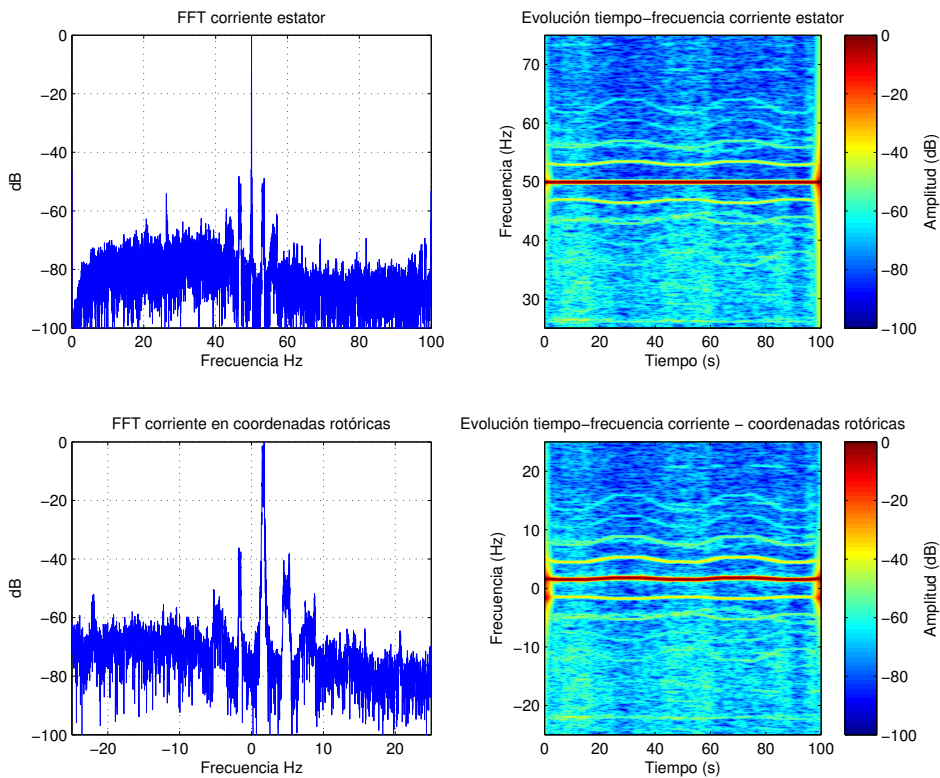


Figura 5.134: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 9: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.134 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.134 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.135 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.135 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

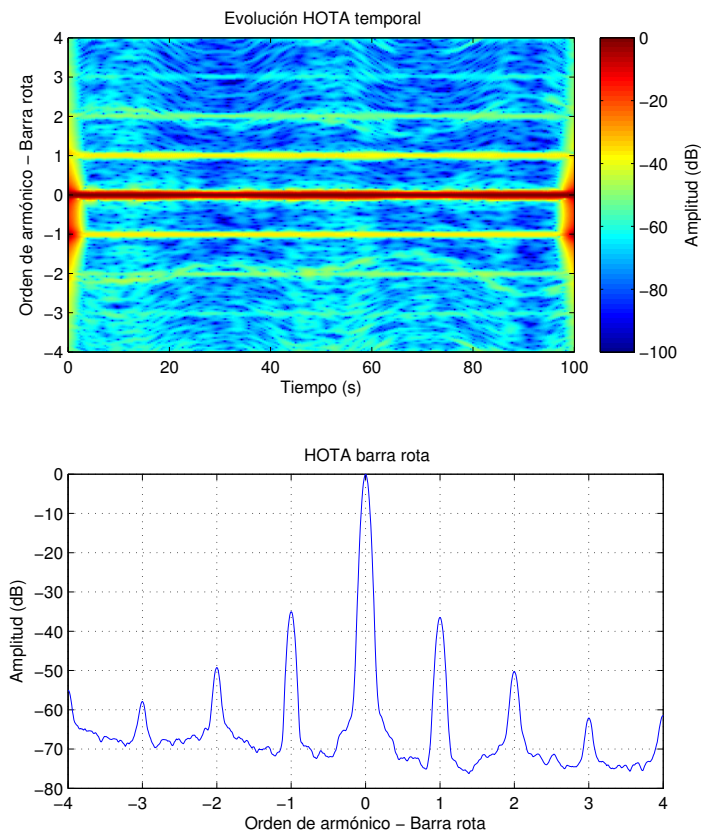


Figura 5.135: HOTA del ensayo 9 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.136.

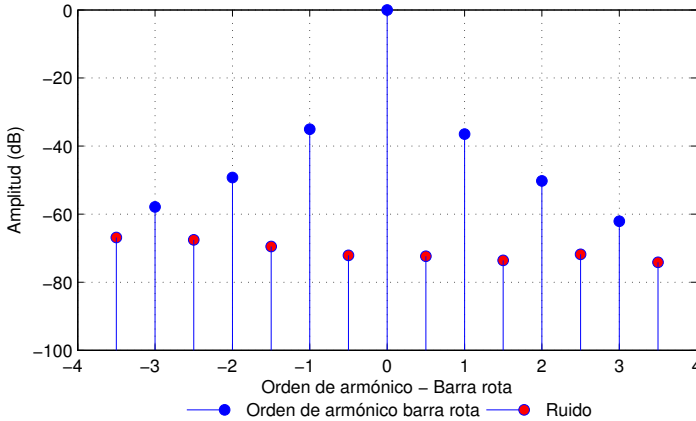


Figura 5.136: HOTA reducido del ensayo 9 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: Este ensayo se ha realizado a frecuencia constante y con la carga variando según unas rampas predeterminadas. Según se puede ver en la Figura. 5.134 (izquierda) el espectro de la corriente muestra la componente fundamental a 50 Hz, mientras que hay pequeñas distorsiones en la zona donde aparecerían las componentes de falta debidas a barra rota. No obstante, realizando el análisis tiempo-frecuencia (Figura. 5.134 (derecha)) Se observa como aparecen unas componentes armónicas que varían según rampas similares a como varía la carga, por lo que podrían ser debidas a la falta de barra rota. Debido a estas variaciones en la carga se observa, en el análisis en coordenadas rotóricas, como la distancia sf_1 no se mantiene constante a lo largo del tiempo. Seguidamente se aplica el método HOTA (Figura. 5.135) y se observa como las componentes debidas a falta aparecen exactamente en el orden k correspondiente a barra rota y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede concluir que el motor contiene este tipo de falta. Por otro lado, de estos resultados se obtiene un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.135 (abajo)), donde se observa como aparecen una serie de componentes adicionales debidas al tipo de carga. Finalmente se obtiene el diagrama que contiene la misma información que el espectro pero concentrada en 15 puntos (Figura. 5.136) reduciendo el espacio para el almacenamiento.

Test 10:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 10. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla 5.81.

Tabla 5.81: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	40-50Hz t=10s
Tipo de carga	Rampas	Nivel de carga	50-100 % t=10s
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

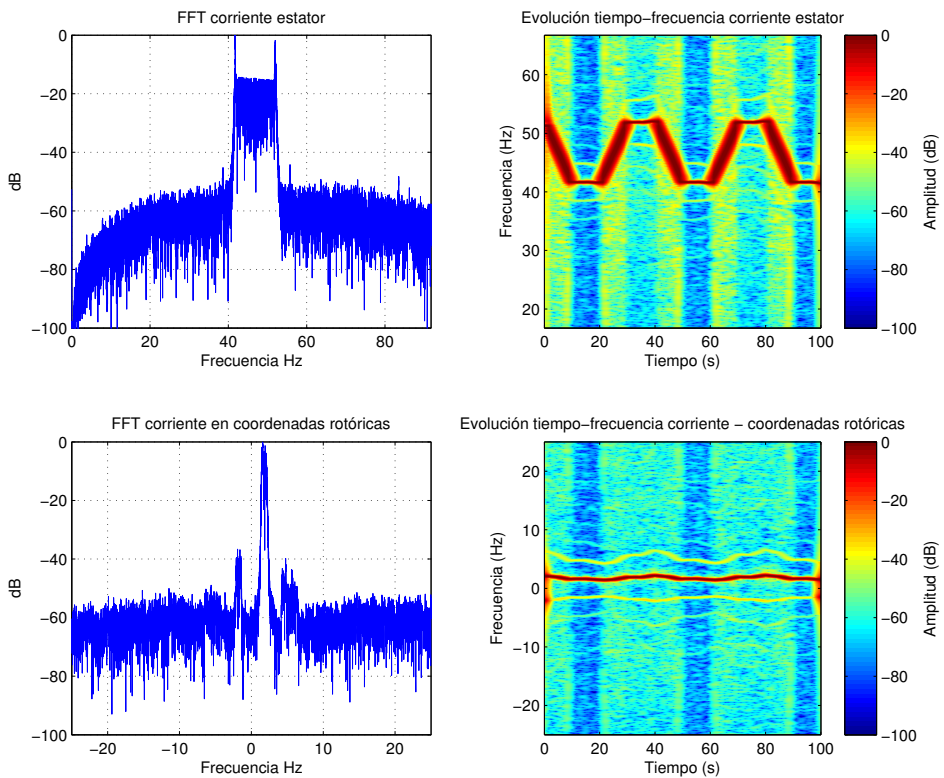


Figura 5.137: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 10: HOTA (Barra rota) régimen transitorio.

En la Figura. 5.137 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.137 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.138 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.138 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

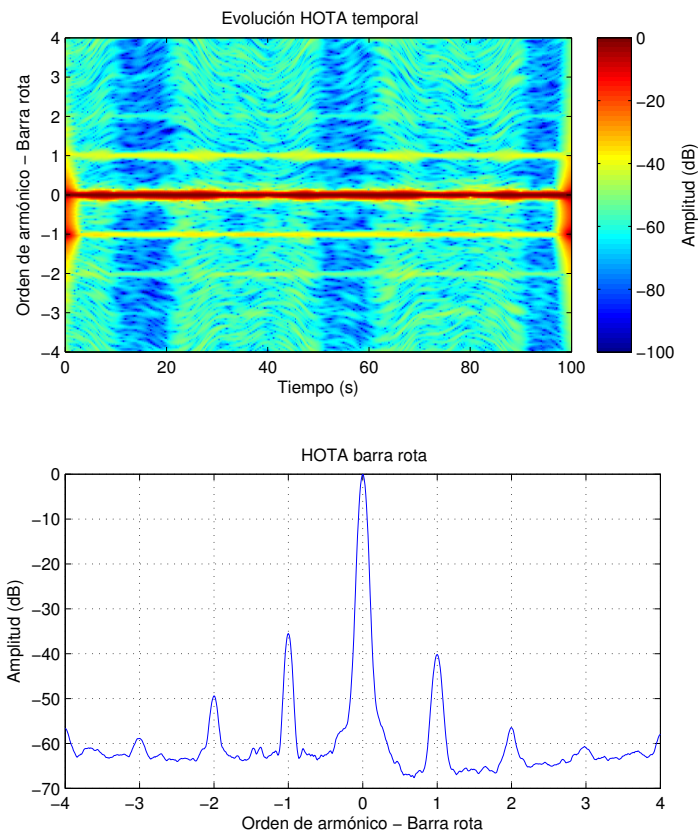


Figura 5.138: HOTA del ensayo 10 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.139.

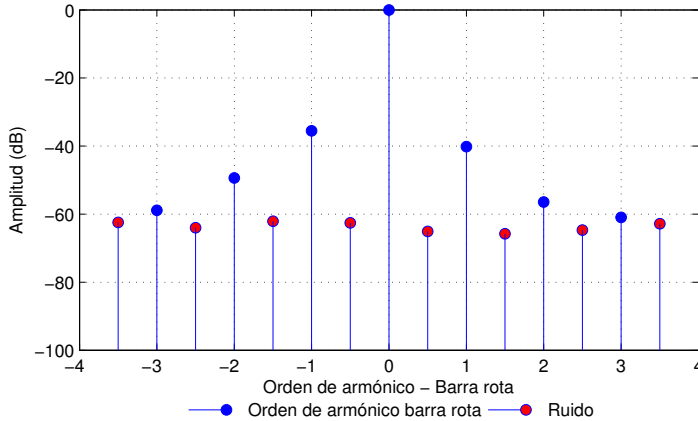


Figura 5.139: HOTA reducido del ensayo 10 para órdenes de armónico correspondientes a barra rota.

Conclusiones: En este ensayo se varía tanto la frecuencia de alimentación como la carga. Según se puede ver en la Figura. 5.137 (izquierda) el espectro de la corriente muestra dos componentes que prevalecen con respecto al resto, una a 40 Hz y otra a 50 Hz, frecuencias entre las que varía la frecuencia de alimentación. Además, el intervalo comprendido entre estas frecuencias tiene un nivel bastante elevado, resultando imposible proceder al diagnóstico de la máquina con este tipo de análisis. Observando la evolución tiempo-frecuencia (Figura. 5.137 (izquierda)) se observa que las componente fundamental de la corriente se ve muy clara en coordenadas estáticas pero las componentes armónicas debidas a la falta no son demasiado visibles. No obstante, en coordenadas rotóricas, éstas ya aparecen visibles evolucionando del mismo modo que lo hace la componente fundamental. Aplicando el método HOTA (Figura. 5.138) se observa como las componentes debidas a falta aparecen exactamente en el orden k correspondiente a barra rota y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede concluir que el motor contiene este tipo de falta y que el método HOTA funciona para este régimen de funcionamiento. Por otro lado, de estos resultados se obtiene un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.138 (abajo)), donde se observa como aparecen una serie de componentes adicionales debidas al tipo de carga. Finalmente se obtiene el diagrama que contiene la misma información que el espectro pero concentrada en 15 puntos (Figura. 5.139) reduciendo el espacio para el almacenamiento.

5.3.2.2 Excentricidad

En este apartado se muestran los resultados de aplicar HOTA a 6 tests realizados con el motor con excentricidad mixta trabajando en régimen no estacionario. A continuación se citan las principales características de los ensayos:

- Test 0:** Se realiza un ensayo con la máquina sana alimentada a través de un convertidor de frecuencia a media carga funcionando ante cambios en la frecuencia de referencia. Como los resultados de HOTA revelan la presencia de falta siempre en la misma posición este ensayo podría utilizarse como referencia para comparar con los resultados obtenidos con los ensayos realizados con la máquina con excentricidad mixta que se muestran a continuación.
- Test 1:** Se realiza un ensayo con el motor conectado directamente a la red a tensión nominal y en el que la carga va variando en forma de rampas.
- Test 2:** El motor se conecta a una tensión inferior a la nominal (300V) y la carga va variando en forma de rampas.
- Test 3:** Ensayo de vacío del motor conectado a través del convertidor de frecuencia de ABB (control escalar) y con frecuencia variando entre 40 y 50 Hz.
- Test 4:** Ensayo de vacío del motor conectado a través del convertidor de frecuencia de ABB (control DTC) y con frecuencia variando entre 45 y 50 Hz.
- Test 5:** Es un ensayo con el motor conectado a través del variador de frecuencia de siemens con el control escalar implementado. La carga se mantiene constante mientras que la frecuencia de referencia va cambiando según rampas entre 40 y 50 Hz
- Test 6:** Se realiza un ensayo sin carga a frecuencia variando según rampas entre 20 y 25 Hz con el motor conectado a través del convertidor de frecuencia de siemens con el control escalar con compensación de deslizamiento.

Test 0:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 0. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.82.

Tabla 5.82: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	40-50Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

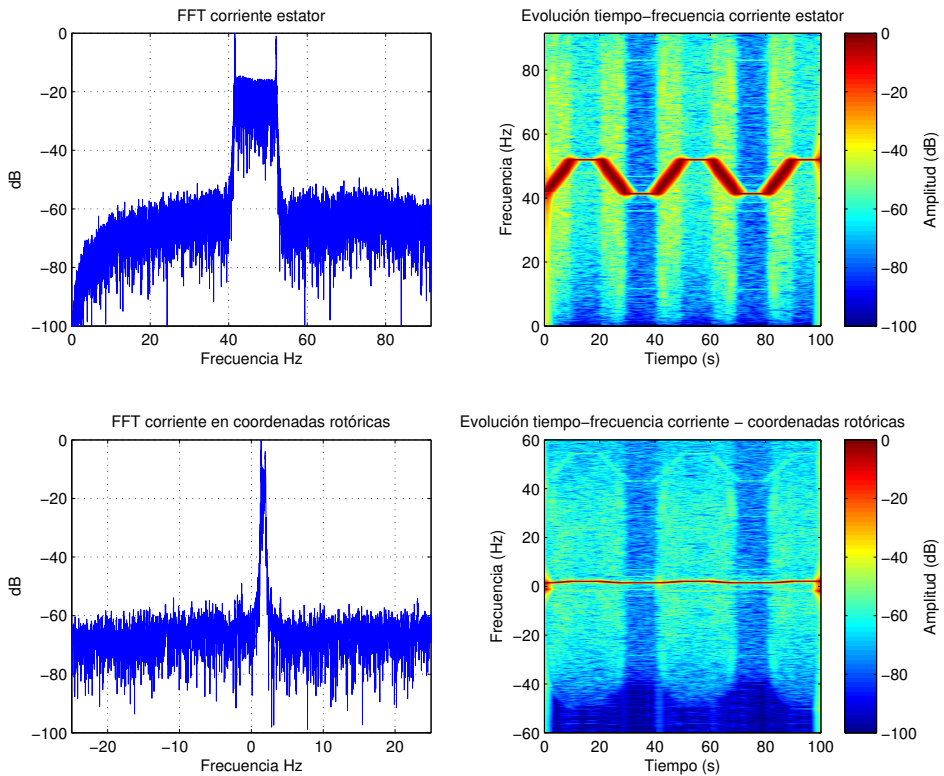


Figura 5.140: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 0: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.

En la Figura. 5.140 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.140 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estatórico (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.141 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.141 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

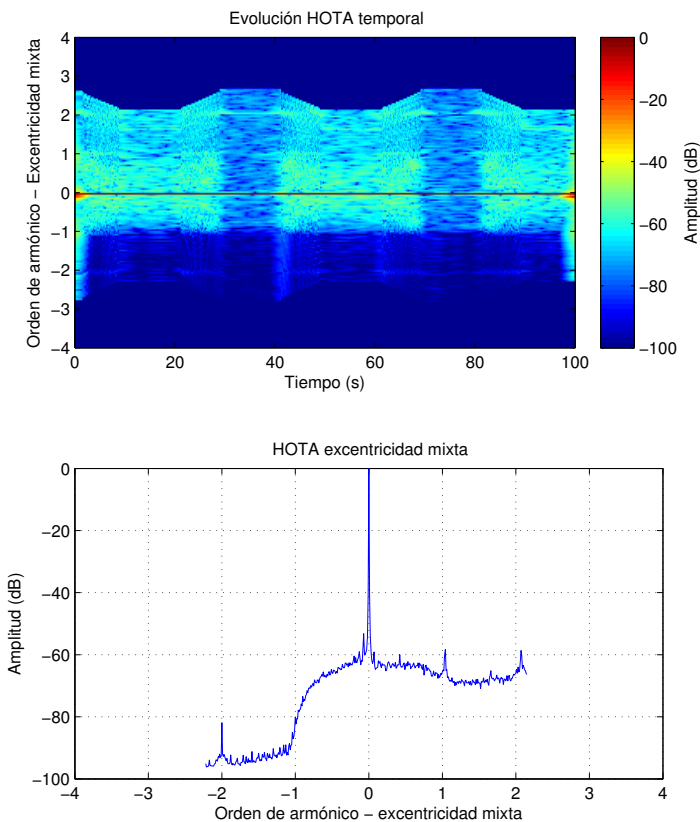


Figura 5.141: HOTA del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.142.

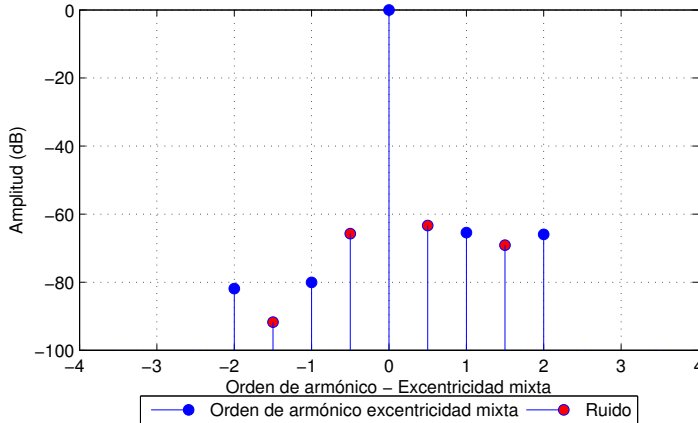


Figura 5.142: HOTA reducido del ensayo 0 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado con la máquina alimentada con cambios en la frecuencia entre 40 y 50 Hz trabajando a media carga. Como se puede ver en la Figura. 5.107 aplicando técnicas de diagnóstico del régimen estacionario como lo es la FFT no se puede dirimir la presencia de faltas. No obstante, en la misma figura, al realizar la representación en la que se muestra la evolución de las componentes en función del tiempo, se observa como la componente fundamental va variando a lo largo del tiempo entre los 40 y los 50 Hz y no aparece ningún otro tipo de componente que haga advertir la presencia de falta. Al aplicar el método HOTA tal como puede verse en la Figura. 5.141 se observa que en los órdenes k correspondientes a excentricidad mixta, no aparecen componentes más allá del ruido de la señal. Por tanto, se puede afirmar que en dicha máquina no concurre la falta debido a excentricidad mixta.

Test 1:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 1. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.83.

Tabla 5.83: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Régimen frec.	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Rampas	Nivel de carga	100-25 % t=10s
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

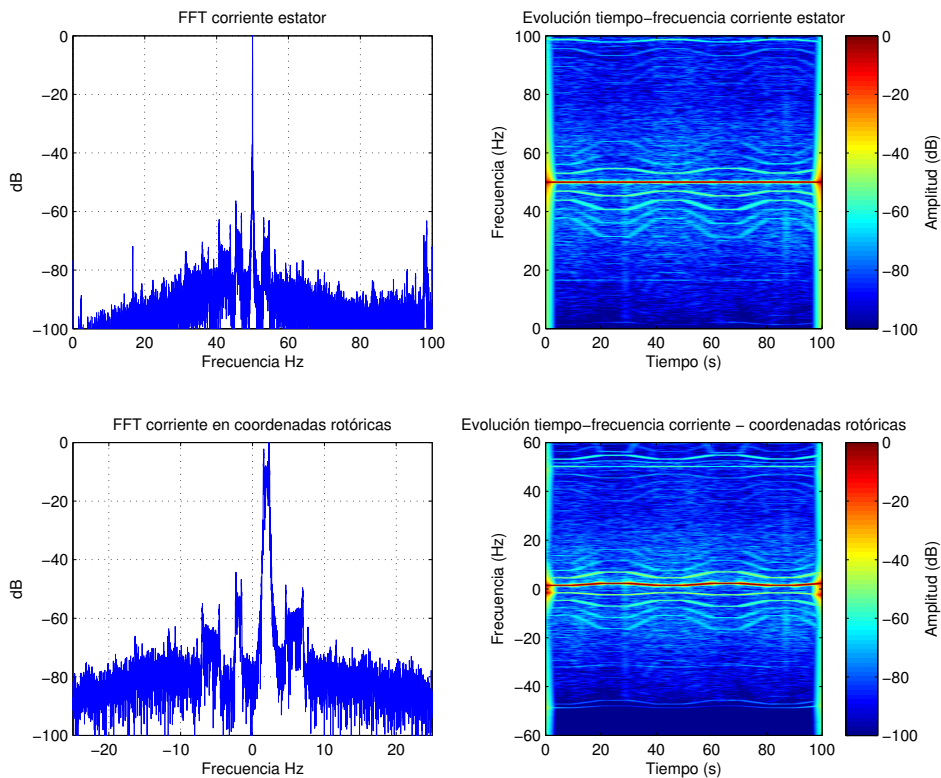


Figura 5.143: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 1: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.

En la Figura. 5.143 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.143 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.144 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.144 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

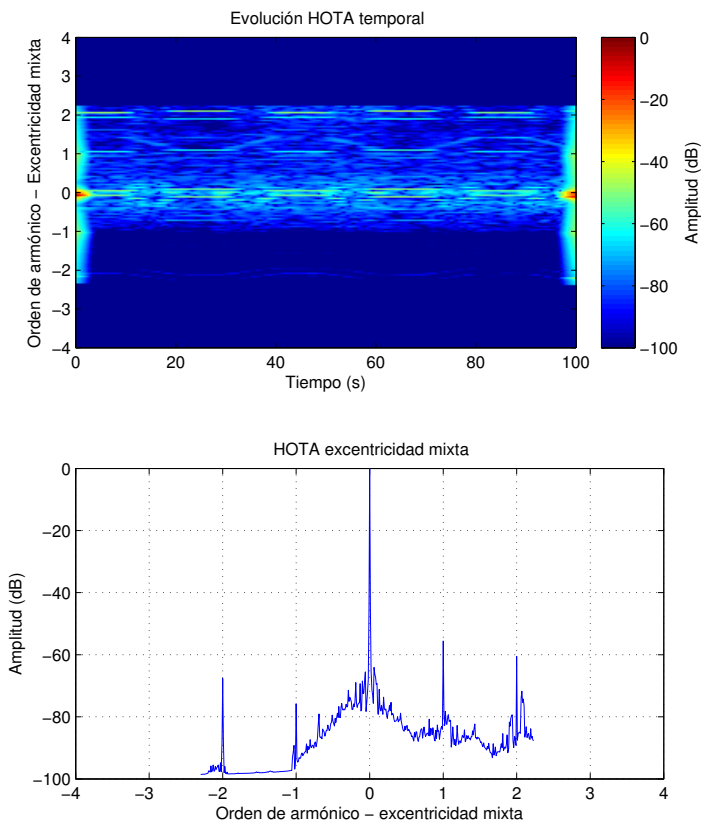


Figura 5.144: HOTA del ensayo 1 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.145.

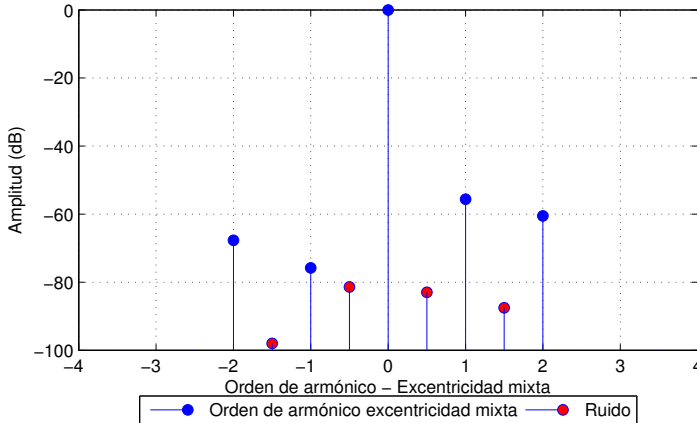


Figura 5.145: HOTA reducido del ensayo para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado con la máquina alimentada a frecuencia constante, mientras que la carga va variando en forma de rampas. Como se puede ver en la Figura. 5.143 aplicando técnicas de diagnóstico del régimen estacionario como lo es la FFT no se puede dirimir la presencia de faltas. No obstante, en la misma figura, al realizar la representación en la que se muestra la evolución de las componentes en función del tiempo, se observa, por un lado que la componente fundamental se mantiene constante a lo largo del tiempo, mientras que, por otro lado, aparecen una serie de componentes armónicas que siguen la misma cadencia que la carga, por lo que dependen del deslizamiento de la máquina. Al aplicar el método HOTA tal como puede verse en la Figura. 5.144 (arriba) se observa como estas componentes aparecen exactamente en el orden k correspondiente a la falta de excentricidad mixta y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.144 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. Finalmente, toda la información de espectro puede ser almacenada en un vector que únicamente contiene 15 puntos (Figura. 5.145) lo que reduce en gran medida los requerimientos de espacio para realizar un histórico del estado de la máquina.

Test 2:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 2. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.84.

Tabla 5.84: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Régimen freq.	Constante	Frecuencia de Referencia	50 Hz
Tipo de carga	Rampas	Nivel de carga	50-25 % $t=10s$
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

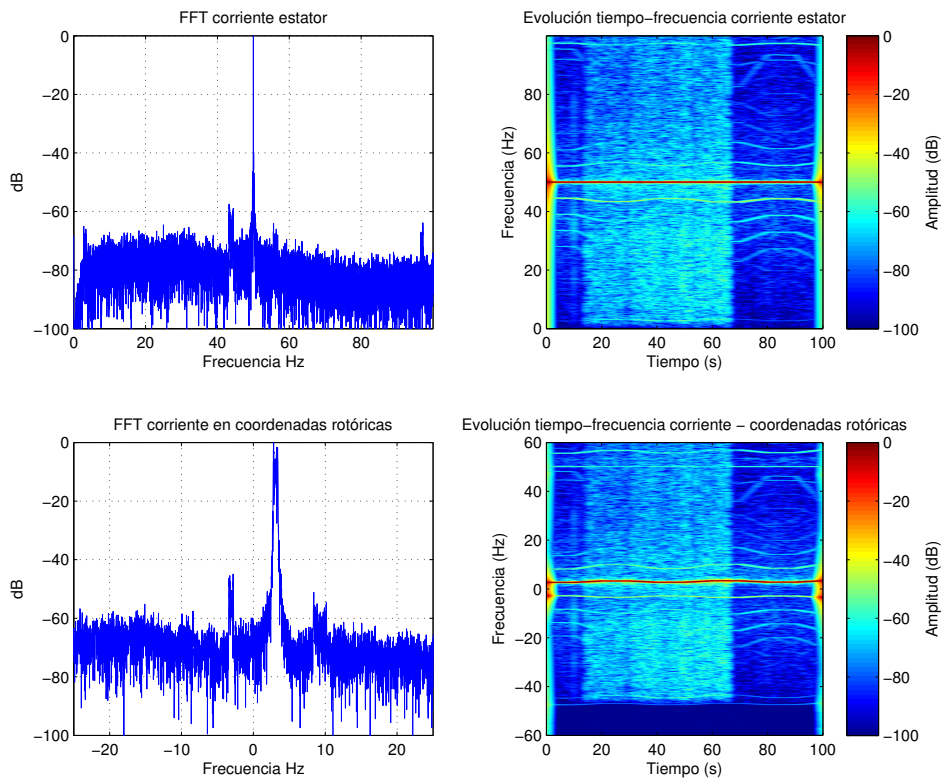


Figura 5.146: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 2: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.

En la Figura. 5.146 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.146 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estatórico (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.147 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.147 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

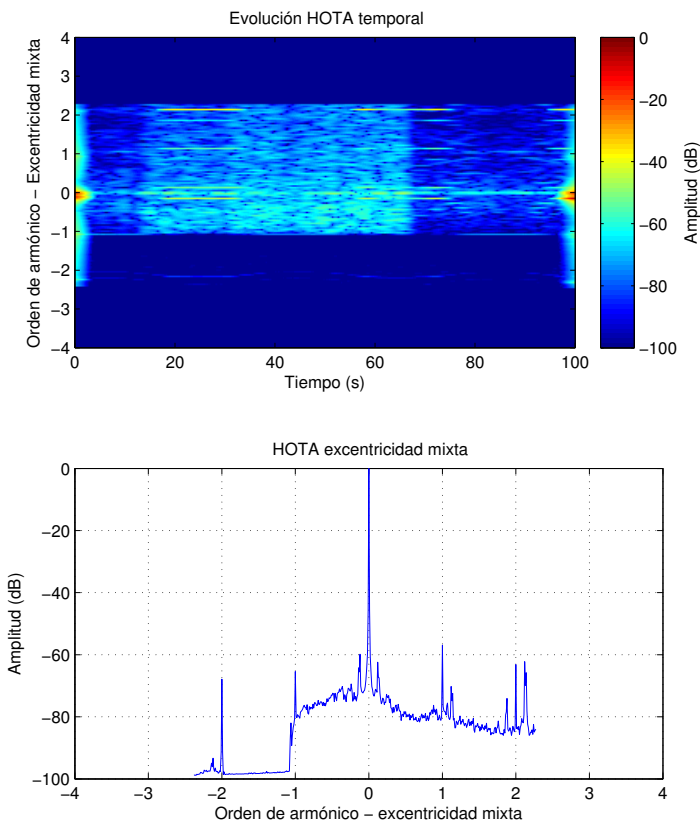


Figura 5.147: HOTA del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.148.

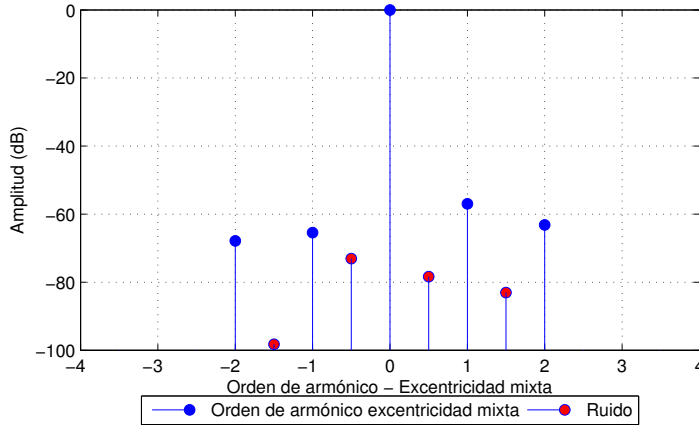


Figura 5.148: HOTA reducido del ensayo 2 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Conclusiones: En este ensayo se ha alimentado al motor a tensión inferior a la nominal para comprobar su funcionamiento. La carga varía en forma de rampas por lo que las componentes armónicas de falta se desplazan en función de la carga. Si se aplican las técnicas de diagnóstico de régimen estacionario (Figura. 5.146 izquierda) se observa que no se puede asegurar que las componentes que aparecen son debidas a fallo. Por otro lado, al realizar el análisis tiempo-frecuencia (Figura. 5.146 derecha) se observa como en el diagrama aunque no es claro, se aprecian una serie de componentes armónicas que varían a lo largo del tiempo de modo similar a las rampas de carga que se aplican en este ensayo. Al aplicar el método HOTA (Figura. 5.147) se observa en la evolución temporal de manera no muy nítida, que estas componentes se mantienen a lo largo del tiempo en los valores enteros correspondientes a los órdenes de falta de excentricidad mixta. No obstante, al aplicar la media de las componentes a lo largo del tiempo para convertirlo en un diagrama similar al de régimen estacionario, se observa que en éste las componentes debidas a excentricidad mixta aparecen de forma mucho más clara.

Test 3:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 3. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.85.

Tabla 5.85: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	40-50Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

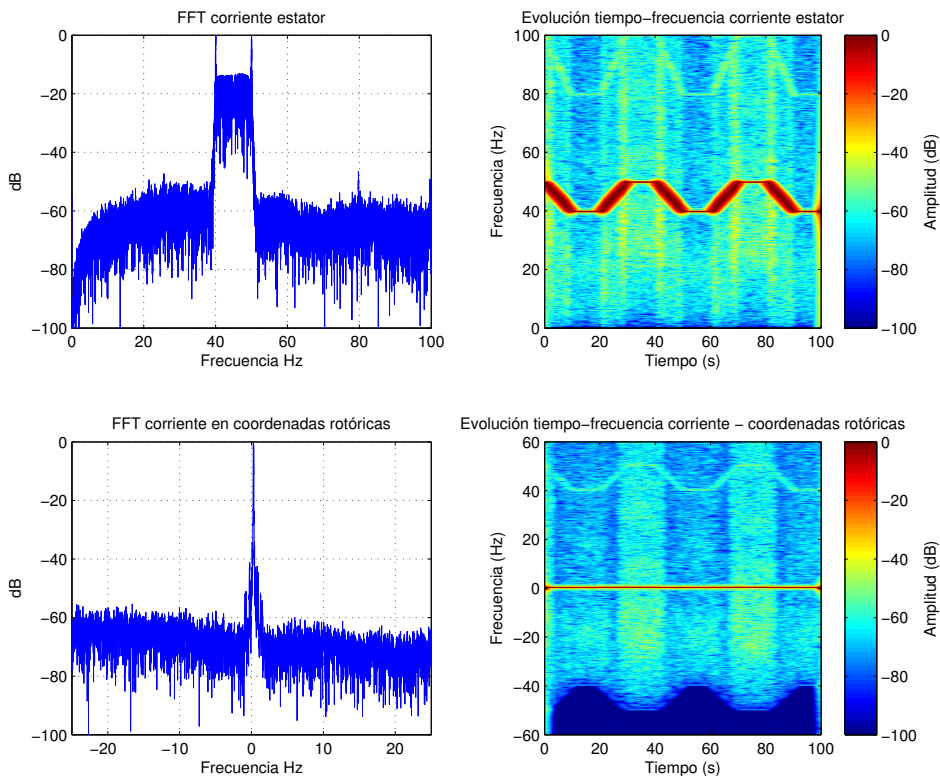


Figura 5.149: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 3: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.

En la Figura. 5.149 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.149 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.150 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.150 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

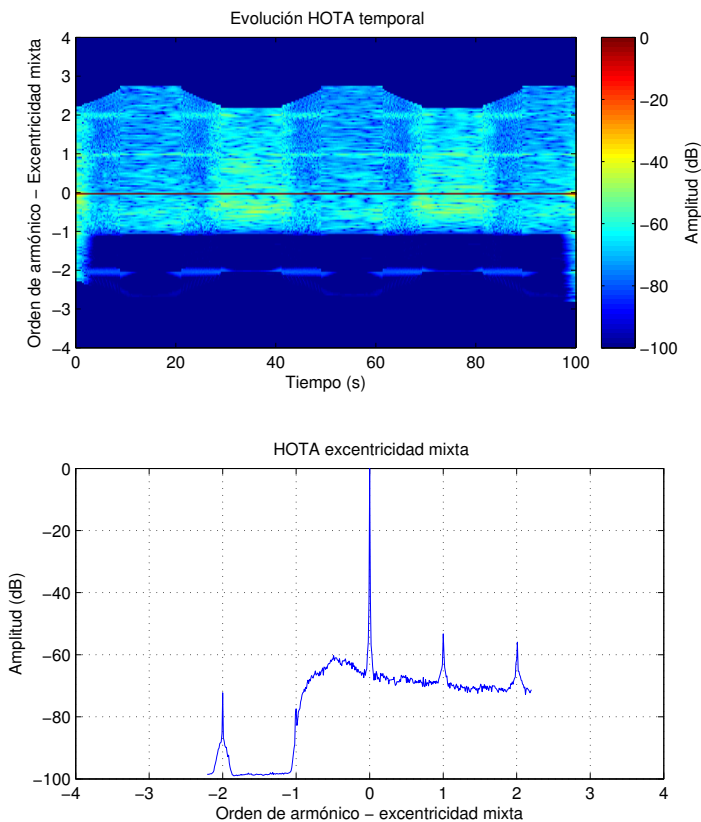


Figura 5.150: HOTA del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.151.

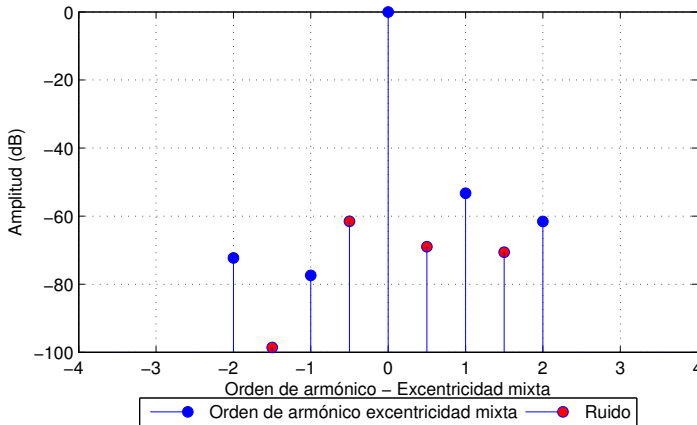


Figura 5.151: HOTA reducido del ensayo 3 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Conclusiones: Este es un ensayo realizado con la máquina alimentada con cambios en la frecuencia entre 40 y 50 Hz trabajando en vacío. Como se puede ver en la Figura. 5.116 aplicando técnicas de diagnóstico del régimen estacionario como lo es la FFT no se puede dirimir la presencia de faltas. Por un lado, aparecen dos componentes fundamentales una a 40 Hz y otra a 50Hz, y un nivel elevado de componentes comprendido en esta banda de frecuencias. No obstante, en la misma figura, al realizar la representación en la que se muestra la evolución de las componentes en función del tiempo, se observa como la componente fundamental va variando a lo largo del tiempo entre los 40 y los 50 Hz. Debido a esto aparecen una serie de componentes armónicas que siguen la misma cadencia que los cambios en la frecuencia a una distancia similar a en la que deberían aparecer las componentes debidas a excentricidad mixta. Al aplicar el método HOTA tal como puede verse en la Figura. 5.150 (arriba) se observa como estas componentes aparecen exactamente en el orden k correspondiente a la falta de excentricidad mixta y se mantienen a lo largo del tiempo aunque un poco tenues. No obstante, al realizar la media de todos los instantes de tiempo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.150 (abajo)), en el que se observan estas componentes de manera mucho más nítida. Finalmente, toda la información de espectro puede ser almacenada en un vector que únicamente contiene 15 puntos (Figura. 5.151) lo que reduce en gran medida los requerimientos de espacio para realizar un histórico del estado de la máquina.

Test 4:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 4. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.86.

Tabla 5.86: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	45-50Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

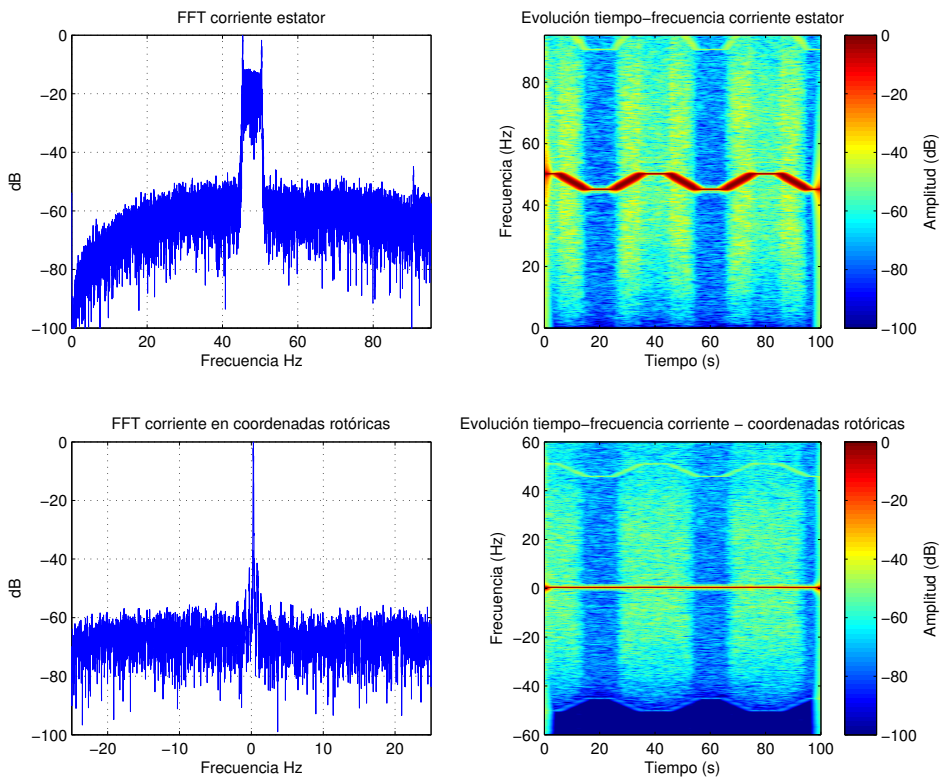


Figura 5.152: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 4: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.

En la Figura. 5.152 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.152 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estatórico (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.153 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.153 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

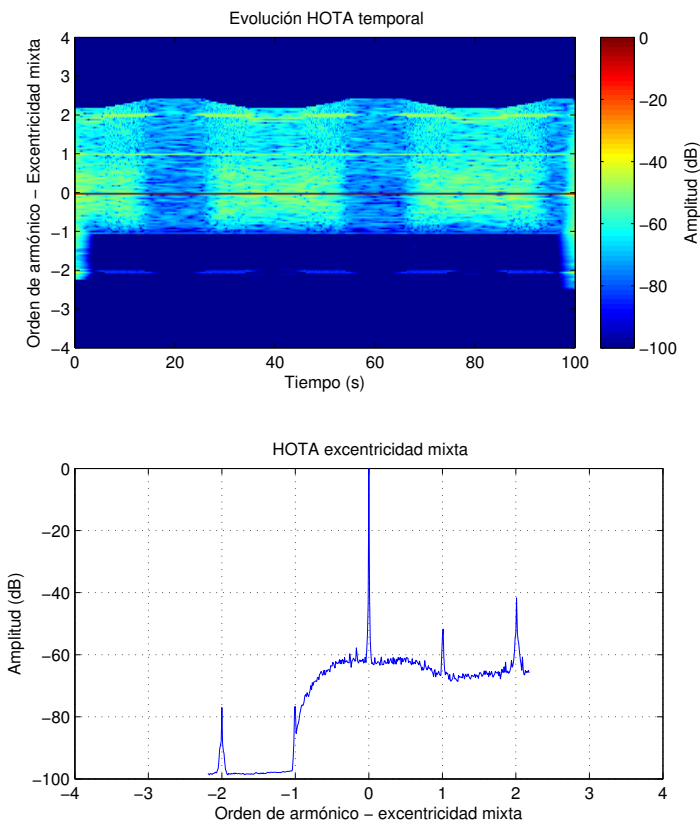


Figura 5.153: HOTA del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.154.

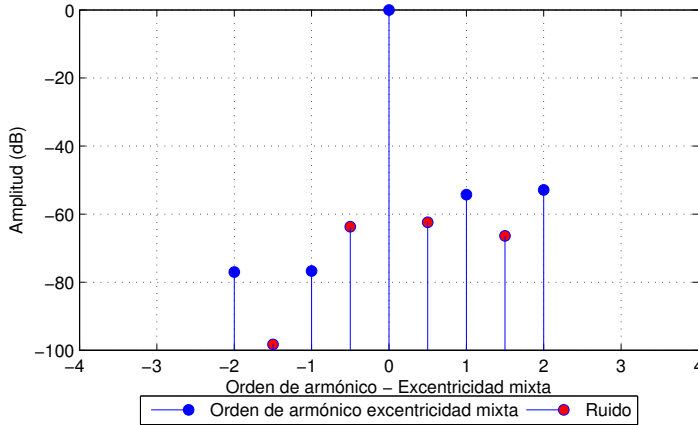


Figura 5.154: HOTA reducido del ensayo 4 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Conclusiones: Este ensayo es similar al anterior pero con otro tipo de control y régimen de frecuencia. En este caso la frecuencia varía entre 45 y 50 Hz mientras que la carga se mantiene constante en el valor nominal. Como se puede ver en la Figura. 5.152 aplicando la FFT no se puede diagnosticar con precisión el estado de la máquina. En el espectro aparecen dos componentes fundamentales situadas una a 45 Hz y otra a 50 Hz y un nivel elevado de componentes comprendido en esta banda de frecuencias. No obstante, al realizar el análisis tiempo frecuencia, se observa como la componente fundamental va variando a lo largo del tiempo entre los 45 y los 50 Hz. Debido a esto aparecen una serie de componentes armónicas que evolucionan paralelamente a la componente fundamental a una distancia similar a la que aparecerían las componentes debidas a excentricidad mixta. Al aplicar el método HOTA (Figura. 5.153 (arriba)) se observa como estas componentes aparecen exactamente en el orden k correspondiente a este tipo de fallo y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.153 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. Posteriormente se obtiene un diagrama que contiene toda la información de espectro concentrada en 15 puntos (Figura. 5.154) simplificando las tareas de diagnóstico y almacenamiento.

Test 5:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 5. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla 5.87.

Tabla 5.87: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escarlar
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	40-50Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Media
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

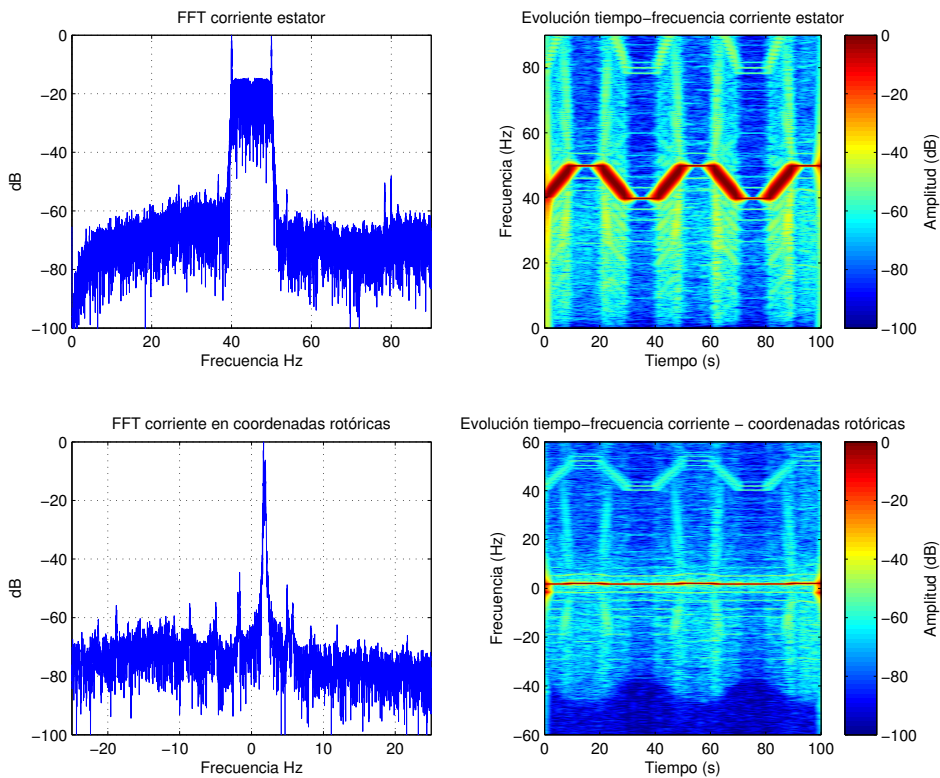


Figura 5.155: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 5: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.

En la Figura. 5.155 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estática en coordenadas estáticas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.155 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estática expresada en el sistema de referencia estático (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.156 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.156 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

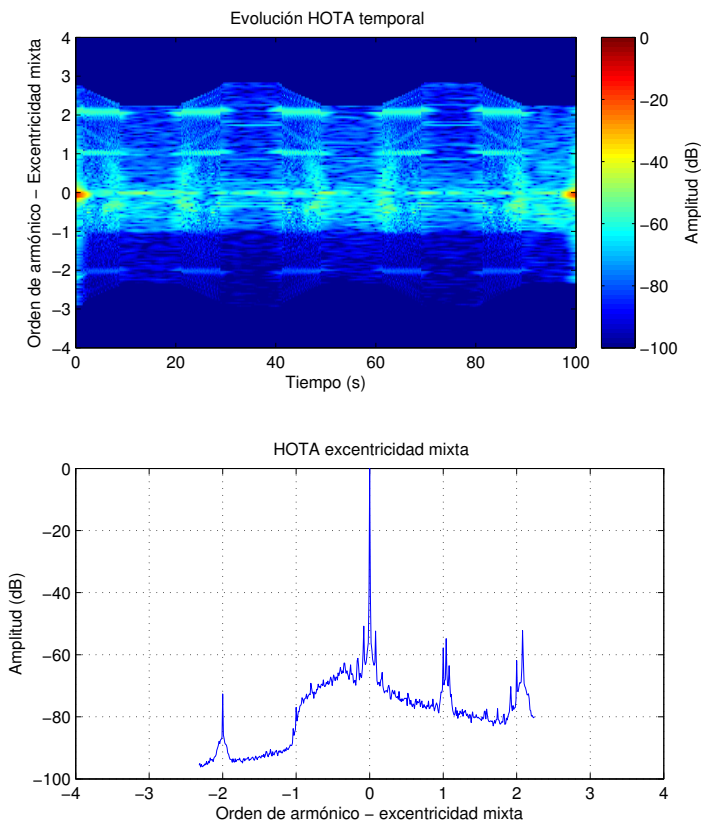


Figura 5.156: HOTA del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.157.

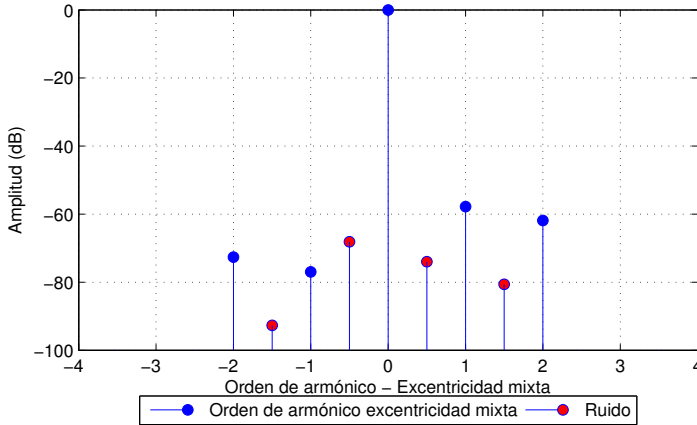


Figura 5.157: HOTA reducido del ensayo 5 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Conclusiones: Este ensayo se ha realizado con la frecuencia variando 40 y 50 Hz mientras que la carga se mantiene constante. Tal como se muestra en la Figura. 5.155 (izquierda) con las técnicas utilizadas en régimen estacionario no es posible determinar el estado de la máquina. No obstante, debido a que el nivel de carga es bajo, al realizar el análisis en coordenadas rotóricas se observa como la distancia s_{f_1} se mantiene prácticamente constante a lo largo del tiempo, por lo que en el espectro en coordenadas rotóricas se podría proceder al diagnóstico de la máquina. No obstante se prosigue aplicando el método HOTA en régimen transitorio (Figura. 5.156) y se observa como las componentes debidas a falta y la fundamental aparecen exactamente en el orden k correspondiente y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.156 (abajo)), simplificando la tarea de diagnóstico a realizar por el personal de mantenimiento. Finalmente se obtiene el diagrama que contiene la misma información que el espectro pero concentrada en 15 puntos (Figura. 5.157) simplificando las tareas de diagnóstico y almacenamiento.

Test 6:

A continuación se muestran los resultados del ensayo 6. Las principales características con las que se realiza el test se muestran en la Tabla. 5.88.

Tabla 5.88: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escarlar+Des
Régimen de Frecuencia	Rampas	Frecuencia de Referencia	20-25Hz t=10s
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

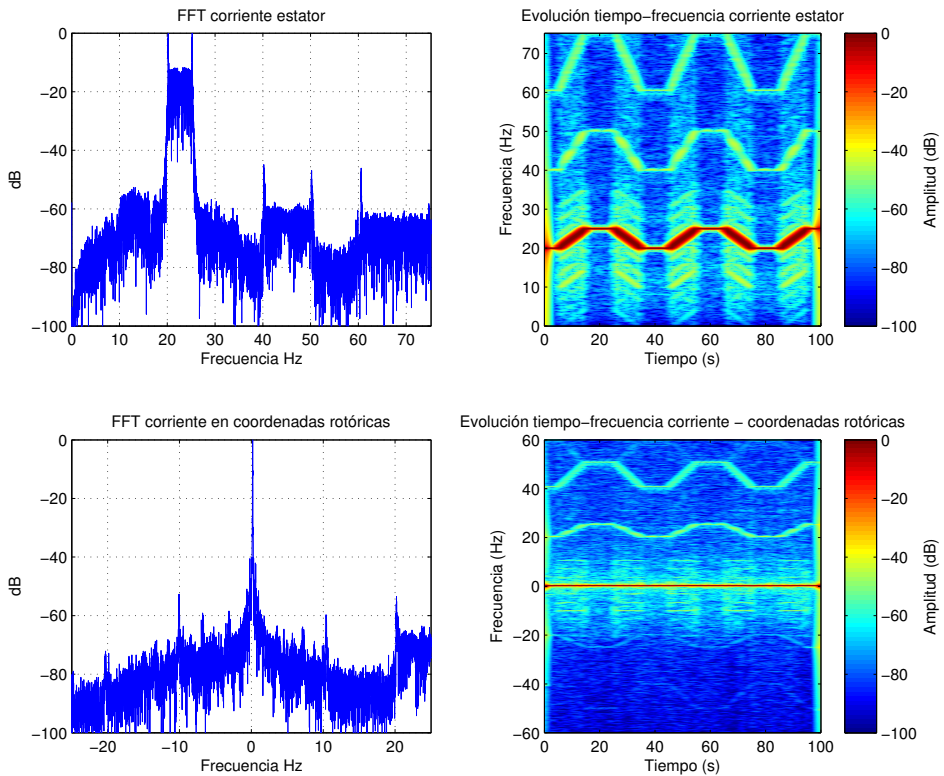


Figura 5.158: Representación gráfica y espectro de la corriente, en coordenadas estáticas y rotóricas. Test 6: HOTA (Excentricidad) régimen transitorio.

En la Figura. 5.158 (izquierda) se puede ver una representación gráfica del espectro resultante de aplicar la FFT a la corriente estatórica en coordenadas estatóricas (arriba) y en coordenadas rotóricas (abajo). En estas se observa como no es posible distinguir la presencia o ausencia de componentes de falta debido al carácter no estacionario del test. En cambio en la Figura. 5.158 (derecha) se muestra la evolución tiempo frecuencia de la corriente estatórica expresada en el sistema de referencia estatórico (arriba) y utilizando el sistema de referencia rotórico (abajo). En éstas se puede apreciar la evolución de la componente fundamental así como de otras componentes que podría ser debidas a la falta.

Siguiendo los pasos para aplicar HOTA. En la Figura. 5.159 (arriba) se muestra la evolución temporal de las componentes armónicas en función del orden k correspondiente a la falta. Por otro lado, en la Figura. 5.159 (abajo) se presentan los resultados de HOTA expresados en un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario.

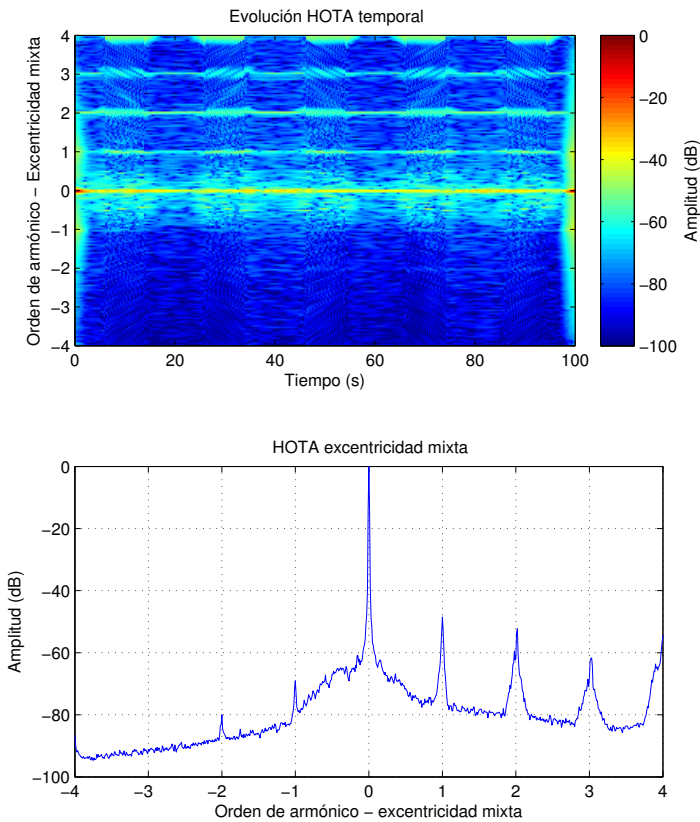


Figura 5.159: HOTA del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Finalmente, se condensa toda la información referente a la falta en, tan sólo, 15 puntos y se presenta en un diagrama de barras como el de la Figura. 5.160.

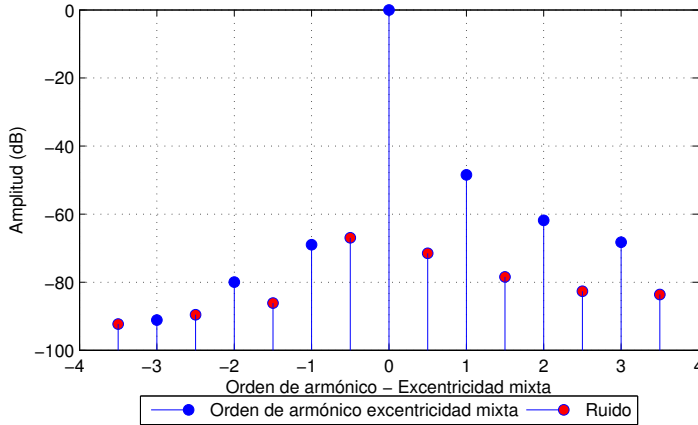


Figura 5.160: HOTA reducido del ensayo 6 para órdenes de armónico correspondientes a excentricidad.

Conclusiones: Este ensayo se ha realizado con la frecuencia variando 20 y 25 Hz mientras que la carga se mantiene constante. Tal como se muestra en la Figura. 5.158 (izquierda) el espectro de la corriente es bastante deficiente para ser utilizado en el diagnóstico de la máquina. No obstante, debido al nivel de carga, al realizar el análisis en coordenadas rotóricas se observa como la distancia s_{f1} se mantiene prácticamente constante a lo largo del tiempo, por lo que el espectro en coordenadas rotóricas podría ser utilizado para el diagnóstico de la máquina. No obstante se prosigue aplicando el método HOTA en régimen transitorio (Figura. 5.159) y se observa como las componentes debidas a falta y la fundamental aparecen exactamente en el orden k correspondiente y se mantienen a lo largo del tiempo. De este modo, se puede obtener un diagrama idéntico al que se obtiene en régimen estacionario (Figura. 5.159 (abajo)), donde se observa como aparecen una serie de componentes adicionales debidas al tipo de carga. Finalmente se obtiene el diagrama que contiene la misma información que el espectro pero concentrada en 15 puntos (Figura. 5.160) reduciendo el espacio para el almacenamiento.

5.4 Resultados estadísticos

A continuación se muestran una serie de gráficos de cajas y bigotes para ilustrar los resultados de HOTA de modo estadístico. Éstos tiene las siguientes propiedades:

- Caja: En las representaciones existe unas cajas que indican que en ese rango se concentran el 50 % (desde el cuartil 1 hasta el cuartil 3) de las muestras obtenidas para cada orden de armónico. Esta caja, a su vez, contiene una línea interior que señala la mediana de la distribución.
- Bigotes: En el diagrama existen dos bigotes, el superior y el inferior. El inferior indica cuál es el valor mínimo y donde finaliza el primer cuartil de la distribución. El superior indica donde empieza el tercer cuartil y finaliza en el máximo de la distribución.
- Cruces: Las cruces indican puntos anormales en la distribución estadística.

En primer lugar se han analizado los resultados de los 60 ensayos realizados en régimen estacionario con el motor con barra rota (Figura. 5.161). En este diagrama se observa una escasa variabilidad de los resultados, esto quiere decir, que HOTA, independientemente del grado de carga, y de la frecuencia de alimentación siempre ofrece unos resultados similares.

Se observa como los armónicos correspondientes a $k = \pm 1$ aparecen en una franja muy estrecha entre los -35 dB y los -45 dB siendo los órdenes de armónico que usualmente se utilizan para el diagnóstico de máquinas eléctricas. En esta representación se observa como HOTA es capaz de detectar este orden de armónico siempre en la misma posición. Por otro lado, HOTA también es capaz de identificar los órdenes de armónico $k = \pm 2, 3$ menos usados en el diagnóstico y usualmente menos visibles. En esta representación se observa como, en la práctica totalidad de los ensayos realizados en régimen estacionario. Las componentes de falta son de amplitud superior al nivel de ruido cercano, por lo que son visibles en la práctica totalidad de ensayos realizados.

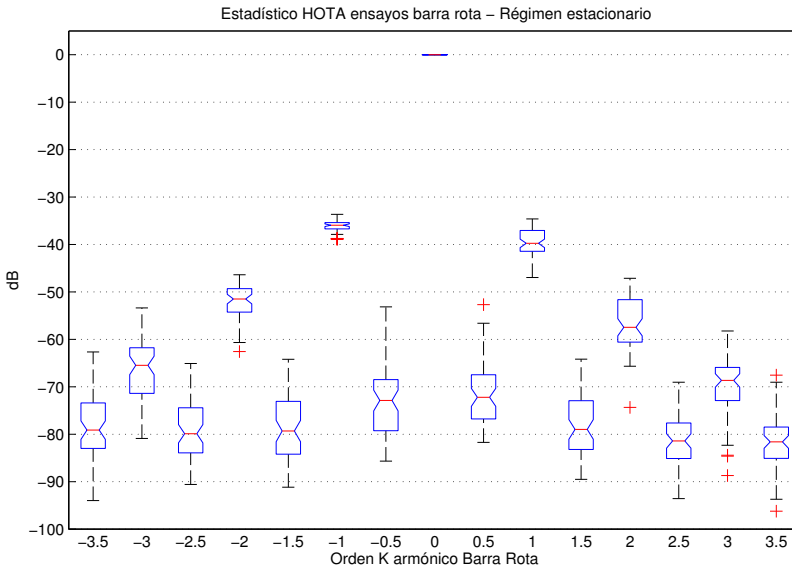


Figura 5.161: Estadístico de los ensayos realizados en régimen estacionario con el motor con una barra rota.

Los resultados en el régimen no estacionario son ligeramente mejores. Tradicionalmente, se han buscado técnicas para identificar los patrones de falta y seguir su evolución tiempo-frecuencia, limitándose, en muchos casos al mero arranque de la máquina, en la cuál la evolución del deslizamiento y, por tanto, de las componentes armónicas de falta son conocidos. Con el método HOTA todo esto ya nos es necesario pues se consigue obtener una representación idéntica a la obtenida en régimen estacionario. Con ello el encargado del diagnóstico ya no ha de trabajar con diferentes señales, diferentes patrones, evoluciones, etc. sino que siempre tiene que analizar el mismo tipo de diagrama. En la Figura. 5.162 se muestra estadísticamente los resultados obtenidos para los 123 ensayos realizados en régimen no estacionario con el motor con una barra rota.

En este caso se observa que hay escasa dispersión en los valores de los armónicos correspondientes a $k = \pm 1$ que por otro lado son los más utilizados en el análisis transitorio de las máquinas eléctricas. Éstos aparecen muy visibles en los resultados permitiendo diagnosticar correctamente la máquina.

Finalmente, si se aúnan todos los ensayos en un solo gráfico este queda tal como puede verse en la Figura. 5.163. De éstos se puede concluir que HOTA es capaz de diagnosticar el fallo, y presentarlo de una manera clara independientemente del régimen de funcionamiento, nivel de carga, etc.

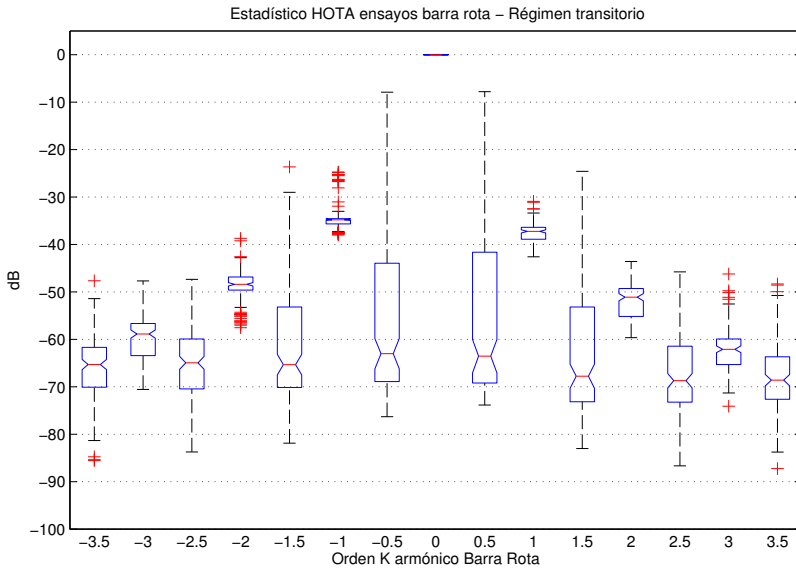


Figura 5.162: Estadístico de los ensayos realizados en régimen transitorio con el motor con una barra rota.

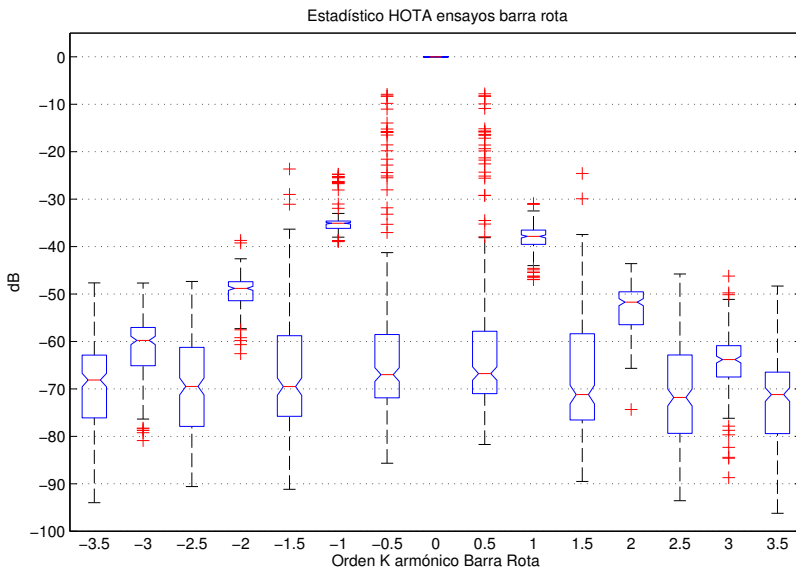


Figura 5.163: Estadístico de los ensayos realizados con el motor con una barra rota.

Análogamente se realiza un análisis estadístico de todos los ensayos realizados y analizados con HOTA de la máquina con excentricidad. En la Figura. 5.164 se muestran los resultados obtenidos para los ensayos realizados en régimen estacionario. Por otro lado la Figura. 5.165 muestra los ensayos realizados en régimen transitorio mientras que en la Figura. 5.166 se muestran los resultados para el total de ensayos realizados. En estos se puede ver que los resultados de HOTA son consistentes, es decir, obtiene similares resultados independientemente del régimen de funcionamiento de la máquina y nivel de carga. Además, se puede comprobar como los órdenes de armónicos $k = 1, 2$ son los más visibles y los que se podría utilizar para realizar el diagnóstico de la máquina.

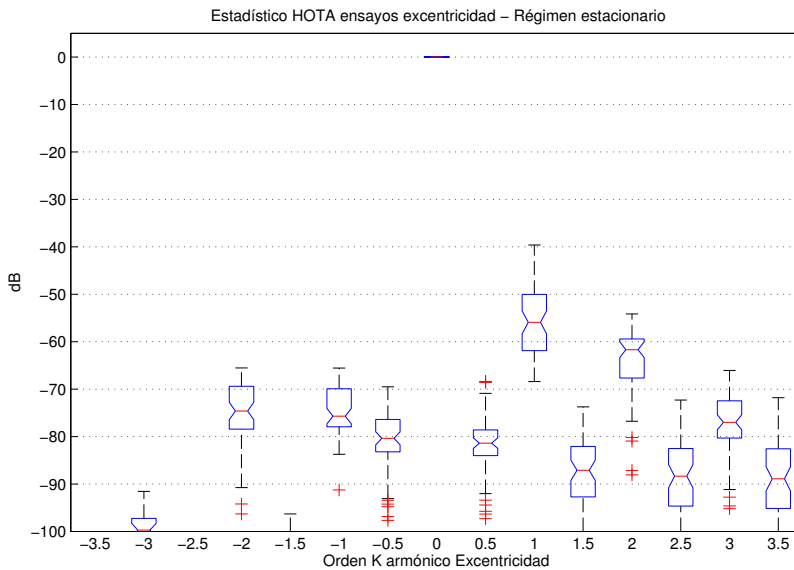


Figura 5.164: Estadístico de los ensayos realizados en régimen estacionario con el motor con excentricidad mixta.

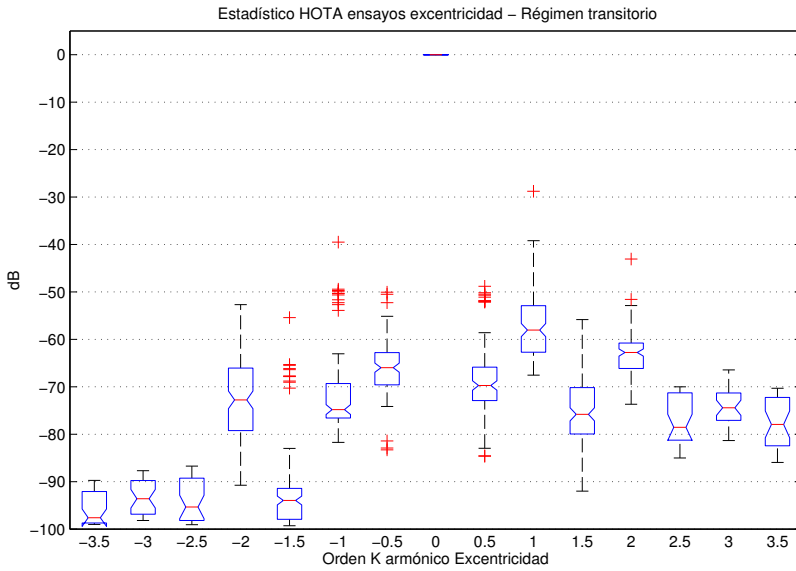


Figura 5.165: Estadístico de los ensayos realizados en régimen transitorio con el motor con excentricidad mixta.

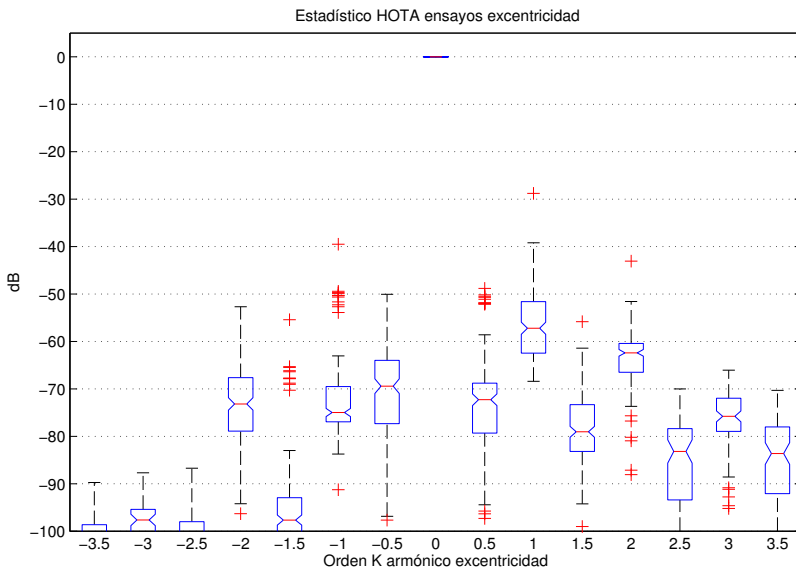


Figura 5.166: Estadístico de los ensayos realizados con el motor con excentricidad mixta.

5.5 Nuevas representaciones gráficas

Además gracias a la potencia de HOTA se pueden desarrollar aplicaciones gráficas que determinen de manera rápida el estado de la máquina. En la Figura. 5.167 se ha desarrollado un diagrama radial en el que se puede observar una comparativa entre el estado del motor con asimetría rotórica y el motor excéntrico. La escala de los ejes está expresada en dB. Se han desarrollado 5 ejes. Uno para mostrar el valor de la componente fundamental, dos para mostrar los órdenes de armónico $k = \pm 1$ correspondientes a barra rota kbb y dos para mostrar los órdenes de armónico $k = \pm 1$ correspondientes a excentricidad mixta $kecc$. Con ello, de un modo rápido y visual, se puede conocer el estado de la máquina de manera simple y clara.

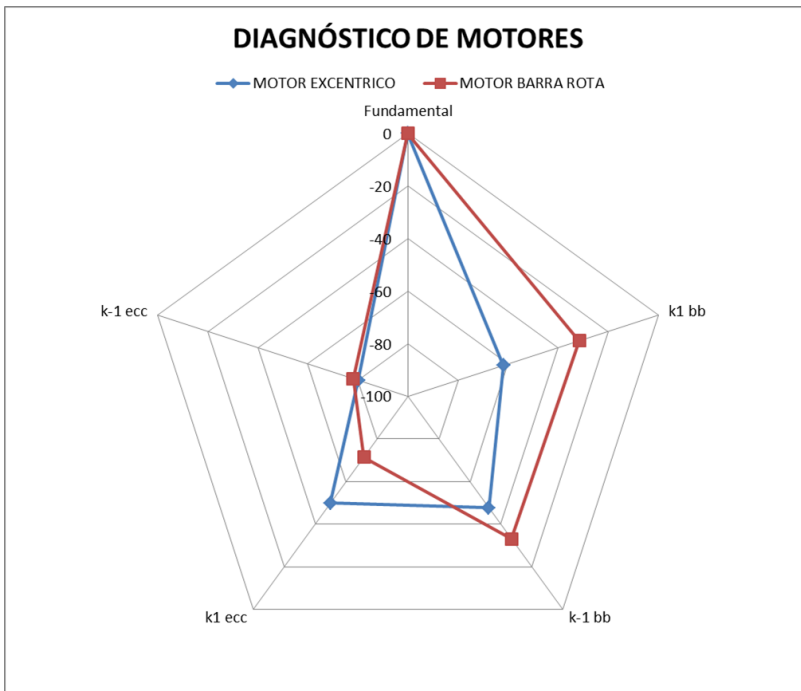


Figura 5.167: Diagrama radial del diagnóstico de motores.

5.6 Conclusiones HOTA

El método HOTA ha demostrado ser útil para cualquier régimen de funcionamiento de la máquina (estacionario, transitorio, motor, generador, etc). Se ha realizado una validación experimental exhaustiva del mismo. Se ha aplicado HOTA a un amplio número de ensayos que cubren todas las condiciones de funcionamiento en las que puede operar la máquina. Se ha testado con diferentes regimenes y niveles de frecuencia (constante, rampas, arranques, etc.), con diferentes tipos de carga (constante, pulsante, rampas), con diferentes tipos de alimentación (DOL, VF) e incluso en modo generador obteniendo correctos resultados con todos ellos.

Como se puede ver en la Figura. 5.168 cada régimen (estacionario y transitorio) aplica técnicas distintas y los resultados obtenidos difieren en función de la técnica empleada. En cambio, HOTA obtiene siempre el mismo tipo de diagrama (Figura. 5.168 derecha) independientemente del régimen y condiciones de funcionamiento. Es un diagrama, análogo a la representación del espectro de la corriente en el régimen estacionario. No obstante, a diferencia de los diagramas en régimen estacionario, en éste se remarca la presencia o ausencia de falta de manera clara y precisa facilitando el análisis de los resultados por parte del personal de mantenimiento y pudiéndose utilizar en clasificadores y sistemas automáticos de detección mejorando sus resultados.

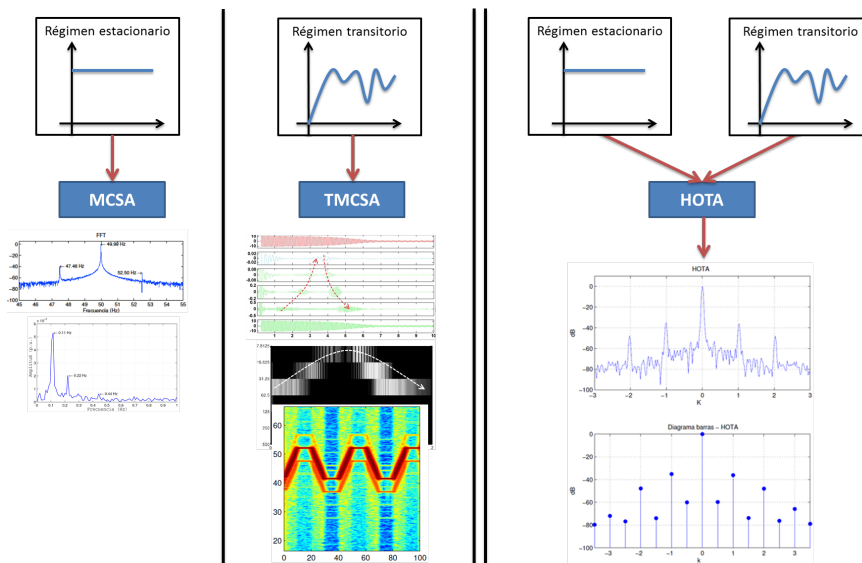


Figura 5.168: Diagnóstico en régimen estacionario y régimen transitorio vs HOTA.

Por otro lado, se condensa toda la información del espectro referente a la falta en 15 puntos, en lugar de los diez millones de puntos procedentes de las señales

adquiridas en los ensayos realizados. El mejor modo de conocer el estado de la máquina es mediante la comparación con sus estados anteriores. Con esta reducción de puntos se permite realizar un histórico de la máquina más eficaz y empleando un tamaño de memoria de hasta 666667 veces inferior. Además, resulta útil en el diagnóstico de equipos remotos o de difícil acceso pues sólo se precisa la transmisión de 15 puntos en lugar de la señal al completo reduciendo el tiempo necesario y obteniendo resultados más consistentes y fiables.

Capítulo 6

Análisis reducido del módulo de la señal analítica

El presente capítulo está dedicado a presentar el método de diagnóstico basado en el análisis reducido de la señal analítica obtenida mediante la transformada de Hilbert. Éste está especialmente desarrollado para ser implementado en sistemas electrónicos de procesamiento de señal de bajo coste tales como: Digital Signal Processor (DSP), Field Programmable Gate Array (FPGA), microcontroladores, etc. Con esta técnica se consigue reducir el número de puntos a analizar, sin que ello suponga pérdida alguna de resolución, manteniendo e incluso mejorando la fiabilidad del diagnóstico.

6.1 Introducción

Actualmente, existe un elevado número de investigaciones que centran sus esfuerzos en desarrollar técnicas de diagnóstico que puedan ser implementadas en equipos electrónicos de tratamiento de señal para realizar el diagnóstico en línea de la máquina tales como: en DSPs [68, 251–253], FPGAs [70, 71], equipos portátiles [132, 202], sensores wireless [147, 203], procesadores de bajo coste [204] o sistemas de diagnóstico remotos. Además, existe una creciente tendencia a implementar los algoritmos de diagnóstico en el mismo equipo que controla la electrónica de potencia de los convertidores de frecuencia [205, 206]. Para ello, el proceso debe ser rápido, relativamente simple, con resolución suficiente para diferenciar las componentes debidas a falta y con requerimientos de memoria bajos [65, 66]. No obstante, alcanzar todos los requisitos de manera simultánea es una tarea complicada. Por ejemplo, una resolución espectral elevada requiere un tiempo de muestreo largo, que unido con la utilización de

frecuencias de muestreo elevadas resulta en una ingente cantidad de información a ser almacenada y analizada dificultando el procesado en equipos electrónicos pues su capacidad de memoria es muy limitada.

El método propuesto permite alcanzar estos requisitos de manera simultánea. Basándose en muestrear la corriente a una frecuencia elevada lo que permite reducir la energía que deben bloquear los filtros antiplegamiento espectral y minimizando este efecto. No obstante, la técnica propuesta se basa en analizar unos pocos puntos de la señal analítica obtenida a partir de la señal muestreada, en concreto utiliza un único punto por período de la señal analítica para, posteriormente, obtener el espectro del módulo de esta señal y determinar si existe alguna componente debida a fallo. Además, la componente fundamental se convierte en una componente continua por lo que puede ser eliminada, analizando, únicamente la componente alterna del módulo de la señal analítica para realizar el diagnóstico de la máquina [40, 119, 150, 151].

El almacenamiento de puntos se realiza para unos ángulos específicos de la señal analítica en lugar de utilizar intervalos regulares de tiempo.

Entre los principales beneficios que se obtienen destacan:

- Se mantiene e incluso mejora la fiabilidad utilizando un tamaño de muestra inferior.
- Se elimina el efecto de la fuga espectral debido a la supresión de la componente fundamental.
- Se evita el plegamiento del espectro gracias a las elevadas frecuencias de muestreo en este tipo de equipos.

En los siguientes apartados se procede a realizar la demostración teórica del método aplicada a la detección de averías de tipo barra rota y excentricidad mixta. Una vez hecho esto se realiza su validación experimental con los ensayos desarrollados en la tesis y, finalmente, se exponen las conclusiones.

6.2 Demostración teórica

A continuación se demuestra, mediante un desarrollo matemático, la validez teórica de esta técnica para la detección de faltas de tipo barra rota y excentricidad mixta. El análisis matemático es análogo pudiéndose validar, de manera rápida, para cualquier otro tipo de faltas como, por ejemplo, faltas en los cojinetes de la máquina.

6.2.1 Asimetría rotórica

Tomando como punto de partida una máquina eléctrica ideal sana. La corriente estatórica de la misma esta formada por la componente fundamental y una serie de armónicos debidos a la distribución espacial del campo magnético en el entrehierro. No obstante, y para simplificar el análisis (debido a que la componentes de falta estudiadas aparecen en función de la componente fundamental), la corriente estatórica puede considerarse como puramente sinusoidal [112, 116, 119, 221]:

$$i_{sana}(t) = I_m \cos(2\pi f_1 t) = I_m \cos(\omega_1 t) \quad (6.1)$$

Al aparecer una asimetría en el rotor debida a la barra rota, el campo magnético en el entrehierro se ve modificando haciendo que se induzcan en corriente estatórica de la máquina una serie de componentes armónicas cuyas frecuencias quedan determinadas por [47, 76, 77, 79, 80, 112, 237–243]:

$$f_{bb} = 2ksf_1 \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (6.2)$$

donde s es el deslizamiento de la máquina y f_1 es la frecuencia de alimentación.

De este modo, la corriente estatórica de una máquina con asimetría rotórica queda definida como una modulación en amplitud [47, 112, 237–239] de la corriente de la máquina sana con las frecuencias dadas por la falta:

$$i_{bb} = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)]i_{sana}(t) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (6.3)$$

Como se ha visto en apartados anteriores al aplicar la FFT el espectro esta dominado por la componente fundamental pudiendo ocultar debajo de ella (fuga espectral) las componentes de falta cercanas a ella. Para eliminar dicho problema se han utilizado diferentes técnicas entre las que destaca el uso de ventanas. No obstante, en esta ocasión para mejorar el proceso de diagnóstico se expresa la corriente como un fasor en término complejo de la siguiente manera:

$$\vec{i}_{bb} = A(t) \cdot e^{j\theta t} \quad (6.4)$$

Este fasor se puede obtener de distintas maneras como lo es aplicando la transformada de Hilbert (utilizando una única corriente estatórica) [5], la transformada de Park (utilizando las tres corrientes estatóricas). En este caso el fasor se construye mediante la transformada de Hilbert (HT) debido a que solo precisa de una corriente,

reduciendo el número de sensores a utilizar y reduciendo el tamaño de la muestra a almacenar:

$$\vec{i}_{bb}(t) = i_{bb}(t) + jHT(i_{bb})(t) \quad (6.5)$$

donde $HT(i_{bb})(t)$ se define como la convolución de $i_{bb}(t)$ con la función $1/\pi t$. Esta puede ser calculada utilizando el valor principal de Cauchy tal como sigue [152]:

$$HT(i_{bb})(t) = \frac{1}{\pi t} \cdot i_{bb}(t) = \frac{1}{\pi} PV \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{i_{bb}(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (6.6)$$

La convolución en (Ecuación 6.6) se puede obtener sin realizar la integral. Como i_{bb} en (Ecuación 6.3) se expresa como producto de dos términos con diferente frecuencia y ($2ks\omega_1 < \omega_1$) según [5] la transformada de Hilbert se puede expresar como:

$$HT(i_{bb})(t) = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)]HT(i_{sana})(t) \quad (6.7)$$

Teniendo en cuenta la propiedad de la transformada de Hilbert

$$HT(\cos(t)) = \sin(t) \quad (6.8)$$

se obtiene

$$HT(i_{bb})(t) = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)]I_m \sin(\omega_1 t) \quad (6.9)$$

Finalmente, el fasor giratorio queda:

$$\vec{i}_{bb}(t) = [1 + \beta \cos(2ks\omega_1 t)]I_m e^{j(\omega_1 t)} \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (6.10)$$

Dos componentes de este fasor se han utilizado tradicionalmente para el diagnóstico de motores:

- El módulo.
- La forma: dibujando el fasor en un diagrama polar.

Módulo del fasor de corriente

Tal como se expone en la amplia literatura científica, la componente alterna del módulo de la señal analítica es oscilante con una frecuencia inducida por la falta ($2ks\omega_1 t = 4ks\pi f_1 t$) [40, 119, 150, 151].

Además, esta componente contiene la información necesaria para diagnosticar la máquina y no presenta el efecto de la fuga espectral asociado a la componente fundamental. El módulo de este fasor se puede definir como la envolvente de la corriente del motor tal como puede verse en la Figura. 6.1.

Para proceder a la demostración teórica de este método en el caso de asimetría rotórica, se han utilizado la señal de corriente de un motor con una barra rota trabajando en una aplicación real. Las principales características de este motor se pueden ver en la tabla 6.1. Por otro lado, las condiciones de ensayo se muestran en la tabla 6.2. Finalmente las frecuencias de fallo teóricas (si se utiliza el módulo de la señal analítica) se exponen en la tabla 6.3.

Tabla 6.1: Principales características del motor utilizado en la demostración teórica del método.

$$\begin{array}{ll} P = 3150kW & U = 6kV \\ I = 373A & \cos \phi = 0,92 \\ f = 50Hz & n = 2982r.p.m. \end{array}$$

Tabla 6.2: Parámetros del ensayo utilizado para la demostración teórica del método del análisis reducido del módulo de la señal analítica aplicado a la detección de averías por rotura de barras y/o anillos de cortocircuito del rotor.

Conexión	DOL	Tensión	6 kV
Frecuencia de referencia	50Hz	Frecuencia real	49.97 Hz
Velocidad	2994 r.p.m	deslizamiento	0.0011
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	5 kHz

Tabla 6.3: Frecuencias de fallo teóricas

Frecuencias de fallo teóricas			
k=1	0,11 Hz	k=2	0,22 Hz
k=3	0,33 Hz	k=4	0,44 Hz

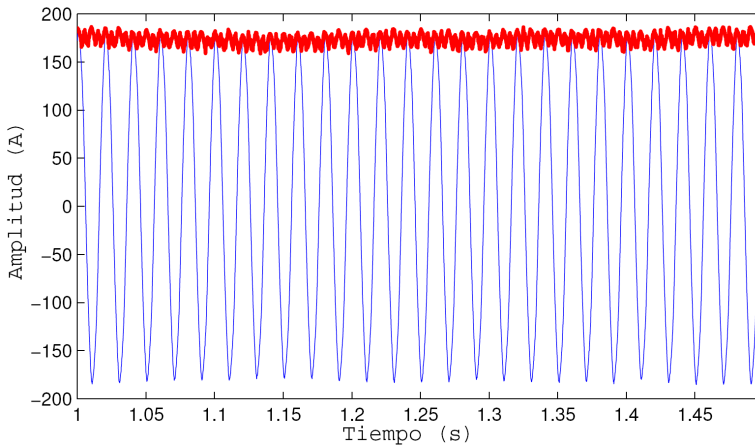


Figura 6.1: Envolvente (línea roja) de la corriente de un motor con una barra rota.

Si a al módulo de la señal analítica se le resta el valor medio (para eliminar la componente continua) y a su vez se divide por éste (para normalizar) [116,119]:

$$i_{diagnostico} = \frac{|\vec{i}_{bb}(t)| - \overline{|\vec{i}_{bb}(t)|}}{\overline{|\vec{i}_{bb}(t)|}} \quad (6.11)$$

la señal para realizar el análisis se puede modelizar según:

$$i_{diagnostico} = \beta \cos(2ks\omega_1 t) \quad (6.12)$$

Así, en el espectro de esta nueva señal ($i_{diagnostico}$) las componentes de falta aparecen a la frecuencia de la falta, $\omega_{bb} = 2ks\omega_1$. A su vez la componente fundamental

ha sido eliminada del espectro eliminando el problema de la fuga espectral y haciendo que las componentes sean más visibles (Figura. 6.2).

Este nuevo espectro cuenta con las siguientes propiedades:

- Las componentes debidas a falta aparecen a las frecuencia dadas por (f_{bb}) de forma muy clara.
- Al eliminar la componente fundamental se puede utilizar una escala lineal en lugar de la escala logarítmica.
- Se mejora la legibilidad del espectro.

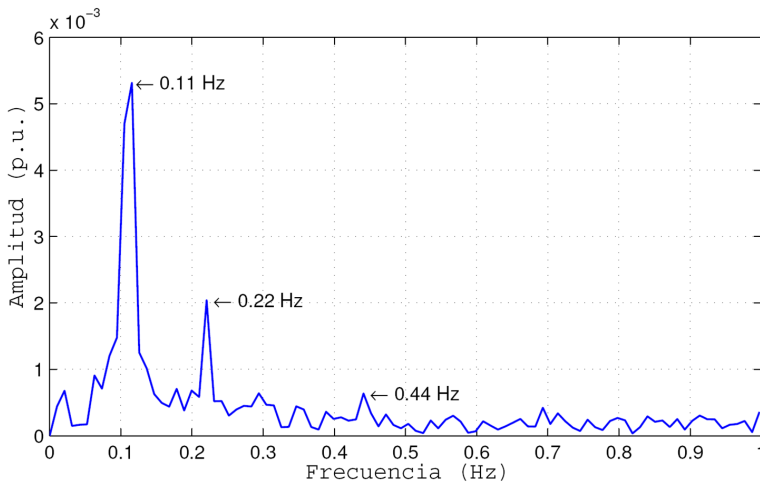


Figura 6.2: FFT de $i_{diagnostico}(t)$ de un motor con una barra rota.

Forma del vector utilizando el diagrama polar

El diagnóstico de la falta en una máquina se puede realizar utilizando el diagrama polar del fasor de la corriente estática (Figura. 6.3). En este tipo de representación, si la máquina no contiene ningún tipo de fallo, el diagrama es una circunferencia, en caso contrario, ésta tiene forma de corona circular, con amplitud proporcional al coeficiente de modulación β e incluso contiene una ligera deformación.

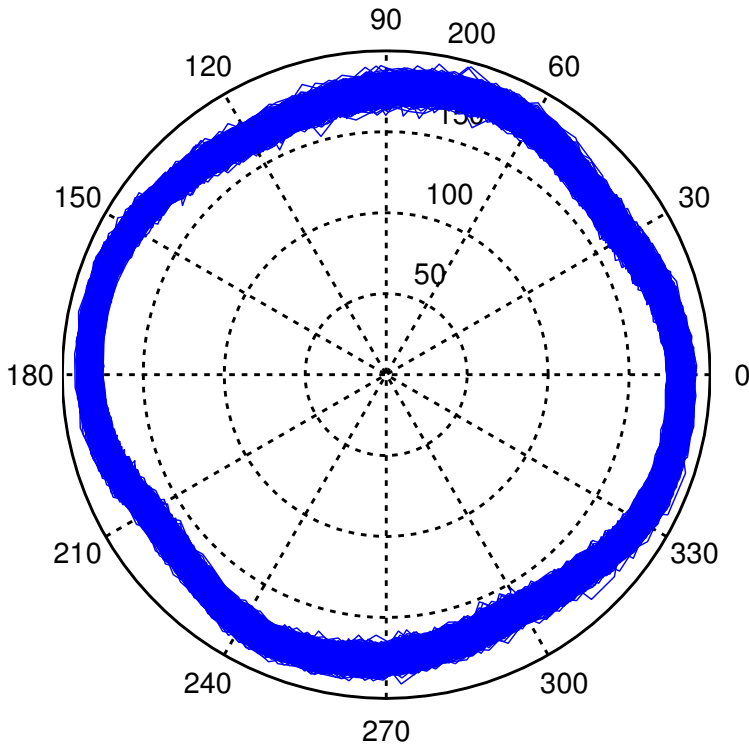


Figura 6.3: Diagrama polar de la corriente de un motor con una barra rota.

Aunque estas dos técnicas pueden ser útiles para el diagnóstico de máquinas eléctricas, ambas comparten el mismo problema: el número de puntos necesarios para tener una buena resolución es elevado. Por ejemplo, en el caso de motores con rotura de barras trabajando con deslizamientos bajos, se necesitan tiempos de muestreo muy elevados (superiores a los 100 segundos) para localizar correctamente las componentes de falta con una resolución de décimas de Hz.

El uso de esta elevada cantidad de puntos supone un importante obstáculo para implementar estas técnicas en dispositivos de poca memoria como DSPs, FPGAs, microcontroladores, etc.

Para solucionar este problema se propone el siguiente método de diagnóstico. Éste se basa en muestrear el módulo de la señal analítica cuando tenga un ángulo determinado. Con ello, tan sólo adquiriría un punto por ciclo. Por tanto utiliza una mínima parte de los datos necesarios en las técnicas tradicionales.

En la Figura. 6.4 se representa en tres dimensiones el diagrama polar de la señal analítica utilizando z como el eje para el tiempo. En esta se puede ver una representación helicoidal.

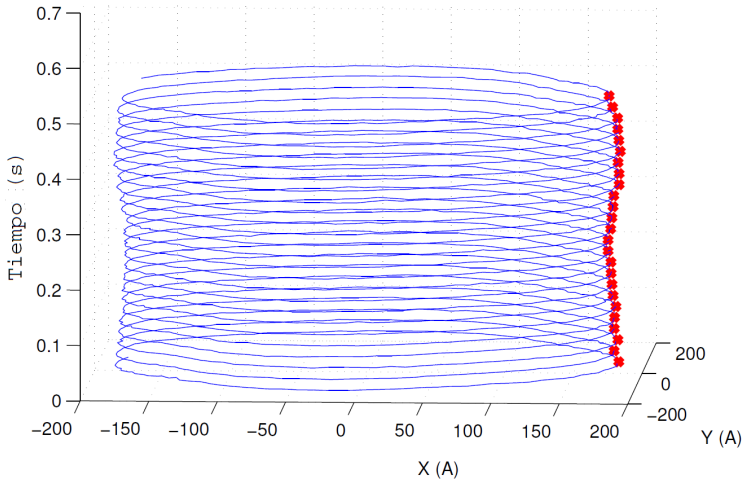


Figura 6.4: En azul Diagrama 3-D del fasor de corriente de un motor con una barra rota. En rojo envolvente del fasor en un ángulo determinado del mismo.

La envolvente del fasor a un determinado ángulo α (Figura. 6.4 (rojo)) se obtiene muestreando el fasor cuando pase por el ángulo α especificado:

$$|\vec{i}_{bb}(t)|_{\theta(t)=\alpha} = |A(t) \cdot e^{j\theta(t)}|_{\theta(t)=\alpha} = A(t)|_{\theta(t)=\alpha} \quad (6.13)$$

Así pues se obtiene la nueva componente alterna para el diagnóstico mediante el apropiado re-escalado, a través del cual, se elimina la componente continua:

$$i_{diagnostico} = \frac{|\vec{i}_{bb}(t)|_{\theta(t)=\alpha} - \overline{|\vec{i}_{bb}(t)|_{\theta(t)=\alpha}}}{|\vec{i}_{bb}(t)|_{\theta(t)=\alpha}} \quad (6.14)$$

Y, en el caso, de máquina con avería, la nueva señal para proceder al diagnóstico es:

$$i_{diagnostico}(t) = \beta \cos(2ks\omega_1 t)|_{\omega_1 t = \alpha + 2n\pi} \quad (6.15)$$

La información acerca de la falta no depende del ángulo, por lo que se puede elegir cualquiera. En este caso, se ha utilizado $\alpha = 0$. Cabe destacar que los instantes de tiempo en los que se muestrea la señal no son fijos, sino que se muestrea cuando cuando $\omega_1 t = 2n\pi$. Por tanto, la nueva señal para el diagnóstico se convierte en:

$$i_{diagnostico}[k] = \beta \cos(2ks\omega_1 \frac{n}{f_1}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_{max} \quad (6.16)$$

con $N_{max} = T_{muestreo}f_1$. Así, este valor es independiente de la frecuencia de muestreo utilizada. Comparando con la señal original, el número de datos a almacenar se reduce en:

$$reduccion = \frac{f_1}{f_{muestreo}} \quad (6.17)$$

De este modo, si se aplica esta técnica a las señales utilizadas anteriormente se observa en el espectro de la Figura. 6.5 que las componentes de falta siguen siendo visibles y aparecen en la misma posición que con la técnica tradicional (Figura. 6.2) manteniendo los resultados. Teniendo en cuenta que en la onda original se había utilizado una frecuencia de muestreo de $f_{muestreo} = 5kHz$ y que la frecuencia de alimentación es $f_1 = 50$ se ha conseguido un factor de reducción de $reduccion = 50/5000 = 1/100$.

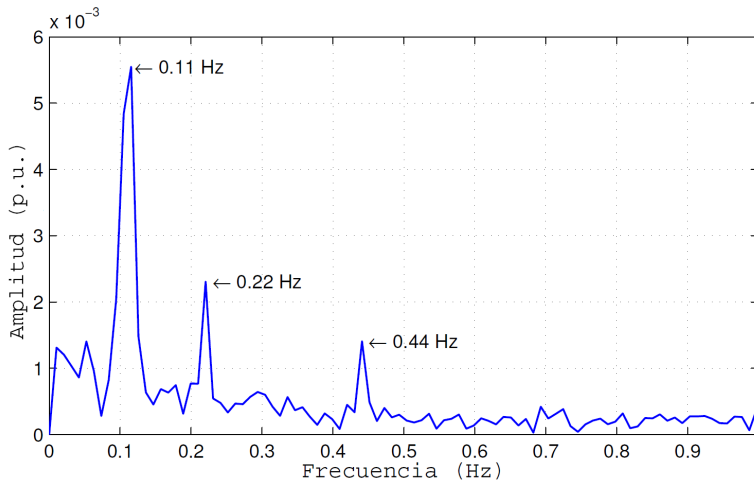


Figura 6.5: FFT de la envolvente del fasor de corriente muestreada para $\alpha = 0$.

Desde el punto de vista de la aplicación práctica, la elección del ángulo $\alpha = 0$ responde a que no se precisa la computación del módulo del fasor de corriente. En

el ángulo $\alpha = 0$ el módulo del fasor es la parte real del mismo, es decir, la propia corriente consumida por la máquina.

Por tanto, el método de diagnóstico propuesto consistente en almacenar el valor de la corriente cuando la parte imaginaria del fasor $H(i_{bb})$ pase por cero (Figura. 6.6). Este proceso se puede llevar a cabo con equipos embebidos como DSPs, FPGAs, microcontroladores, etc. utilizando frecuencias de muestreo muy elevadas para detectar de manera precisa los pasos por cero de la señal. Posteriormente a esta señal se aplica la FFT obteniéndose los resultados mostrados en la Figura. 6.5.

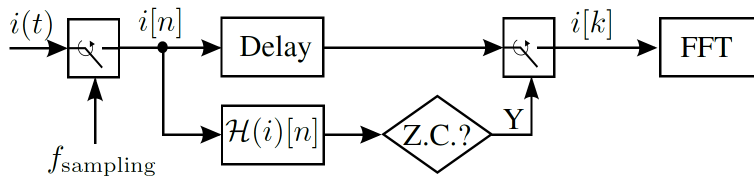


Figura 6.6: Método práctico para muestrear $i[k]$, a partir de la corriente $i[n]$ cuando el fasor $HT(i[n])$ pasa por cero con pendiente positiva (Z.C.).

6.2.2 Excentricidad mixta

El proceso es análogo a la demostración con la falta de excentricidad mixta. Recordando que en una máquina eléctrica ideal sin falta (y sin tener en cuenta los armónicos espaciales debidos a la distribución del campo magnético en el entrehierro), la corriente estatórica puede considerarse puramente sinusoidal y se puede expresar como [112, 116, 119, 221]:

$$i_{sana}(t) = I_m \cos(2\pi f_1 t) = I_m \cos(\omega_1 t) \quad (6.18)$$

En el caso de la presencia de excentricidad mixta, aparecen una serie de componentes armónicas en la corriente. La frecuencia de dichas componentes depende de la velocidad mecánica del rotor de la máquina. La corriente estatórica de una máquina con excentricidad mixta se puede definir como una modulación en amplitud de la corriente de la máquina sana teniendo en cuenta el fallo quedando como sigue:

$$i_{ecc} = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] i_{sana}(t) \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (6.19)$$

En esta el factor de modulación β suele ser bastante bajo (habitualmente inferior al 0.1 % en el caso de este tipo de excentricidad. En muchos casos se opta por eliminar

la componente fundamental y mejorar el proceso de diagnóstico expresando la corriente como un fasor en término complejo de la siguiente manera:

$$\vec{i}_{ecc} = A(t) \cdot e^{j\theta t} \quad (6.20)$$

Para lo que habitualmente se utiliza la señal analítica obtenida mediante la transformada de Hilbert (HT):

$$\vec{i}_{ecc}(t) = i_{ex}(t) + jHT(i_{ex})(t) \quad (6.21)$$

donde $HT(i_{ecc})(t)$ se define como la convolución de $i_{ex}(t)$ con la función $1/\pi t$. Esta puede ser calculada utilizando el valor principal de Cauchy tal como sigue [152]:

$$HT(i_{ex})(t) = \frac{1}{\pi t} \cdot i_{ex}(t) = \frac{1}{\pi} PV \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{i_{ex}(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (6.22)$$

La convolución en (Ecuación 6.22) se puede obtener sin realizar la integral siempre que se cumpla el teorema de Bedrosian ($\omega_r \leq \omega_1$) [5] como i_{ecc} en (Ecuación 6.19) se expresa como producto de dos términos con diferente frecuencia ($k\omega_r$ y ω_1), la transformada de Hilbert se puede expresar como:

$$HT(i_{ecc})(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] HT(i_{sana})(t) \quad (6.23)$$

Teniendo en cuenta la propiedad de la transformada de Hilbert

$$HT(\cos(t)) = \sin(t) \quad (6.24)$$

se obtiene

$$HT(i_{ecc})(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] I_m \sin(\omega_1 t) \quad (6.25)$$

Finalmente, el fasor giratorio queda:

$$\vec{i}_{ecc}(t) = [1 + \beta \cos(k\omega_r t)] I_m e^{j(\omega_1 t)} \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (6.26)$$

Dos magnitudes de este fasor se han utilizado tradicionalmente para el diagnóstico de motores: su módulo y la forma dibujada mediante un diagrama polar y se expresarían del mismo modo que en el caso de la barra rota expuesto en la sección 6.2.1.

A continuación se exponen como aplicar el nuevo método propuesto a la falta de excentricidad mixta. Éste consiste, de nuevo, en muestrear el módulo del fasor en un determinado ángulo α , esto es,

$$|\vec{i}_{ecc}(t)|_{\theta(t)=\alpha} = |A(t) \cdot e^{j\theta(t)}|_{\theta(t)=\alpha} = A(t)|_{\theta(t)=\alpha} \quad (6.27)$$

Así pues se obtiene la nueva componente alterna para el diagnóstico mediante el apropiado re-escalado:

$$i_{diagnostico} = \frac{|\vec{i}_{ecc}(t)|_{\theta(t)=\alpha} - \overline{|\vec{i}_{ecc}(t)|_{\theta(t)=\alpha}}}{|\vec{i}_{ecc}(t)|_{\theta(t)=\alpha}} \quad (6.28)$$

Y, en el caso, de máquina con avería, la nueva señal para proceder al diagnóstico es:

$$i_{diagnostico}(t) = \beta \cos(k\omega_r) |_{\omega_1 t = \alpha + 2n\pi} \quad (6.29)$$

De nuevo, la información acerca de la falta no depende del ángulo. Con lo que, aunque se puede elegir cualquier ángulo, se ha utilizado $\alpha = 0$ que son los momentos en los que el fasor pasa por cero. Por tanto, los instantes de tiempo en los que se muestrea la señal son cuando $\omega_1 t = 2n\pi$. Así la nueva señal para el diagnóstico se convierte en:

$$i_{diagnostico}[k] = \beta \cos(k\omega_r \frac{n}{f_1}) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N_{max} \quad (6.30)$$

con $N_{max} = T_{muestreo} f_1$. Comparando con la señal original, el número de datos a almacenar se reduce en:

$$reduccion = \frac{2f_1}{f_{muestreo}} \quad (6.31)$$

Finalmente en Figura. 6.7 se muestran los resultados del ensayo descrito en la Tabla. 6.58. En la Figura. 6.7 a) se muestra la corriente muestreada (azul) y el módulo del fasor de corriente (rojo). En Figura. 6.7 b) se aplica la FFT a esta señal y se observa la componente fundamental y se marcan las componentes debidas al fallo de excentricidad mixta cuyas condiciones se exponen en la Tabla. 6.59. Si a la señal al completo se aplica la transformada de Hilbert y se obtiene el espectro (Figura. 6.7 c)) se observa como aparecen las componentes debidas a la falta de excentricidad mixta expuestas en la Tabla. 6.60. En la Figura. 6.7 d) se muestra la señal a analizar

si se aplica el método propuesto y en la Figura. 6.7 e) se exponen los resultados obtenidos con la técnica propuesta. Con ello se concluye que con la técnica propuesta es válida para detectar faltas de tipo excentricidad mixta y que además obtiene resultados similares empleando un tamaño de muestra hasta 200 veces inferior que con las técnicas tradicionales.

Tabla 6.4: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

Tabla 6.5: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.00 Hz	Velocidad motor	2845 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.59 Hz	$k = 1$	97.41 Hz
$k = 2$	144.82 Hz	$k = 3$	193.24 Hz

Tabla 6.6: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	47.41 Hz	$k = 2$	94.82 Hz	$k = 3$	142.24 Hz

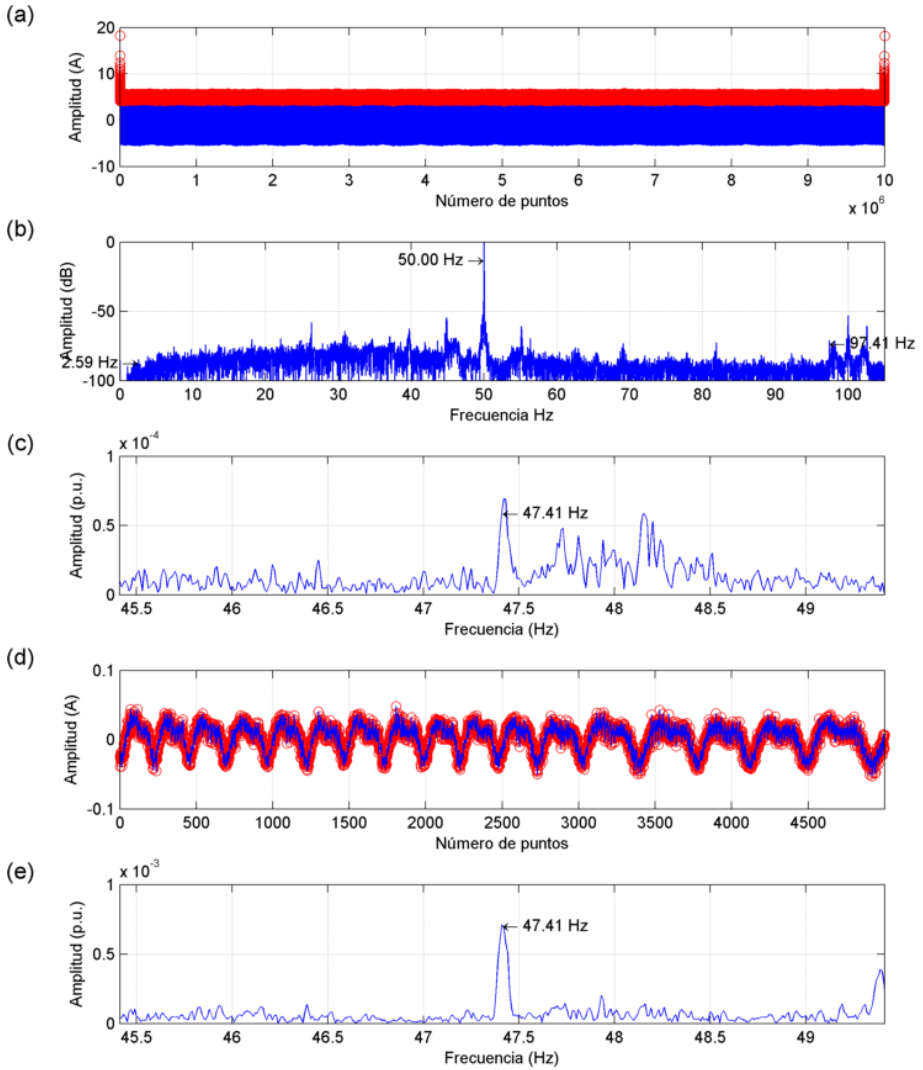


Figura 6.7: a) Corriente en función del número de muestras. b) FFT de la corriente. c) FFT del módulo de la señal analítica (MAS). d) Resamplado (MAS). e) Espectro de la nueva señal analítica

6.3 Validación experimental

En las subsiguientes secciones se procede a validar el método de diagnóstico propuesto de manera experimental.

6.3.1 Asimetría rotórica

A continuación se presentan los resultados de una serie de ensayos que demuestran que el método de diagnóstico es válido para máquinas con rotura de barras. Se utilizan los tests cuyas principales características se describen a continuación:

- Test 0:** Se realiza un ensayo con la máquina sana alimentada a través de un convertidor de frecuencia a carga media. Se muestra este ensayo como referencia de los resultados que se obtendrían con una máquina sana y poder comparar con los resultados con máquinas con falta.
- Test 1:** Se realiza un ensayo en vacío con el motor conectado directamente a la red a tensión nominal.
- Test 2:** El motor se conecta a la tensión nominal y la carga se mantiene constante en el valor nominal.
- Test 3:** Ensayo del motor conectado a una tensión inferior a la nominal con una carga media.
- Test 4:** El motor se conecta a una tensión inferior a la nominal para arrastrar una carga del 70 % del valor nominal.
- Test 5:** Es un ensayo en vacío con el motor conectado a través del variador de frecuencia de abb con el control DTC implementado.
- Test 6:** Se utiliza el convertidor de frecuencia de ABB con control escalar para establecer la frecuencia de referencia en 25 Hz. La carga se ha establecido en el 70 % del valor nominal.
- Test 7:** Ensayo de vacío utilizando la conexión a través del convertidor de frecuencia de siemens en modo escalar.
- Test 8:** Ensayo a carga nominal conectando el motor a través del convertidor de frecuencia de siemens con control escalar con compensación de deslizamiento.
- Test 9:** Se utiliza el control vectorial del variador del frecuencia siemens para controlar el motor arrastrando una carga media.

Test 0:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 0. En la Tabla. 6.7 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.7: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	ESCALAR
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.8 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.8: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2891 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	46.36 Hz	$k = 1$	53.64 Hz
$k = -2$	42.71 Hz	$k = 2$	57.29 Hz
$k = -3$	39.07 Hz	$k = 3$	60.93 Hz

En la Figura. 6.8 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.8 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

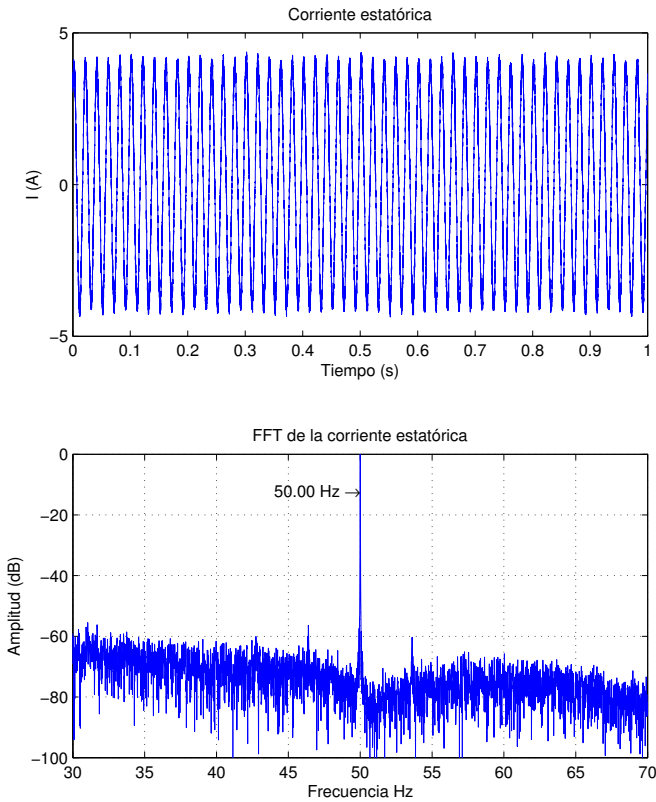


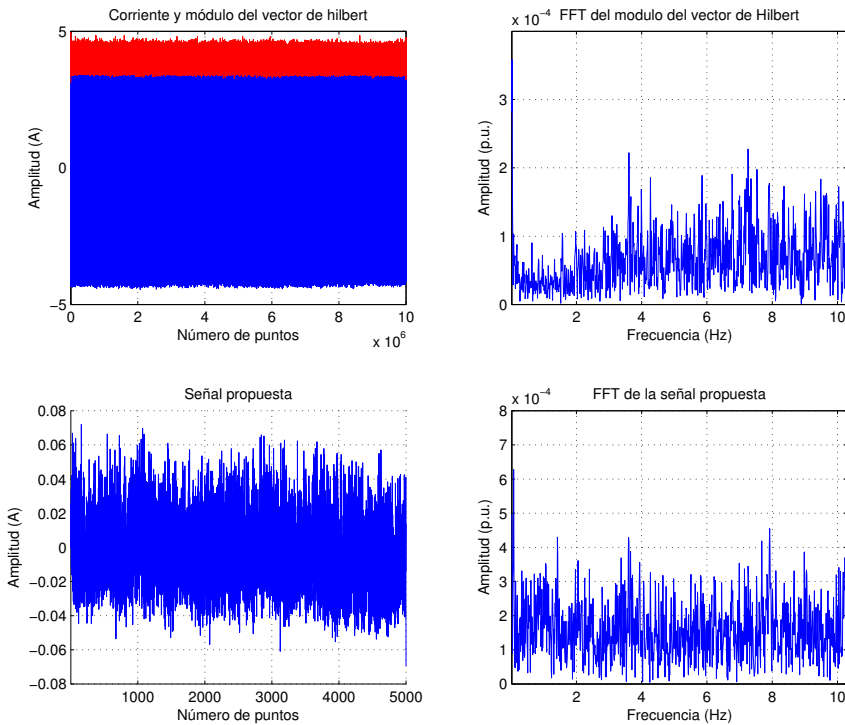
Figura 6.8: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 0: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.9.

En la Figura. 6.9 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.9 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.9: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	3.64 Hz	$k = 2$	7.29 Hz	$k = 3$	10.93 Hz

**Figura 6.9:** Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 0: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observa como no se pueden distinguir la presencia de componentes de falta confirmando el estado sano de la máquina en lo que se refiere a faltas debidas por rotura de barras. No obstante, lo más relevante es observar como se obtienen los mismos resultados con la técnica propuesta Figura. 6.9 utilizando 5000 puntos que con la señal original de 10^7 puntos lo que implica utilizar un tamaño de muestra 200 veces inferior al original.

Test 1:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 1. En la Tabla. 6.10 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.10: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Frecuencia referencia	50 Hz	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.11 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.11: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.97 Hz	Velocidad motor	2984 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	49.48 Hz	$k = 1$	50.46 Hz
$k = -2$	48.99 Hz	$k = 2$	50.96 Hz
$k = -3$	48.50 Hz	$k = 3$	51.43 Hz

En la Figura. 6.10 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.10 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

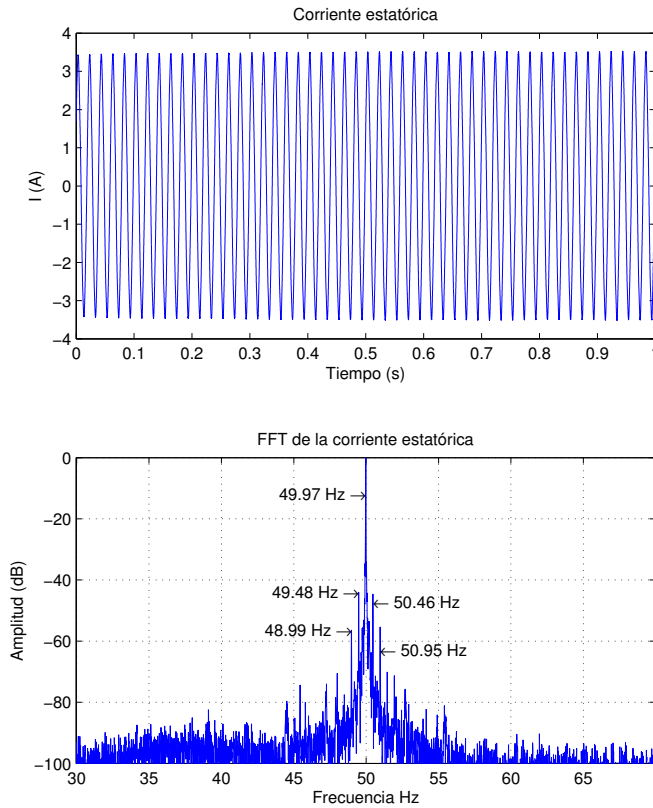


Figura 6.10: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 1: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.12.

En la Figura. 6.11 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.11 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.12: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	0.49 Hz	$k = 2$	0.98 Hz	$k = 3$	1.46 Hz

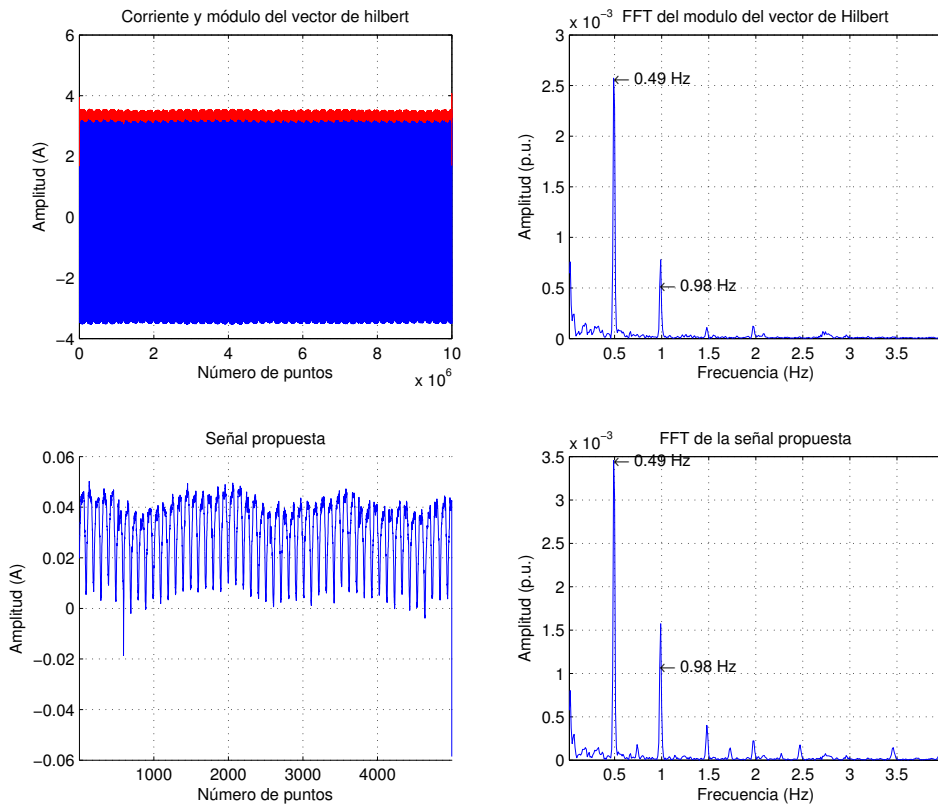


Figura 6.11: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 1: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observan las componentes de falta muy cercanas a la componente fundamental debido al escaso deslizamiento de la máquina. Lo más relevante es observar como se obtienen los mismos resultados con la técnica propuesta Figura. 6.11 utilizando 5000 puntos que con la señal original de 10^7 puntos lo que supone utilizar un tamaño de muestra 200 veces inferior manteniendo la resolución.

Test 2:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 2. En la Tabla 6.13 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.13: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Frecuencia referencia	50 Hz	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla 6.14 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.14: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2892 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	46.41 Hz	$k = 1$	53.59 Hz
$k = -2$	42.81 Hz	$k = 2$	57.19 Hz
$k = -3$	39.22 Hz	$k = 3$	60.79 Hz

En la Figura 6.12 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura 6.12 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el cálculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de fuga espectral debido a la componente fundamental.

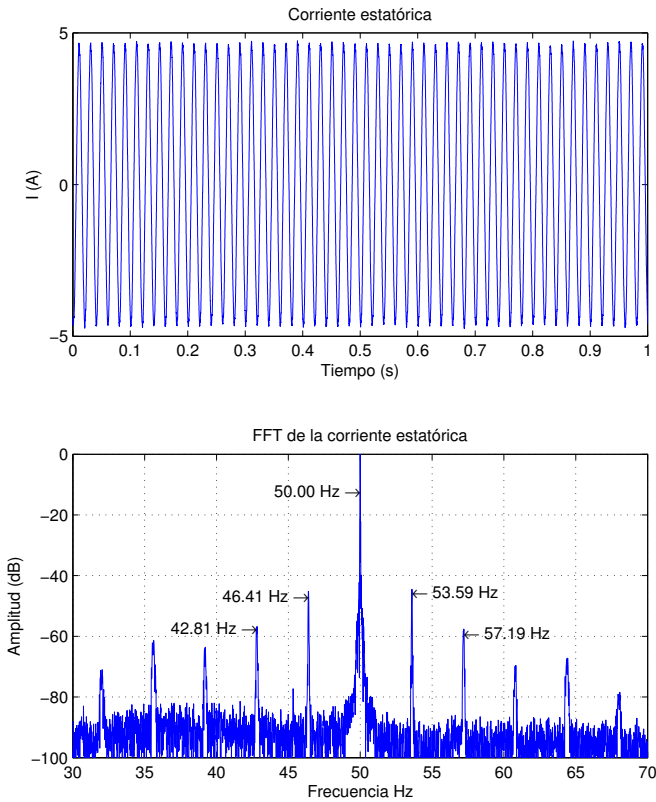


Figura 6.12: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 2: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.15.

En la Figura. 6.13 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.13 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.15: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	3.59 Hz	$k = 2$	7.19 Hz	$k = 3$	10.78 Hz

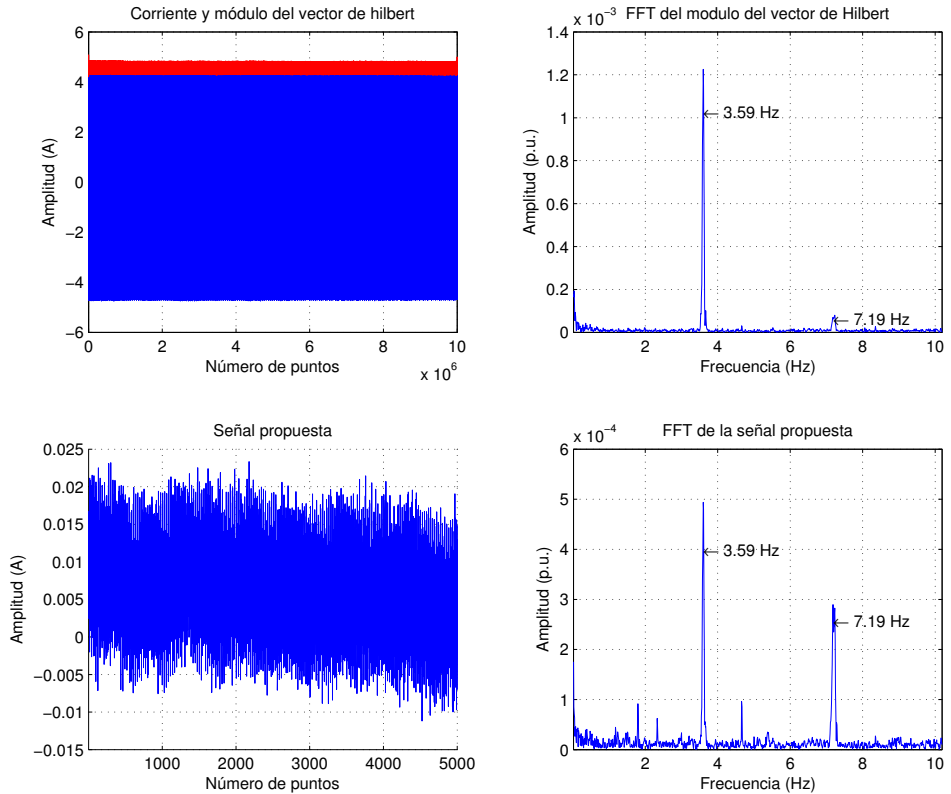


Figura 6.13: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 2: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observa como las componentes de falta se han alejado de la componente fundamental debido al aumento de carga en el ensayo. Lo más relevante es observar como se obtienen mejores resultados con la técnica propuesta Figura. 6.13 utilizando 5000 puntos que con la señal original de 10^7 . En el vector original la componente de fallo $k=2$ apenas es visible mientras que con la técnica propuesta se aprecia claramente.

Test 3:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 3. En la Tabla. 6.16 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.16: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Frecuencia referencia	50 Hz	Nivel de carga	50%
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.17 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.17: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.03 Hz	Velocidad motor	2826 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	44.16 Hz	$k = 1$	55.90 Hz
$k = -2$	38.29 Hz	$k = 2$	61.77 Hz
$k = -3$	32.42 Hz	$k = 3$	67.64 Hz

En la Figura. 6.14 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.14 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

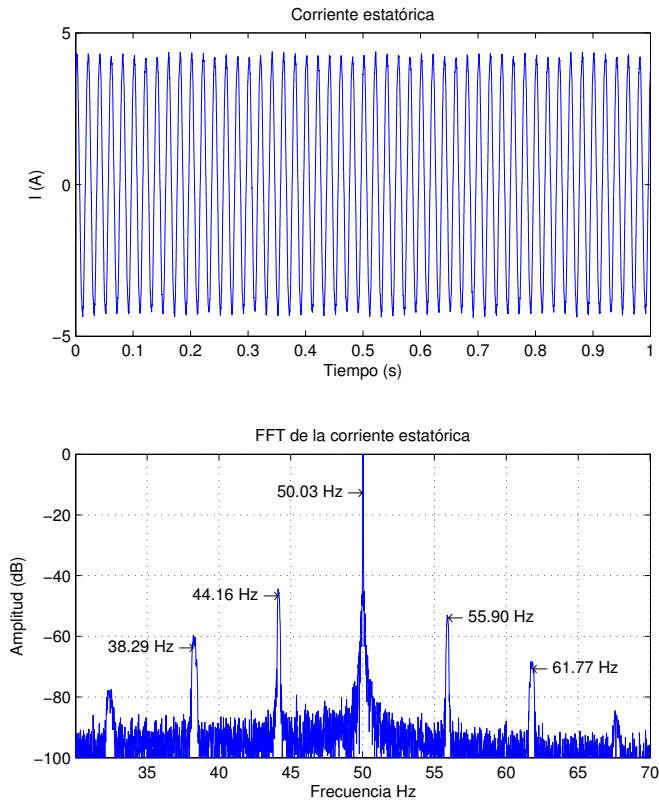


Figura 6.14: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 3: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.18.

En la Figura. 6.15 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.15 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.18: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	5.87 Hz	$k = 2$	11.74 Hz	$k = 3$	17.61 Hz

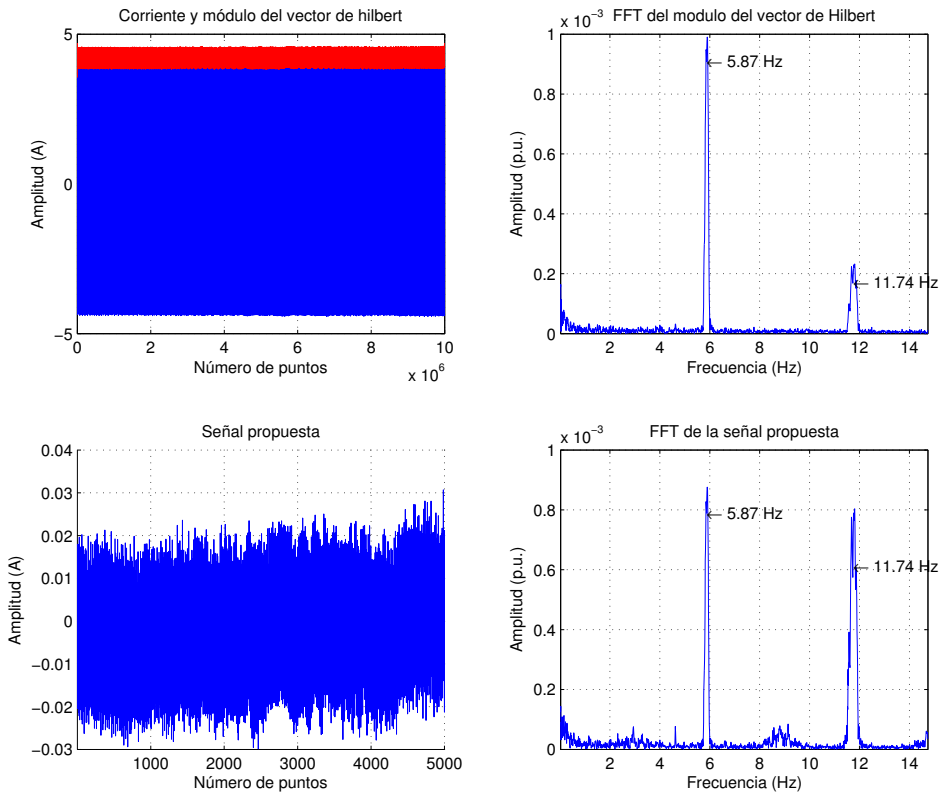


Figura 6.15: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 3: Barra rota)

Conclusiones: Este ensayo se ha realizado a tensión inferior a la nominal. Las componentes de falta aparecen de manera clara en el espectro de la corriente (Figura. 6.14). No obstante, al aplicar el método propuesto se mejoran los resultados (Figura. 6.15) con la consiguiente reducción de tamaño de muestra. Además, en el vector original (Figura. 6.15) la componente de fallo $k=2$ apenas es visible mientras que con la técnica propuesta si es visible, mejorando la precisión del diagnóstico.

Test 4:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 4. En la Tabla 6.19 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.19: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Frecuencia referencia	50 Hz	Nivel de carga	70 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla 6.20 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.20: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.03 Hz	Velocidad motor	2793 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	43.06 Hz	$k = 1$	57.00 Hz
$k = -2$	36.08 Hz	$k = 2$	63.97 Hz
$k = -3$	29.11 Hz	$k = 3$	70.95 Hz

En la Figura 6.16 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura 6.16 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el cálculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de fuga espectral debido a la componente fundamental.

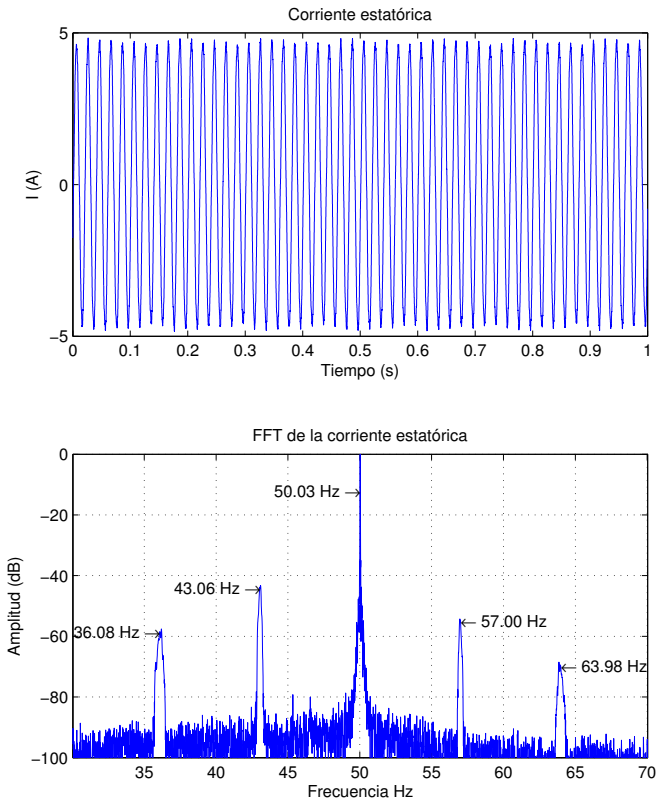


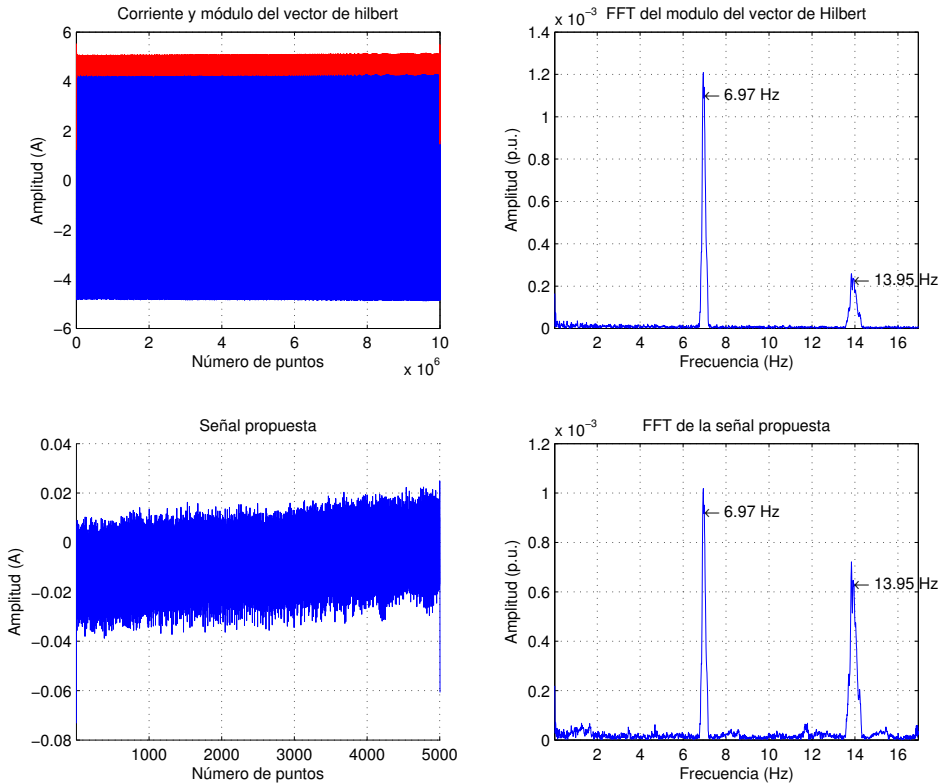
Figura 6.16: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 4: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.21.

En la Figura. 6.17 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.17 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.21: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	6.97 Hz	$k = 2$	13.95 Hz	$k = 3$	20.92 Hz

**Figura 6.17:** Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 4: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observan claramente las componentes de falta en el espectro de la corriente (Figura. 6.16). Al utilizar el módulo de la señal analítica se observa que, con la señal al completo, la componente de fallo $k=2$ apenas es visible mientras que utilizando el método propuesto en la tesis se mejoran los resultados reduciendo en 200 veces el tamaño de muestra a utilizar (Figura. 6.17).

Test 5:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 5. En la Tabla. 6.22 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.22: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.23 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.23: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	25.25 Hz	Velocidad motor	1504 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	24.88 Hz	$k = 1$	25.62 Hz
$k = -2$	24.51 Hz	$k = 2$	25.99 Hz
$k = -3$	24.14 Hz	$k = 3$	26.36 Hz

En la Figura. 6.18 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.18 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

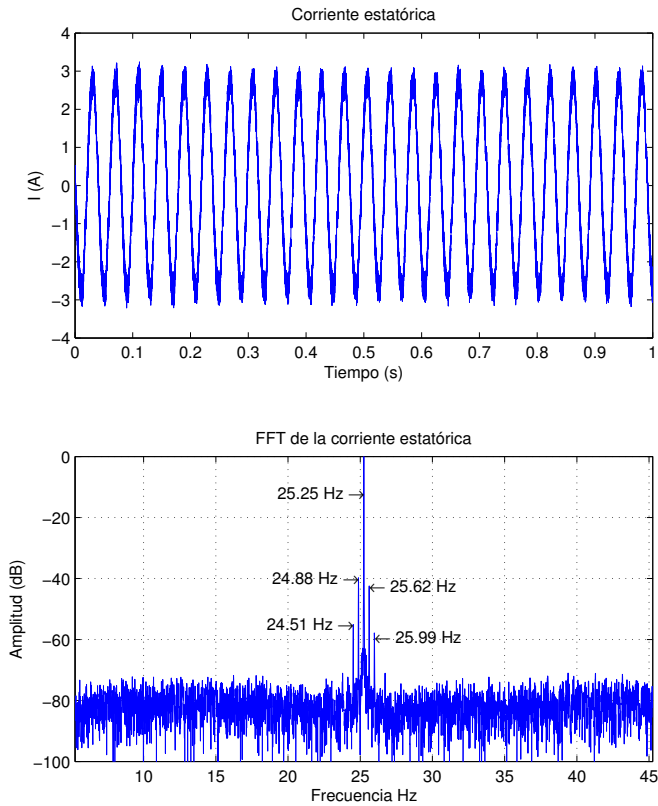


Figura 6.18: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 5: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.24.

En la Figura. 6.19 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.19 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.24: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	0.37 Hz	$k = 2$	0.74 Hz	$k = 3$	1.11 Hz

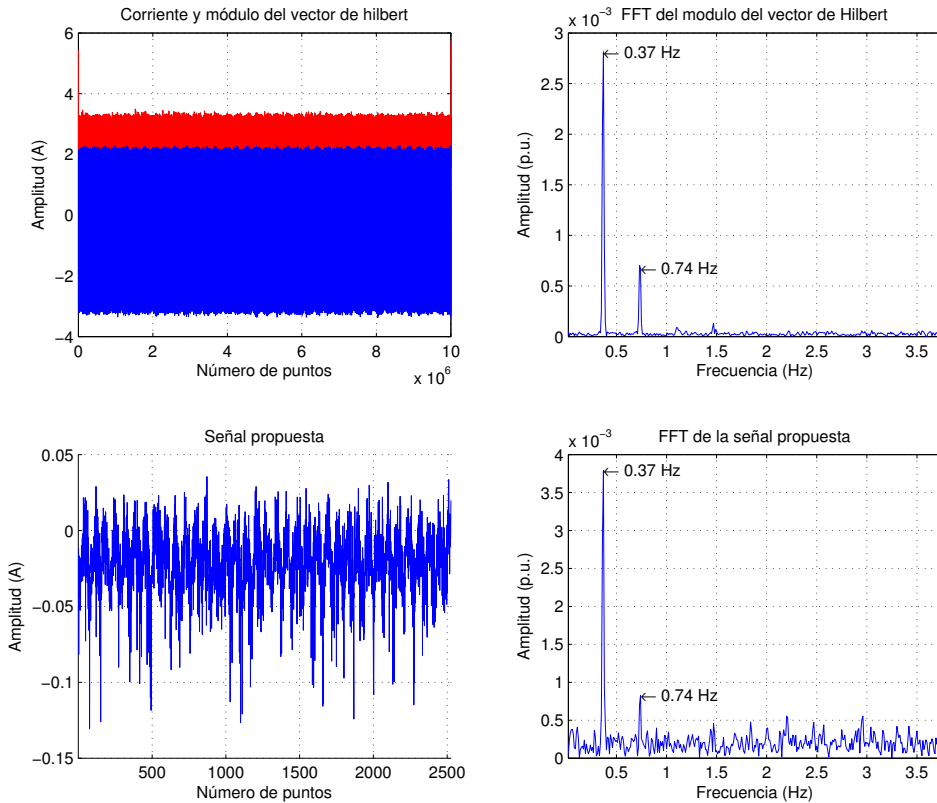


Figura 6.19: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 5: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observa que las componentes de falta son muy cercanas a la componente fundamental debido al escaso deslizamiento de la máquina. Lo más relevante es observar como se obtienen los mismos resultados con el método propuesto Figura. 6.19 utilizando 2500 puntos que con la señal original de 10^7 puntos lo que implica utilizar un tamaño de muestra 400 veces inferior al original.

Test 6:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 6. En la Tabla. 6.25 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.25: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	70 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.26 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.26: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	25 Hz	Velocidad motor	1382.94 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	21.10 Hz	$k = 1$	28.90 Hz
$k = -2$	17.20 Hz	$k = 2$	32.80 Hz
$k = -3$	13.29 Hz	$k = 3$	36.71 Hz

En la Figura. 6.20 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.20 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

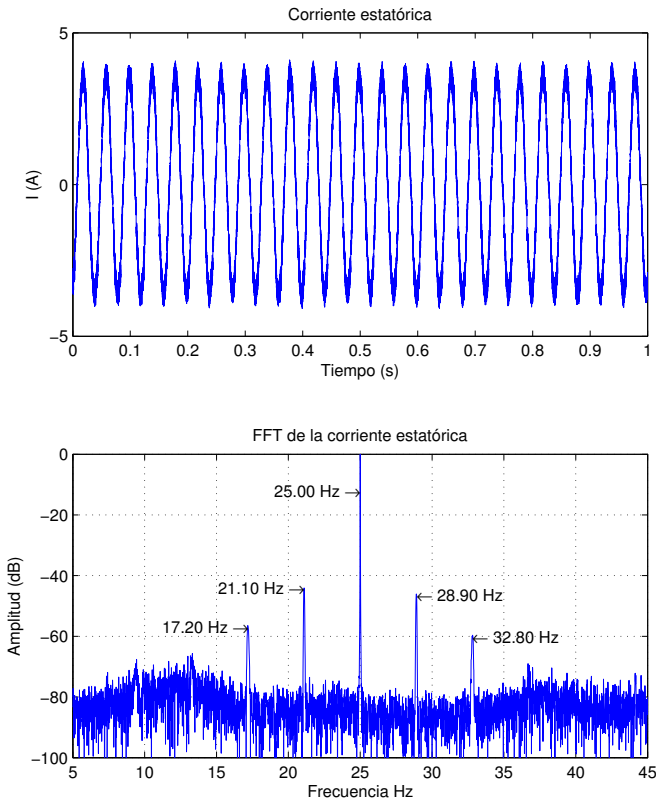


Figura 6.20: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 6: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.27.

En la Figura. 6.21 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.21 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.27: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

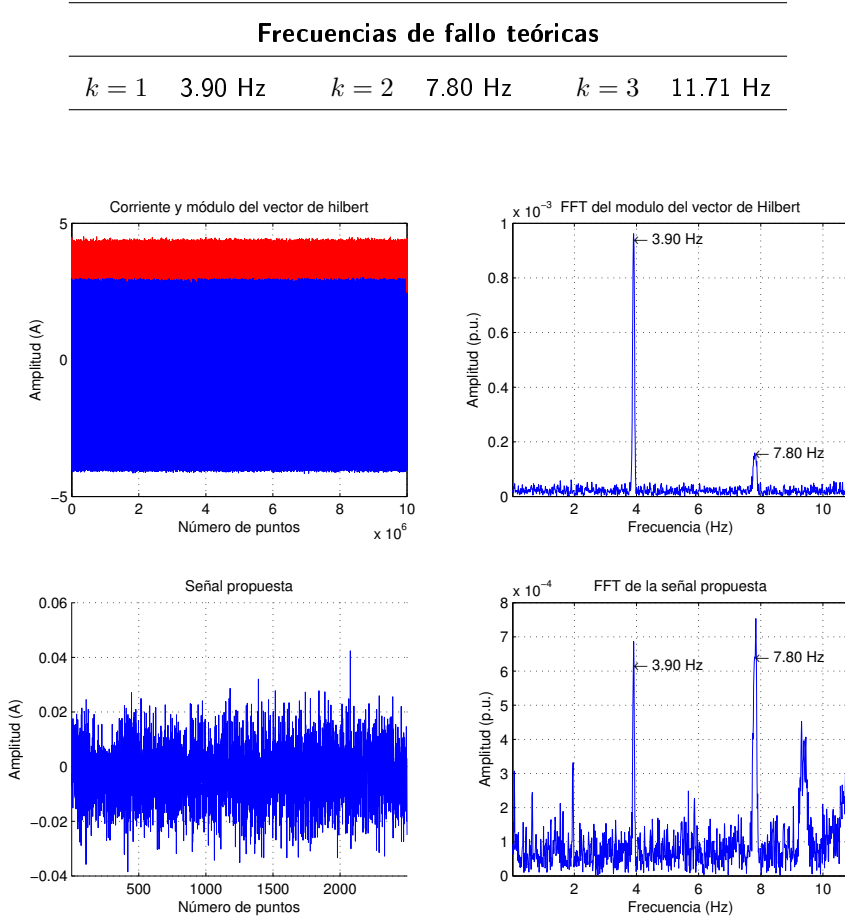


Figura 6.21: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 6: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observa como las componentes de falta se han alejado de la componente fundamental debido al aumento de carga en el ensayo. Se observa, además, que en el vector original la componente de fallo $k=2$ apenas es visible mientras que con la técnica propuesta sí que es visible. De este modo se obtienen mejores resultados con la técnica propuesta Figura. 6.21 utilizando 2500 puntos que con la señal original de 10^7 puntos lo que implica utilizar un tamaño de muestra 400 veces inferior al original.

Test 7:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 7. En la Tabla. 6.28 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.28: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.29 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.29: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2984.03 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	49.47 Hz	$k = 1$	50.53 Hz
$k = -2$	48.94 Hz	$k = 2$	51.06 Hz
$k = -3$	48.40 Hz	$k = 3$	51.60 Hz

En la Figura. 6.22 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.22 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

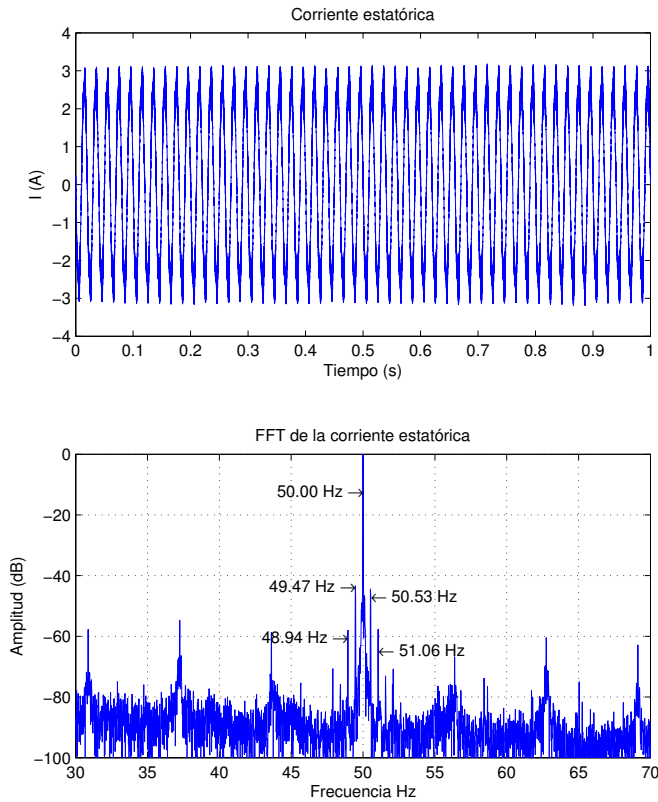


Figura 6.22: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 7: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.30.

En la Figura. 6.23 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.23 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.30: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	0.53 Hz	$k = 2$	1.06 Hz	$k = 3$	1.60 Hz

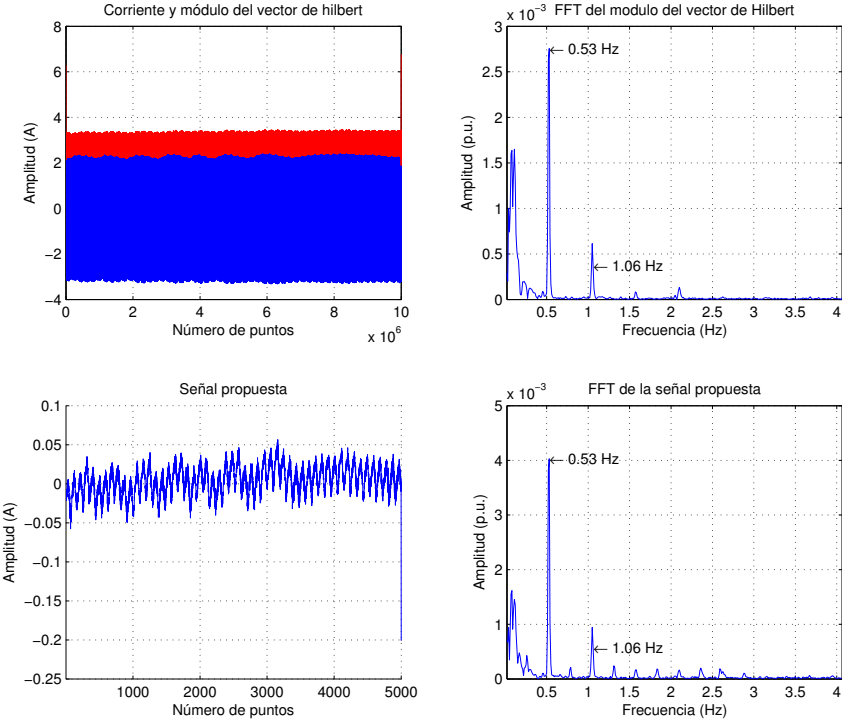


Figura 6.23: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 7: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observa que las componentes de falta son muy cercanas a la componente fundamental debido que es un ensayo realizado en vacío. De este ensayo lo más importante es observar como se obtienen los mismos resultados con el método propuesto en la tesis Figura. 6.23 utilizando 5000 puntos que con la señal original de 10⁷ puntos lo que implica utilizar un tamaño de muestra 200 veces inferior al original.

Test 8:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 8. En la Tabla. 6.31 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.31: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar+Des
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.32 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.32: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2867 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	45.57 Hz	$k = 1$	54.43 Hz
$k = -2$	41.13 Hz	$k = 2$	58.67 Hz
$k = -3$	36.70 Hz	$k = 3$	63.30 Hz

En la Figura. 6.24 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.24 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

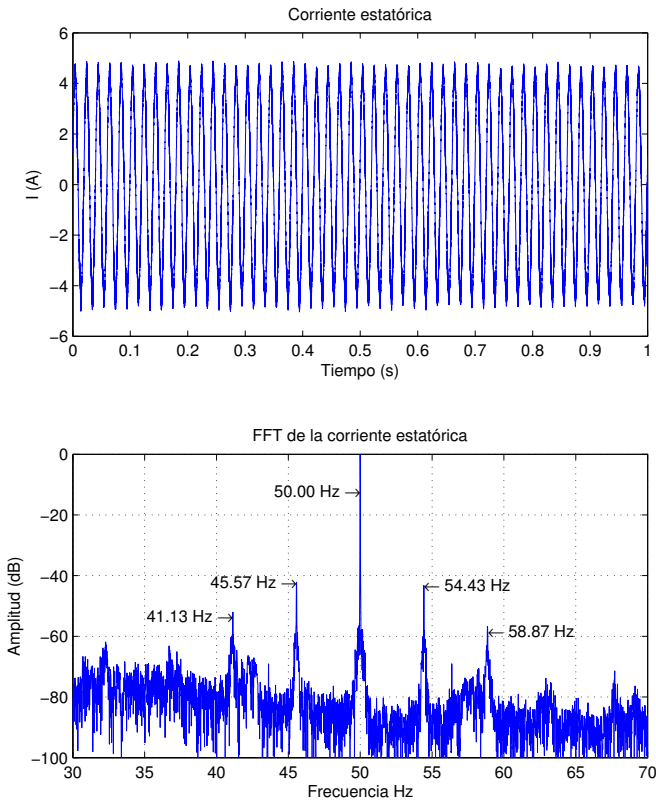


Figura 6.24: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 8: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.33.

En la Figura. 6.25 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.25 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.33: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	4.43 Hz	$k = 2$	8.87 Hz	$k = 3$	13.30 Hz

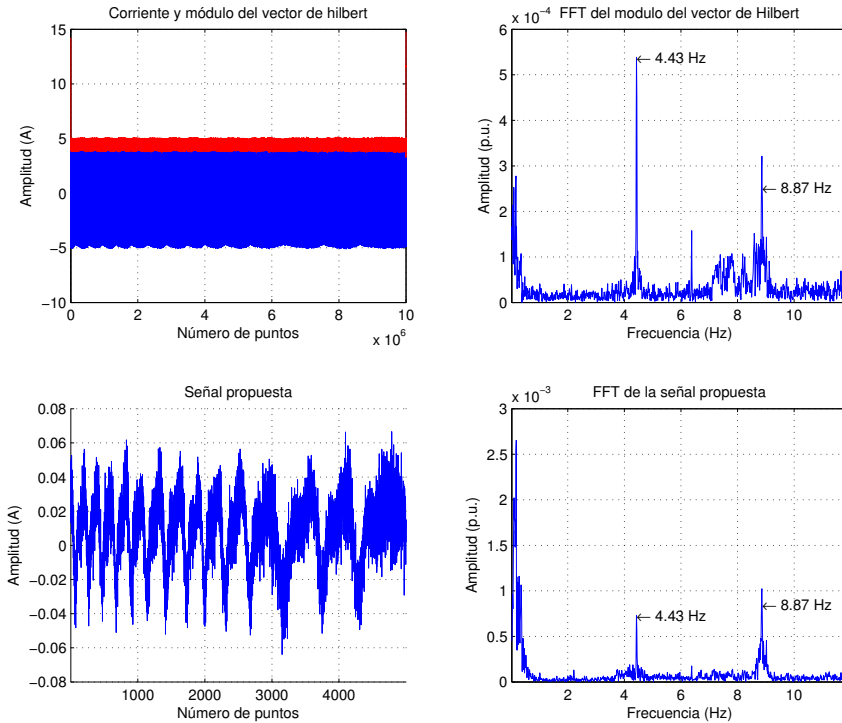


Figura 6.25: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 8: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observa como las componentes de falta se han alejado de la componente fundamental debido al aumento de carga en el ensayo. No obstante, debido al tipo de control y al nivel de carga, los resultados con el método propuesto en la tesis salen ligeramente peores que con la señal original. No obstante dada la reducción de puntos (200 veces inferior) se considera muy útil para ser utilizados en sistemas embebidos como DSP o FPGAs e incluso es susceptible de aplicar otro tipo de herramientas para tratar de mejorar la resolución.

Test 9:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 9. En la Tabla. 6.34 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.34: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Vectorial
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.35 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.35: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	51.97 Hz	Velocidad motor	2989 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	47.67 Hz	$k = 1$	56.27 Hz
$k = -2$	43.37 Hz	$k = 2$	60.57 Hz
$k = -3$	39.07 Hz	$k = 3$	64.87 Hz

En la Figura. 6.26 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.26 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

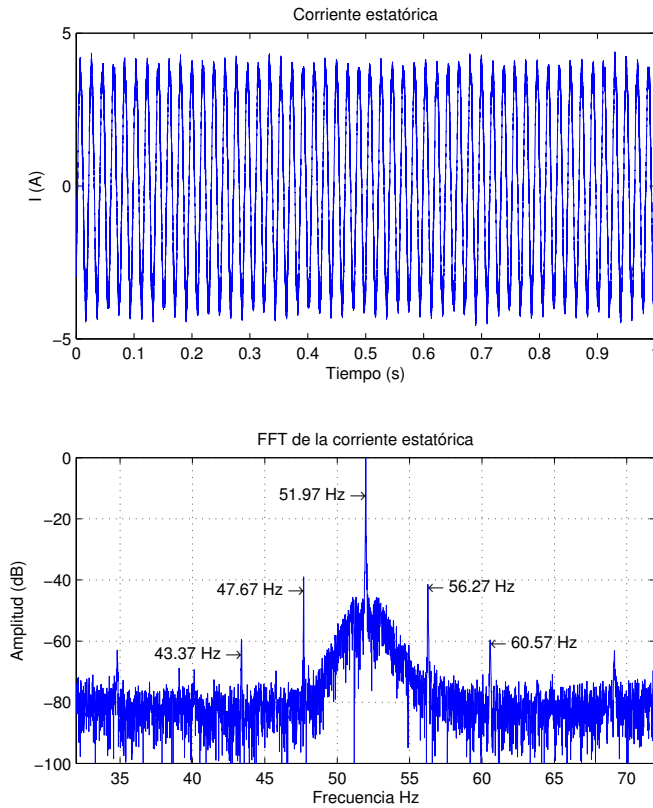


Figura 6.26: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 9: Barra rota)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.36.

En la Figura. 6.27 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.27 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.36: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	4.30 Hz	$k = 2$	8.60 Hz	$k = 3$	12.90 Hz

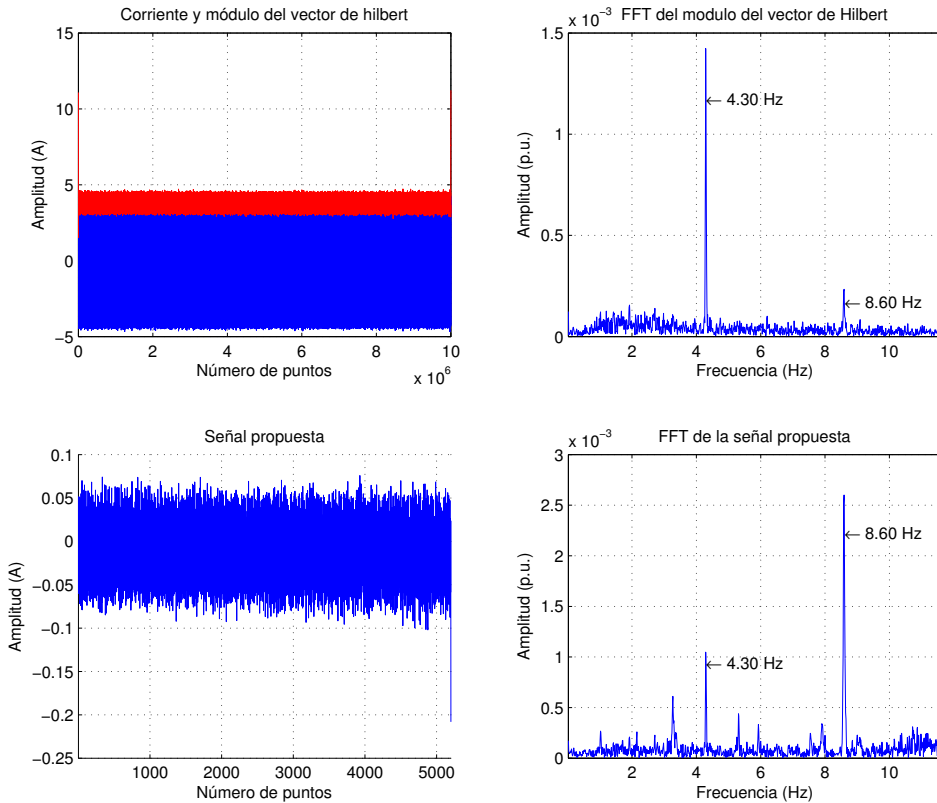


Figura 6.27: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 9: Barra rota)

Conclusiones: En este ensayo se observa como, tras aplicar el método propuesto en la tesis, las componentes de falta son aún más visibles que aplicando el módulo de la señal analítica. Esto supone una importante mejora pues utilizando un número de puntos 200 veces inferior se puede proceder al diagnóstico de manera más efectiva de la máquina.

6.3.2 Excentricidad mixta

A continuación se presentan los resultados de una serie de ensayos que demuestran que el método de diagnóstico es válido para máquinas con excentricidad mixta. Se utilizan los tests cuyas principales características se describen a continuación:

- Test 0:** Se realiza un ensayo con la máquina sana alimentada a través de un convertidor de frecuencia a carga nominal. Se muestra este ensayo como referencia de los resultados que se obtendrían con una máquina sana y poder comparar con los resultados posteriores con máquina con falta.
- Test 1:** Se realiza un ensayo a carga nominal con el motor conectado directamente a la red a tensión nominal.
- Test 2:** El motor se conecta a tensión inferior a la nominal y la carga se mantiene constante al 50 % del valor nominal.
- Test 3:** Se utiliza el variador de frecuencia de ABB con control escalar para establecer la frecuencia de referencia en 25 Hz. La carga se ha establecido en el 70 % del valor nominal.
- Test 4:** Es un ensayo a carga media con el motor conectado a través del variador de frecuencia de abb con el control DTC implementado.
- Test 5:** Se utiliza el control vectorial del variador del frecuencia siemens para realizar un ensayo en vacío del motor.
- Test 6:** Ensayo a carga media conectando el motor a través del convertidor de frecuencia de siemens con control escalar con compensación de deslizamiento.
- Test 7:** Ensayo a carga nominal utilizando la conexión a través del convertidor de frecuencia de siemens con control en modo escalar.

Test 0:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 0. En la Tabla. 6.37 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.37: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.38 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.38: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50 Hz	Velocidad motor	2854.48 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.43 Hz	$k = 1$	97.57 Hz
$k = 2$	145.15 Hz	$k = 3$	192.72 Hz

En la Figura. 6.28 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.28 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

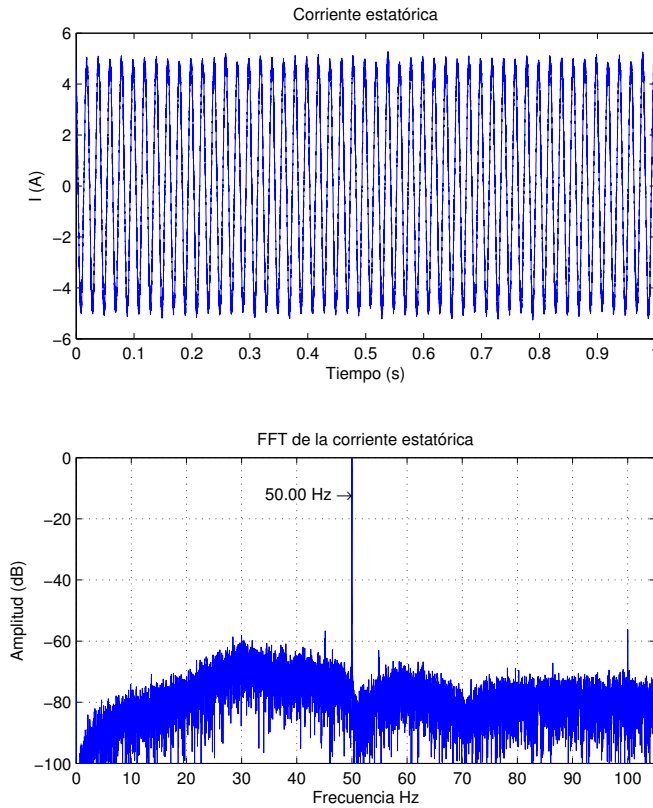


Figura 6.28: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 0: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.39.

En la Figura. 6.29 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.29 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.39: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	47.57 Hz	$k = 2$	95.15 Hz	$k = 3$	142.72 Hz

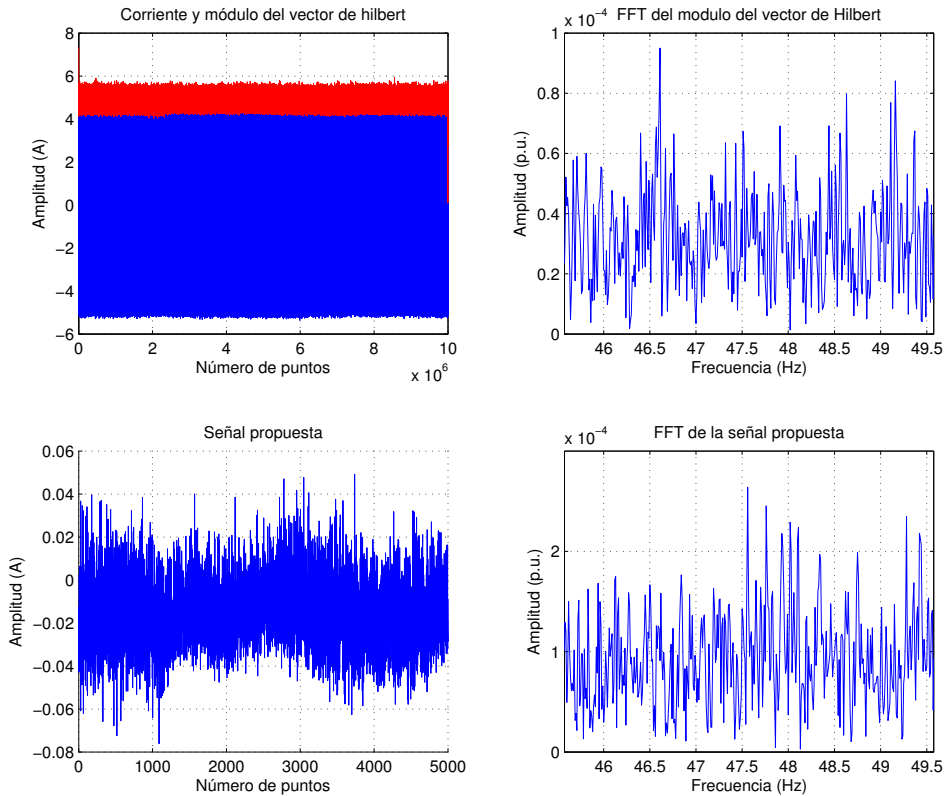


Figura 6.29: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 0: Excentricidad)

Conclusiones: En este ensayo se observa como no se pueden distinguir la presencia de componentes de falta confirmando el estado sano de la máquina en lo que se refiere a faltas debidas a excentricidad mixta. No obstante, lo más relevante es observar como se obtienen los mismos resultados con el método propuesto Figura. 6.29 utilizando 5000 puntos que con la señal original de 10⁷ puntos lo que implica utilizar un tamaño de muestra 200 veces inferior al original.

Test 1:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 1. En la Tabla 6.40 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.40: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	400 V
Frecuencia referencia	50 Hz	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla 6.41 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.41: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.89 Hz	Velocidad motor	2860 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.31 Hz	$k = 1$	97.65 Hz
$k = 2$	145.33 Hz	$k = 3$	193.00 Hz

En la Figura 6.30 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura 6.30 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el cálculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de fuga espectral debido a la componente fundamental.

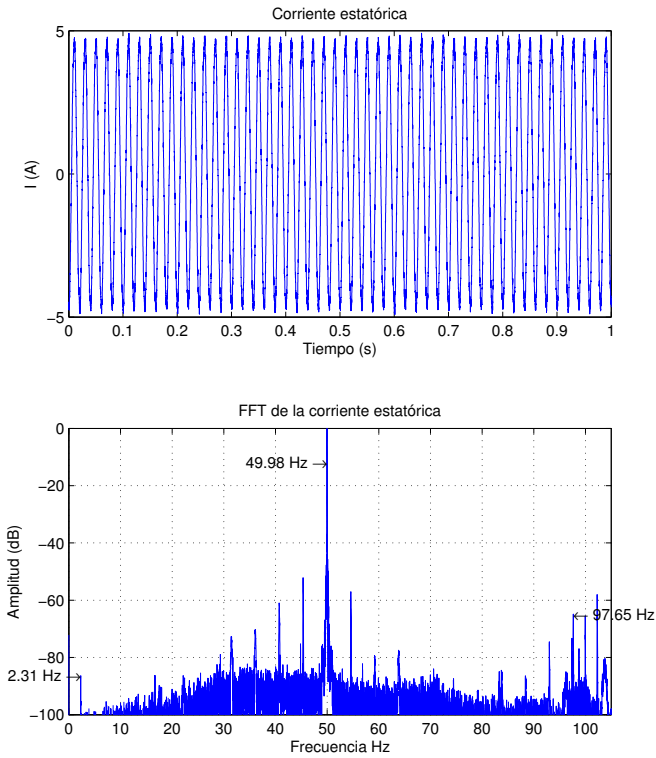


Figura 6.30: Representación gráfica de la corriente estátóra y su espectro (Test 1: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.42.

En la Figura. 6.31 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.31 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.42: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	47.67 Hz	$k = 2$	95.35 Hz	$k = 3$	143.02 Hz

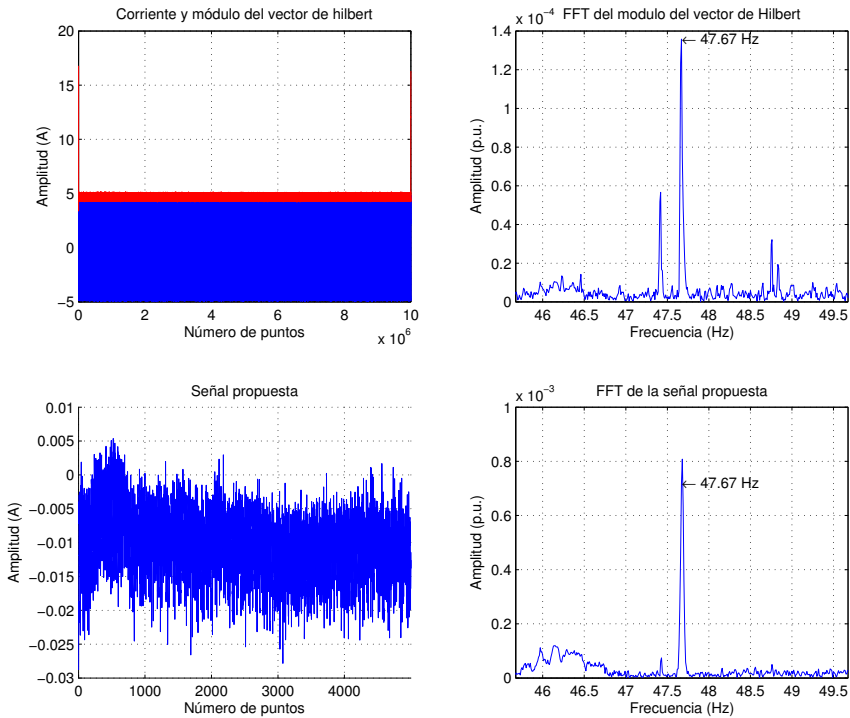


Figura 6.31: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 1: Excentricidad)

Conclusiones: En este ensayo realizado con conexión directa a la red y a plena carga. En él se observa como utilizando la FFT apenas puede distinguirse el armónico debido al fallo de excentricidad mixta. Por otro lado se observa que la visibilidad de esta componente es mejor utilizando el módulo de la señal analítica y aún es mucho mejor al utilizar la técnica de diagnóstico desarrollada en esta tesis tal como se ve en la Figura. 6.31 pues la amplitud del mismo ha aumentado. Otra ventaja de este método es que tan solo utilizando 5000 puntos mientras que con la señal original se utiliza un tamaño de muestra de 10^7 puntos se consigue un diagnóstico más claro y fiable.

Test 2:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 2. En la Tabla. 6.43 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.43: Parámetros de ensayo

Conexión	DOL	Tensión	300 V
Frecuencia referencia	50 Hz	Nivel de carga	50%
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.44 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.44: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	49.89 Hz	Velocidad motor	2798 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	3.35 Hz	$k = 1$	96.61 Hz
$k = 2$	143.25 Hz	$k = 3$	1989.88 Hz

En la Figura. 6.32 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.32 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

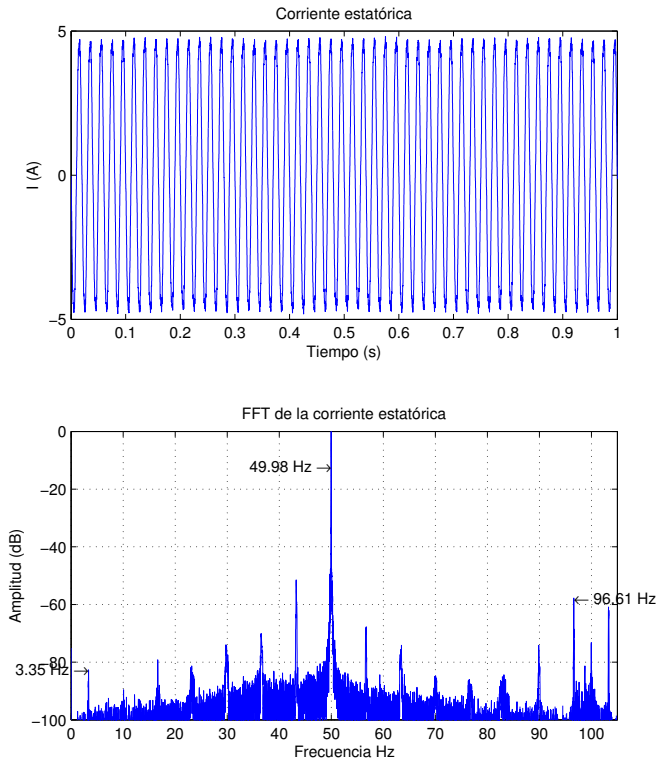


Figura 6.32: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 2: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.45.

En la Figura. 6.33 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.33 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.45: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	46.63 Hz	$k = 2$	93.27 Hz	$k = 3$	139.90 Hz

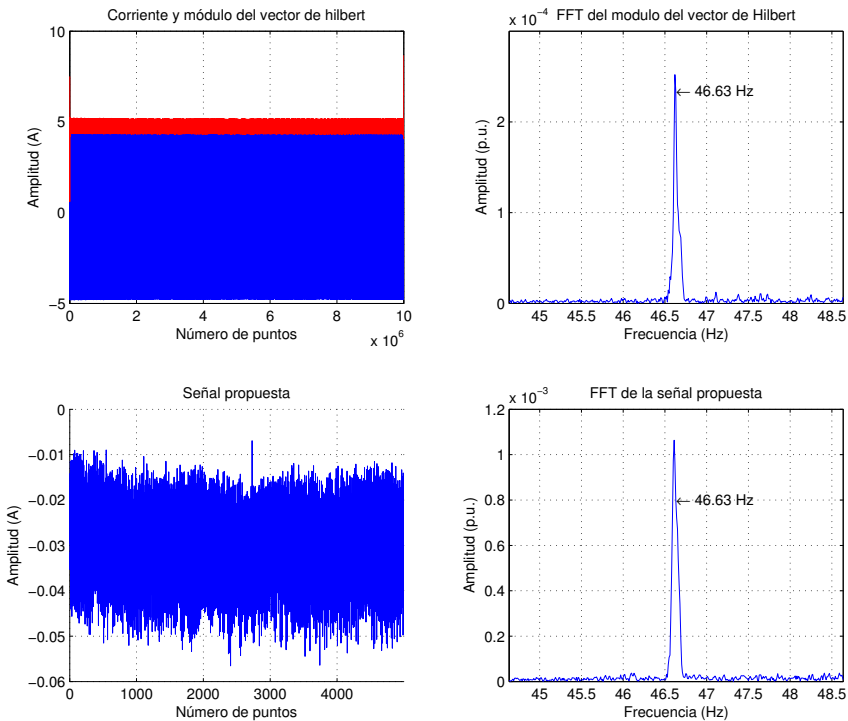


Figura 6.33: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 2: Excentricidad)

Conclusiones: Este ensayo es similar al anterior pero realizado con conexión directa a la red a tensión inferior a la nominal y a media carga. En el espectro puede distinguirse claramente el armónico debido al fallo de excentricidad mixta. Por otro lado se observa que la visibilidad de esta componente mejora con el uso del módulo de la señal analítica obteniéndose resultados similares con la técnica de diagnóstico propuesta (Figura. 6.33).

Test 3:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 3. En la Tabla. 6.46 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.46: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	70 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.47 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.47: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	25 Hz	Velocidad motor	1368.89 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.19 Hz	$k = 1$	47.81 Hz
$k = 2$	70.63 Hz	$k = 3$	93.44 Hz

En la Figura. 6.34 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.34 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de fuga espectral debido a la componente fundamental.

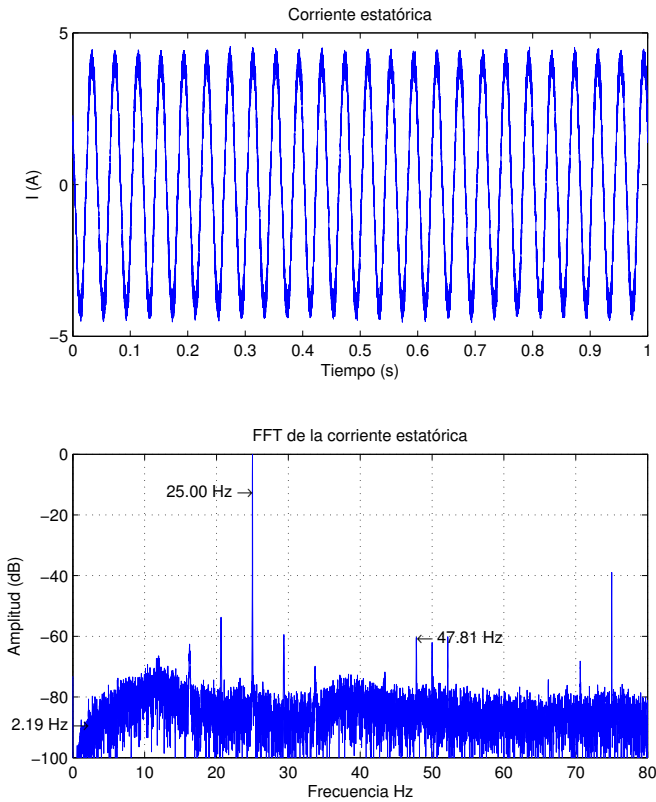


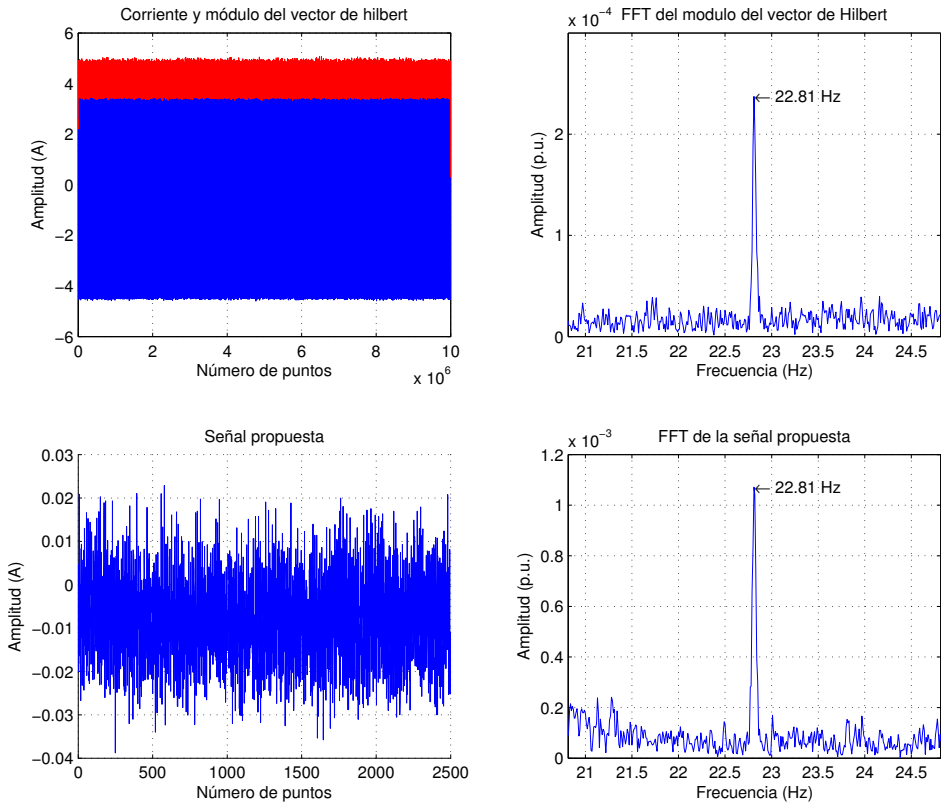
Figura 6.34: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 3: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.48.

En la Figura. 6.35 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.35 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.48: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	22.81 Hz	$k = 2$	45.63 Hz	$k = 3$	68.44 Hz

**Figura 6.35:** Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 3: Excentricidad)

Conclusiones: En este ensayo se observa como utilizando el método de diagnóstico desarrollado en la tesis Figura. 6.35 se consigue una mejor visibilidad del armónico debido al fallo de excentricidad mixta. Además, en este caso solo se utilizan 2500 puntos en lugar de los 10^7 puntos de la onda original resultando una técnica útil para ser utilizada en sistemas de poca capacidad de memoria.

Test 4:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 4. En la Tabla. 6.49 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.49: Parámetros de ensayo

Conexión	VF ABB	Control	DTC
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	25Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.50 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.50: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	26.46 Hz	Velocidad motor	1511 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	1.28 Hz	$k = 1$	51.64 Hz
$k = 2$	76.82 Hz	$k = 3$	102.00 Hz

En la Figura. 6.36 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.36 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

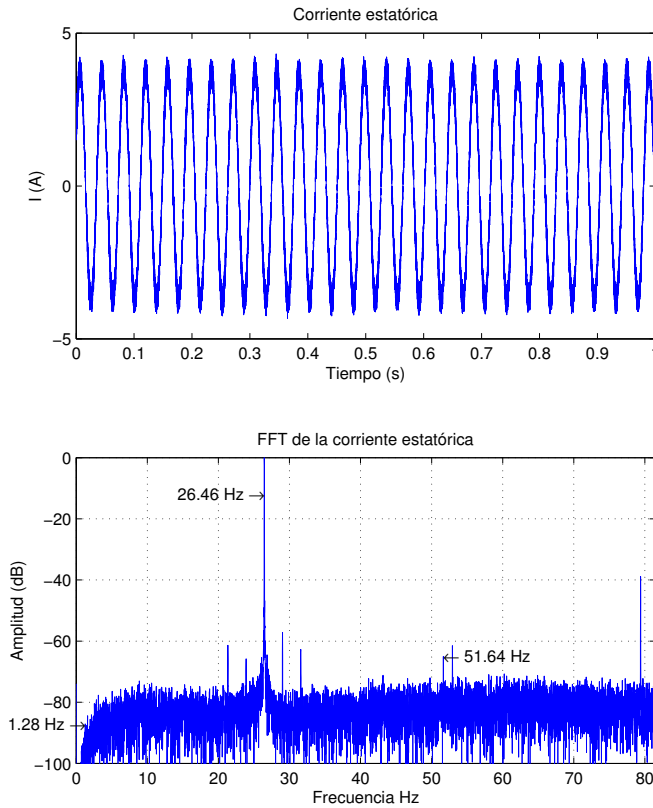


Figura 6.36: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 4: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.51.

En la Figura. 6.37 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.37 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.51: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	25.18 Hz	$k = 2$	50.36 Hz	$k = 3$	75.55 Hz

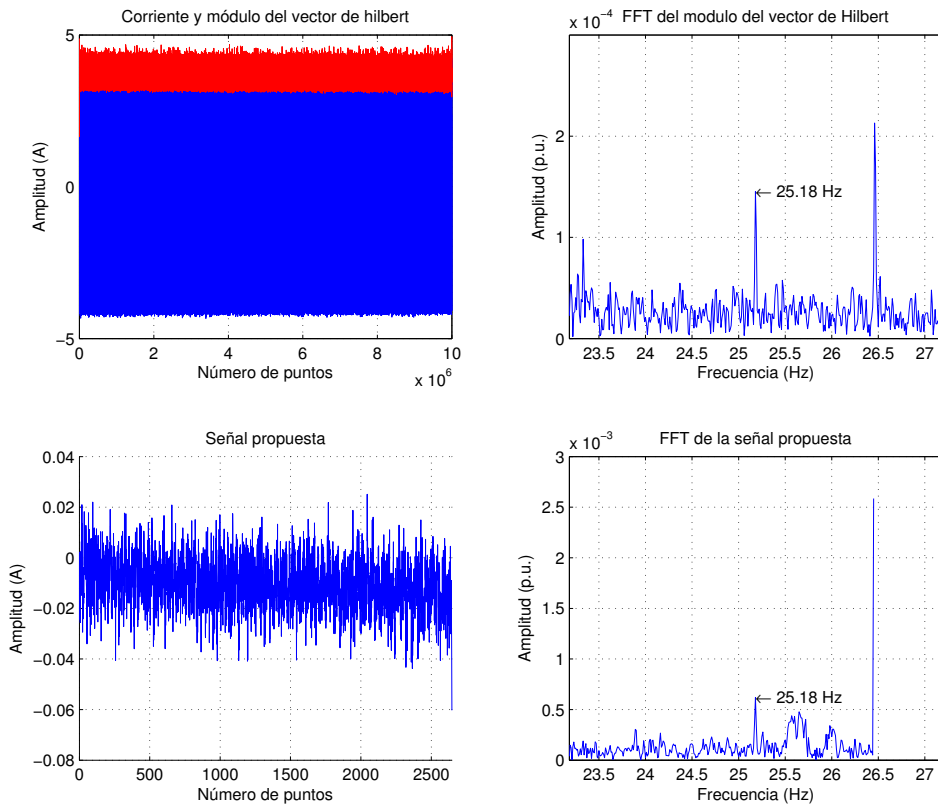


Figura 6.37: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 4: Excentricidad)

Conclusiones: En este ensayo se observa como la componentes de falta es de escasa amplitud. Lo más relevante es observar como se obtienen resultados similares con la técnica propuesta (Figura. 6.37) utilizando 2500 puntos en lugar de emplear la señal original de 10^7 puntos lo que implica utilizar un tamaño de muestra 400 veces inferior al original.

Test 5:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 5. En la Tabla. 6.52 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.52: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Vectorial
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Vacío
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.53 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.53: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.39 Hz	Velocidad motor	3001 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	0.38 Hz	$k = 1$	100.40 Hz
$k = 2$	150.41 Hz	$k = 3$	200.42 Hz

En la Figura. 6.38 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.38 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de fuga espectral debido a la componente fundamental.

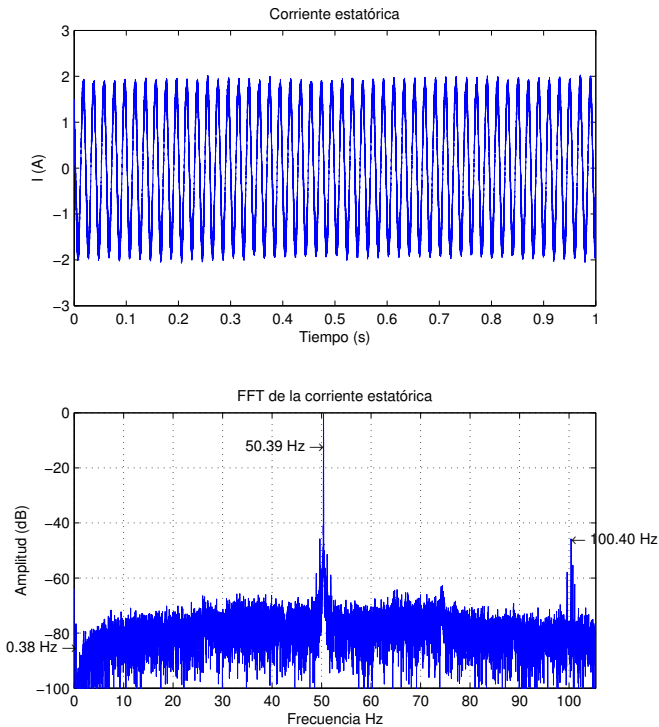


Figura 6.38: Representación gráfica de la corriente estatórica y su espectro (Test 5: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.54.

En la Figura. 6.39 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.39 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.54: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	50.00 Hz	$k = 2$	100.02 Hz	$k = 3$	150.03 Hz

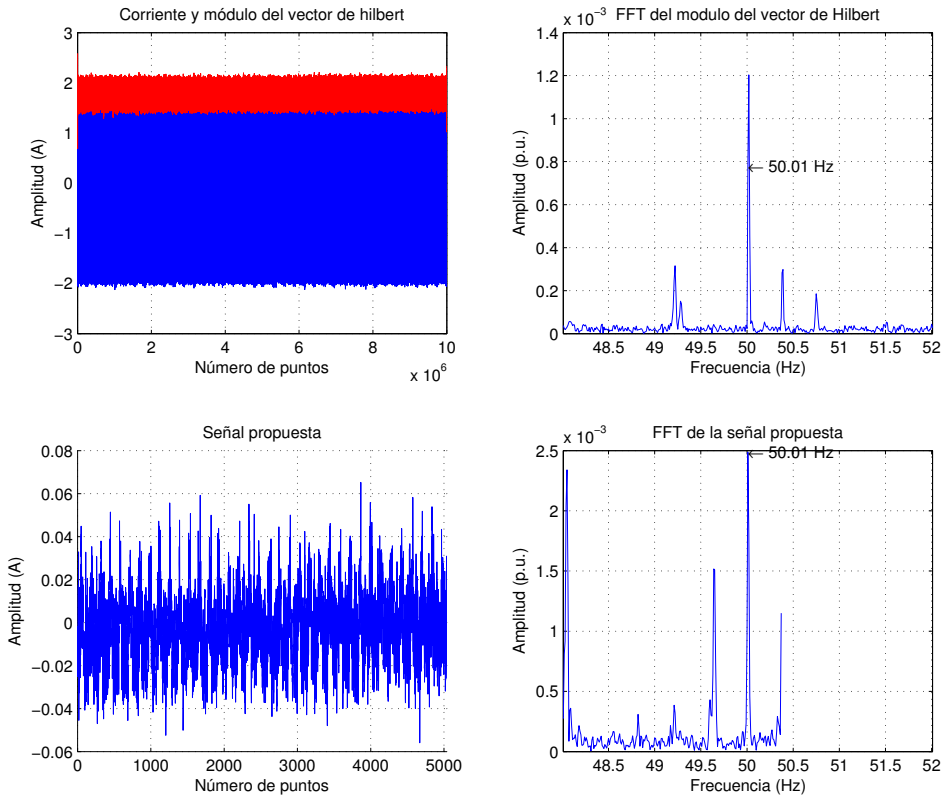


Figura 6.39: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 5: Excentricidad)

Conclusiones: En este ensayo se observa de forma muy clara el armónico debido al fallo de excentricidad mixta. En este ensayo se observa que la técnica de diagnóstico desarrollada en la tesis (Figura. 6.39) obtiene resultados similares a los que se obtienen utilizando la señal original. No obstante, para obtener estos resultados se han utilizado un tamaño de muestra 200 veces inferior que la señal original.

Test 6:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 6. En la Tabla. 6.55 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.55: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar+Des
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	50 %
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.56 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.56: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	51.67 Hz	Velocidad motor	2976 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.06 Hz	$k = 1$	101.28 Hz
$k = 2$	150.88 Hz	$k = 3$	200.49 Hz

En la Figura. 6.40 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.40 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de de la fuga espectral debido a la componente fundamental.

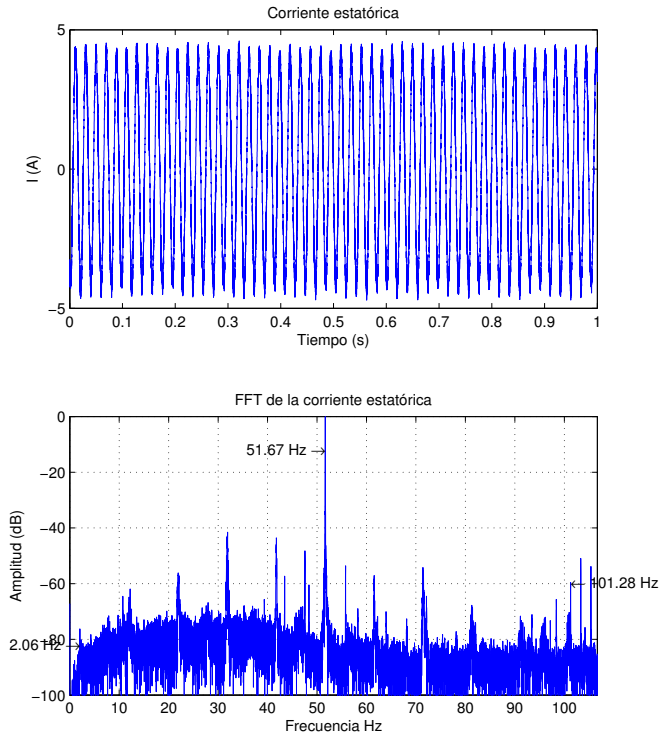


Figura 6.40: Representación gráfica de la corriente estática y su espectro (Test 6: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.57.

En la Figura. 6.41 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.41 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.57: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	49.61 Hz	$k = 2$	99.21 Hz	$k = 3$	148.82 Hz

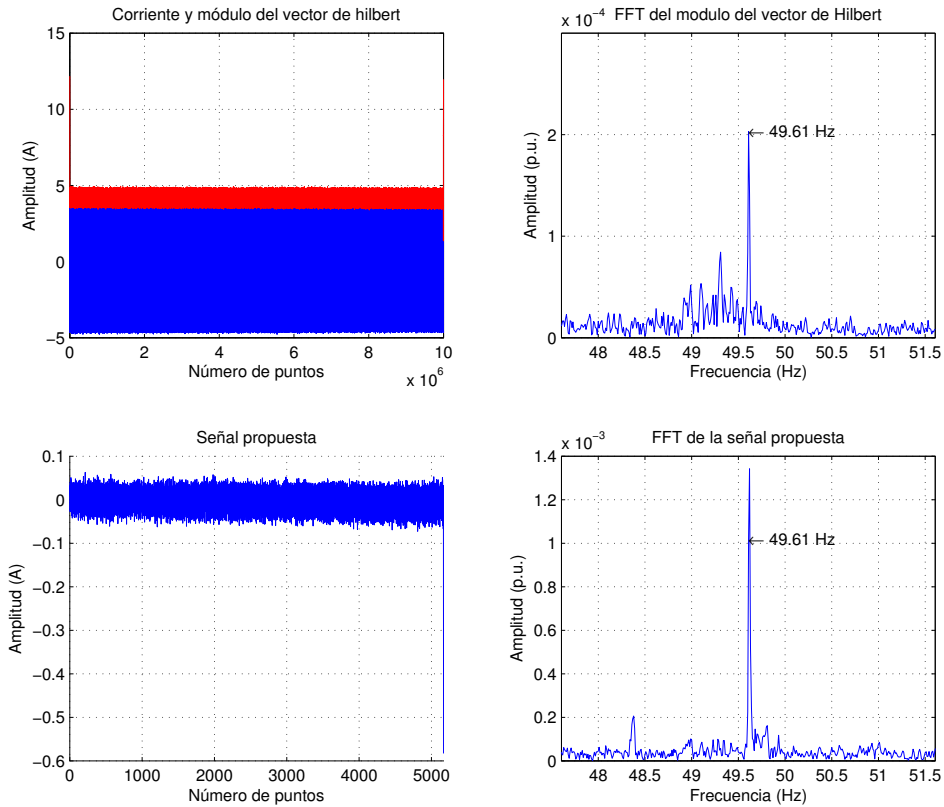


Figura 6.41: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 6: Excentricidad)

Conclusiones: En este ensayo se consigue eliminar gran parte del ruido existente en la señal obteniéndose un diagnóstico claro del estado de la máquina. Además se observa que utilizando la técnica propuesta se mejora la visibilidad del armónico pues este aumenta en un orden de magnitud con respecto a la señal completa.

Test 7:

En este apartado se muestran los resultados obtenidos en el test 7. En la Tabla. 6.58 se muestran las condiciones utilizadas para realizar el ensayo.

Tabla 6.58: Parámetros de ensayo

Conexión	VF Siemens	Control	Escalar
Régimen de Frecuencia	Constante	Frecuencia de Referencia	50Hz
Tipo de carga	Constante	Nivel de carga	Nominal
Tiempo muestreo	100 s	Frecuencia muestreo	100 kHz

No obstante, las condiciones reales del test (frecuencia de alimentación, velocidad del motor, etc.) dependen del tipo de control que tenga programado el variador de frecuencia o de la frecuencia de red (si se trata de un ensayo tipo DOL). Por ello en Tabla. 6.59 se muestran las condiciones reales que se dan en el ensayo y las frecuencias de fallo teóricas si se realiza un análisis utilizando la FFT.

Tabla 6.59: Condiciones de funcionamiento reales y frecuencias estimadas de fallo

Frecuencia real	50.00 Hz	Velocidad motor	2845 r.p.m.
Frecuencias de fallo teóricas			
$k = -1$	2.59 Hz	$k = 1$	97.41 Hz
$k = 2$	144.82 Hz	$k = 3$	193.24 Hz

En la Figura. 6.42 (arriba) se expone la corriente muestreada mientras que en Figura. 6.42 (abajo) se ilustra el espectro de la misma remarcando las componentes de falta. En el calculo de la FFT se ha utilizado una ventana de Hanning para tratar de reducir el efecto de fuga espectral debido a la componente fundamental.

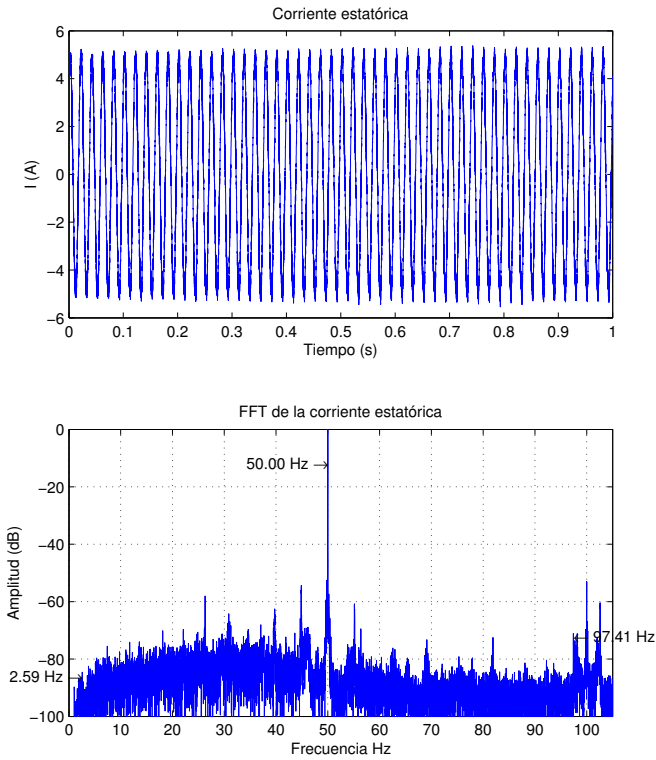


Figura 6.42: Representación gráfica de la corriente estátórica y su espectro (Test 7: Excentricidad)

El método propuesto se basa en aplicar la transformada de Hilbert para obtener la señal analítica y eliminar la componente fundamental al convertirla en una componente DC. De este modo las componentes de falta se sitúan en las bandas de frecuencia indicadas en la Tabla. 6.60.

En la Figura. 6.43 (arriba-izquierda) se muestra la señal adquirida (azul) y el módulo de la señal analítica (rojo). En la misma figura (arriba-derecha) se muestra el espectro del módulo de la señal analítica tras eliminar la componente fundamental (al ser tratada como una componente DC). Por otro lado en la Figura. 6.43 (abajo-izquierda) se observa la representación de la señal utilizada en la técnica de diagnóstico propuesta observándose una considerable reducción del número de puntos a utilizar. Para ello se emplea el módulo de la señal analítica cuando el ángulo del vector pasa por cero ($\alpha = 0$). Finalmente en la misma figura (abajo-derecha) se muestran los resultados obtenidos con la técnica de diagnóstico propuesta.

Tabla 6.60: Frecuencias estimadas de fallo utilizando el módulo de la señal analítica

Frecuencias de fallo teóricas					
$k = 1$	47.41 Hz	$k = 2$	94.82 Hz	$k = 3$	142.24 Hz

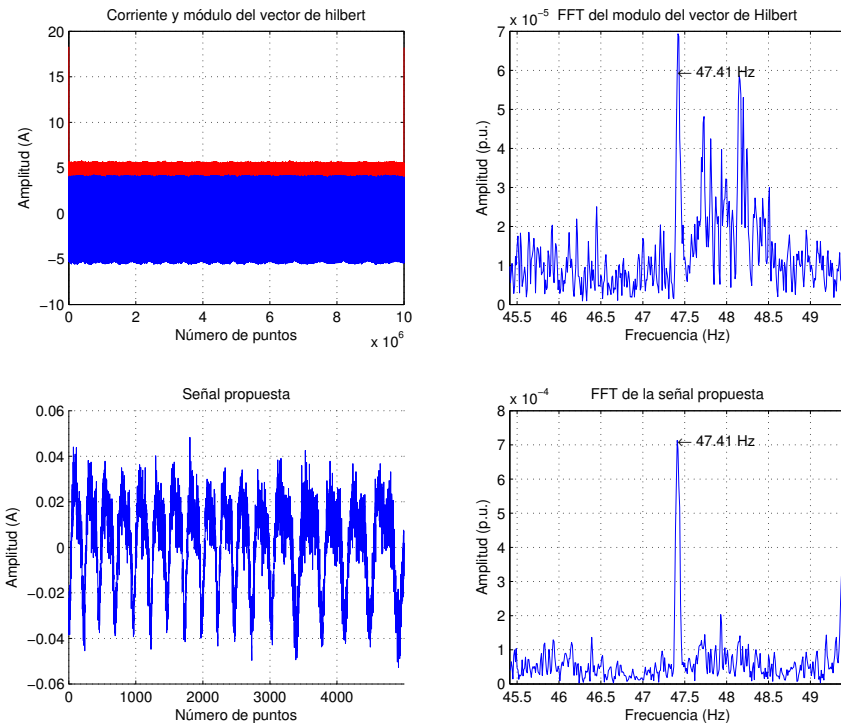


Figura 6.43: Representación gráfica de la técnica propuesta (Test 7: Excentricidad)

Conclusiones: Como se puede observar en el espectro de la corriente, el armónico debido al fallo de excentricidad mixta apenas es visible. Al utilizar el módulo de la señal analítica se mejora la visibilidad del mismo. No obstante, los mejores resultados se obtienen para la técnica de diagnóstico desarrollada en la tesis tal como puede verse en la Figura. 6.43. Además se observa cómo utilizando un tamaño de muestra 200 veces inferior, el armónico debido a excentricidad mixta es un orden de magnitud superior al obtenido con el módulo de la señal analítica.

6.4 Conclusiones análisis reducido del módulo de la señal analítica.

En esta capítulo se ha presentado un nuevo método de diagnóstico para los motores de inducción cuyas principales ventajas son:

- Es un método de fácil implementación en equipos electrónicos.
- Minimiza el efecto del plegamiento del espectro gracias a las elevadas frecuencias de muestreo de los equipos electrónicos de tratamiento de señal.
- Elimina el efecto de la fuga espectral pues convierte la componente fundamental en una componente DC que se puede quitar del espectro sin necesidad de aplicar filtros como los filtros *notch*, por ejemplo.
- Mantiene e incluso mejora los resultados obtenidos pese a utilizar un número inferior de puntos.
- Mantiene la resolución espectral con un número mucho menor de puntos utilizados.

Capítulo 7

Aportaciones y conclusiones

En la presente tesis, se han desarrollado nuevas e innovadoras técnicas de diagnóstico de máquinas eléctricas y, además el diseño de un banco de ensayos totalmente automatizado. Por eso a continuación se pasa a describir las aportaciones realizadas por el autor mediante la presente tesis.

Con la técnica de diagnóstico basada en el análisis del orden de armónico se ha conseguido desarrollar una novedosa técnica que permite diagnosticar de manera simple y eficaz la máquina eléctrica bajo cualquier condición y régimen de funcionamiento. Se obtiene el mismo tipo de resultado y representación gráfica tanto para régimen permanente como para régimen transitorio. Presenta los resultados siempre del mismo modo y de una manera sencilla y clara simplificando el diagnóstico por parte del personal de mantenimiento e incluso los resultados se pueden utilizar en sistemas automáticos de detección de fallos. Por otro lado, con esta técnica se reduce a 15 el número de puntos que son necesarios para realizar el diagnóstico de la máquina con los beneficios que ello supone: en primer lugar se puede realizar un histórico de la máquina con capacidades de memoria de almacenamiento bajas y por otro lado, en sistemas remotos resulta más fiable y rápido transmitir 15 puntos que no el espectro al completo.

El segundo método desarrollado basado en el análisis reducido de la señal analítica obtenida mediante la transformada de Hilbert pone especial énfasis en el desarrollo de técnicas que se puedan implementar en sistemas embebidos, tales como DSP, FPGA, microcontroladores, etc. Se ha conseguido desarrollar una técnica que con pocos requerimientos de memoria, que como se sabe es el principal inconveniente en los sistemas de procesamiento de señal, es capaz de realizar el diagnóstico de la máquina eléctrica y detectar diferentes tipos de fallos. Este método además toma

ventaja de las características de este tipo de equipos pues utiliza una elevada frecuencia de muestreo para evitar el plegamiento del espectro aunque solo utilice un pulso por ciclo de la señal. Estos equipos son capaces de muestrear a alta frecuencia pero no tienen capacidad de almacenamiento. Por tanto esta nueva e innovadora técnica es ideal para ser implementada en este tipo de equipos.

En el capítulo de banco de ensayos se han descrito sus componentes. Con éste se ha conseguido un banco de ensayos versátil que permite realizar tests de los motores reproduciendo cualquier tipo de aplicación en la que podrían estar inmersos en la vida real. Gracias a la automatización del mismo, los ensayos se han podido realizar de manera autónoma, reproduciendo las mismas condiciones (régimen estacionario, transitorio, diferentes niveles y tipos de frecuencia y carga, etc.) con diferentes tipos de motores y averías. A su vez se ha desarrollado una extensa base de datos, con más de 1000 ensayos, a través de la cuál, además de validar las técnicas desarrolladas, se ha abierto la puerta a nuevas líneas de investigación, como por ejemplo, el uso de clasificadores y sistemas expertos de diagnóstico y a la colaboración con otros grupos de investigación que trabajan con otras magnitudes como son las tensiones o la medida de vibraciones.

Artículos enviados a revista

- **Harmonic Order Tracking Analysis: a Novel Method for Fault Diagnosis in Induction Machines.**

Autores: A. Sapena—Baño, M. Pineda—Sanchez, Member, IEEE, R. Puche—Panadero, Member, IEEE, J. Perez—Cruz, Member, IEEE, J. Roger—Folch, Member, IEEE, M. Riera—Guasp, Senior Member, IEEE, J. Martinez—Roman.

En revisión en IEEE Transactions on Energy Conversion TEC-00644-2013.R1

- **Extremely Fast and Very Easy Calculation of Winding Inductances via Discrete Circular Convolution and Fast Fourier Transform.**

Autores: Manuel Pineda—Sanchez, Juan Perez—Cruz, Javier Martinez—Roman, Ruben Puche—Panadero, Martin Riera—Guasp, Angel Sapena—Baño, and Jose Roger—Folch.

En revisión en The Scientific World Journal (15.01.2014) 576780.v1

- **Low Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries in Induction Machines Working at a Very Low Slip, Using the Reduced Envelope of the Stator Current.**

Autores: A. Sapena—Baño, M. Pineda—Sanchez, Member, IEEE, R. Puche—Panadero, Member, IEEE, J. Perez—Cruz, Member, IEEE, J. Roger—Folch, Member, IEEE, M. Riera—Guasp, Senior Member, IEEE, J. Martinez—Roman, and Z. Kanovic.

Enviado a IEEE Transactions Energy Conversion.

- **The Harmonic Discrete Wavelet Transform: a Fast and Simple Method for Condition Monitoring of Rotating Electrical Machines in Transient Regime based on the FFT.**

Autores: Pineda–Sanchez, Manuel; Martinez–Roman, Javier; MatiÄ, Dragan; Puche–Panadero, Rubén; Perez–Cruz, Juan; Sapena–Bañó, Angel; Roger–Folch, Jose.

Enviado a IEEE Transactions on Industrial Informatics.

- **Advanced Demodulation based on DSP for Detecting Faults in Induction Motors.**

Autores: M. Pineda–Sánchez (mpineda@die.upv.es), J. Pérez–Cruz (juperez@die.upv.es), J. Roger–Folch (jroger@die.upv.es), M. Riera–Guasp (mriera@die.upv.es), A. Sapena–Baño (ansaba2@upvnet.upv.es), R. Puche–Panadero (rupucpa@die.upv.es).

Enviado a IEEE Transactions On Instrumentation and Measurement.

Artículos enviados a congresos

- **Harmonic Order Tracking Analysis: a Novel Method for the Diagnosis of Induction Generators.**

Autores: Angel Sapena–Baño, Javier Martinez–Roman, Juan Perez–Cruz, Manuel Pineda–Sanchez, Jose Roger–Folch, Martin Riera–Guasp, Ruben Puche–Panadero.

Enviado a XXIth International Conference on Electrical (ICEM 2014). Estado: Aceptado.

- **Condition monitoring of electrical machines using low computing power devices.**

Autores: Angel Sapena–Baño, Javier Martinez–Roman, Manuel Pineda–Sanchez, Ruben Puche–Panadero, Jordi Burriel–Valencia, Jose–Miguel Cortes–Lopez, Jose Roger–Folch.

Enviado a XXIth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2014). Estado: Aceptado.

- **Motor Current Signal Analysis on Programmable Logic Controller.**

Autores: Angel Sapena–Baño, Juan Perez–Cruz, Ruben Puche–Panadero, Javier Martinez–Roman, Jordi Burriel–Valencia, Juan Lazaro–Garcia.

Enviado a XXIth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2014).
Estado: Aceptado.

■ **Dynamizing Electrical Machines Laboratories with Virtual Instruments: the U.P.V. experience.**

Autores: Javier Martínez—Roman, Jorge Tarín—Corachan, Juan Pérez—Cruz, Manuel Pineda—Sanchez, Rubén Puche—Panadero, Angel Sapena—Baño, Martín Riera—Guasp, José Roger—Folch.

Enviado a XXIth International Conference on Electrical Machines (ICEM 2014).
Estado: Aceptado.

Artículos publicados

■ **Parametric design of grounding systems using the PGD.**

Autores: Roger—Folch, José; Pineda—Sanchez, Manuel; Puche—Panadero, Rubén; Riera—Guasp, Martín; Pérez—Cruz, Juan; Sapena—Baño, Ángel;

Publicado en 2nd International Workshop on Reduced Basis, POD and PGD model.

■ **Design of grounding systems using the proper generalized decomposition.**

Autores: Roger—Folch, José; Puche—Panadero, Rubén; Pineda—Sánchez, Manuel; Riera—Guasp, Martín; Pérez Cruz, Juan; Sapena—Baño, Ángel.

Publicado en XVI International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2013) (ISSN 978-9989-630-66-8).

■ **High frequency computation of impedance and field distributions of ground electrodes using spatial 3D convolution.**

Autores: Pineda—Sánchez, Manuel; Puche—Panadero, Rubén; Riera—Guasp, Martín; Roger—Folch, José; Pérez—Cruz, Juan; Sapena—Baño, Ángel.

Publicado en XVI International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2013) (ISSN 978-9989-630-66-8).

■ **Diagnosis of induction motor faults using a dsp and advanced demodulation techniques.**

Autores: Pineda—Sánchez, Manuel; Pérez—Cruz, Juan; Roger—Folch, José; Riera—Guasp, Martín; Sapena—Baño, Ángel; Puche—Panadero, Rubén;

Publicado en 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics Drives (SDEMPED 2013) (ISSN 978-1-4799-0025-1).

- **Support vector machine for diagnosis of induction motors: a comparative analysis in terms of the quantity and the signal processing tool used to build the feature space.**

Autores: Sapena–Baño, Ángel; Pineda–Sánchez, Manuel; Puche–Panadero, Rubén; Roger–Folch, José; Pérez–Cruz, Juan; Riera–Guasp, Martín;

Publicado en 9th IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics Drives (SDEMPED 2013) (ISSN 978-1-4799-0025-1).

- **Motor condition monitoring of induction motor with programmable logic controller and industrial network.**

Autores: Pineda–Sánchez, Manuel; Puche–Panadero, Rubén; Riera–Guasp, Martín–Víctor; Sapena–Baño, Ángel; Roger–Folch, José; Pérez–Cruz, Juan;

Publicado en 14TH European Conference on Power Electronics and Applications (ISSN 9789075815153).

Capítulo 8

Futuras líneas de investigación

La tesis deja varias líneas abiertas a futuras investigaciones:

- Aplicar los métodos aquí propuestos a otros tipos de averías en máquinas eléctricas, como por ejemplo, fallos en cojinetes, cortocircuitos entre espiras, etc.
- Utilizar las técnicas desarrolladas para el diagnóstico de otro tipos de máquinas eléctricas, como por ejemplo, las máquinas con rotor bobinado donde no sería necesario el uso de equipos para medir la velocidad de la máquina.
- Optimizar HOTA mediante el uso de otro tipo de ventanas y distribuciones tiempo frecuencia.
- Tratar de realizar técnicas de diagnóstico en el régimen transitorio de la máquina para ser implementadas en equipos electrónicos de bajo coste.
- Proyectar sistemas automáticos de detección de fallos en las máquinas eléctricas y clasificadores en los que utilizar las técnicas propuestas.
- Combinar ambas técnicas de diagnóstico en una sola que mantenga las ventajas de ambas. Esto implicaría reducir el número de puntos a capturar y almacenar para poder ser implementado en sistemas electrónicos de tratamiento de señal y, a su vez, obtener siempre los mismos resultados independientemente del régimen de funcionamiento de la máquina.
- Desarrollar niveles que permitan, con HOTA, determinar el grado de fallo existente en la máquina operando en régimen transitorio.
- Expandir el uso de las técnicas desarrolladas con otro tipo de magnitudes que se han adquirido con el ensayos realizados (vibraciones, etc.).

Apéndices

Apéndice A

SCADA

El banco de ensayos está automatizado para poder conectar el motor a través de un convertidor de frecuencia o bien a través del auto-transformador. Por ello, se han diseñado dos aplicaciones, una destinada al control de los ensayos de motores conectados a través del convertidor de frecuencia y otra destinada al control de los ensayos con conexión a través del auto-transformador. Este apéndice se dedica a exponer las principales características de ambas y a mostrar el diseño de las aplicaciones tipo SCADA utilizadas.

A.1 Ensayos conexión a través de autotransformador.

Se han diseñado dos páginas de visualización dentro del SCADA, una para el control manual y otra para el control automático del banco de ensayos.

La aplicación manual se ha empleado para la puesta en marcha de los equipos y para realizar algún tipo de test que no esté contemplado en la lista de ensayos programada. Por otro lado, la aplicación automática sirve para realizar de manera autónoma los test expuestos en el capítulo ensayos.

A.1.1 SCADA control automático

En la Figura. A.1 se puede observar la aplicación desarrollado para realizar la batería de ensayos con conexión del motor a través del autotransformador.

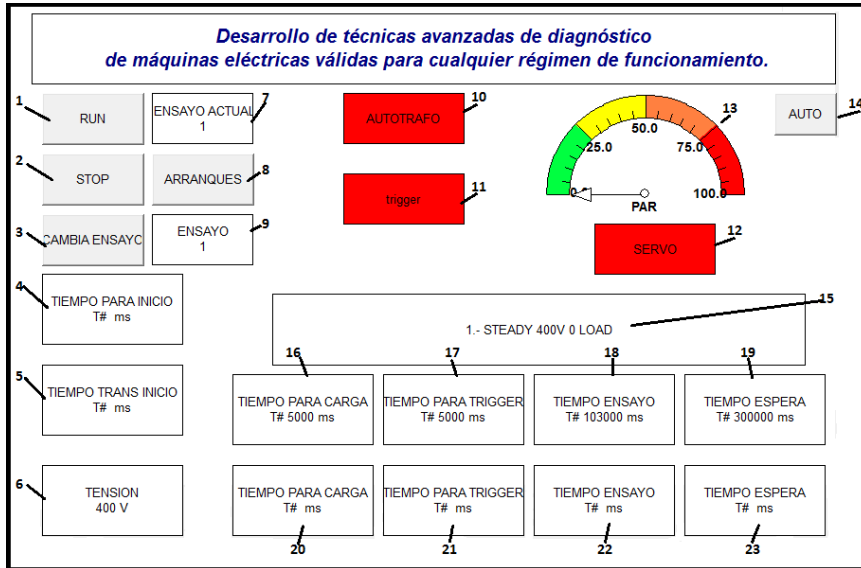


Figura A.1: SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través del auto-transformador.

Donde:

1. RUN: Sirve para poner en marcha la batería de ensayos.
2. STOP: Sirve para detener en cualquier momento los ensayos. Sirve como medida de seguridad por si en algún momento se produjese algún problema, al pulsar este botón se detienen todos los accionamientos eléctricos.
3. CAMBIA ENSAYO: Se utiliza por si se quiere realizar algún ensayo en particular, al pulsar este botón se ejecuta el ensayo que se ha introducido en 9.
4. TIEMPO PARA INICIO: Permite establecer un tiempo de retraso para iniciar la batería de ensayos.
5. TIEMPO TRANS INICIO: Visualización del tiempo que ha transcurrido de retraso para el inicio transcurrido. Comparándolo con 4 se puede saber cuánto tiempo falta para iniciar la batería de ensayos.

6. TENSIÓN: Sirve para seleccionar el nivel de tensión que se va a aplicar al motor (400V - 300V - 200V). En función de este valor se está seleccionando una batería de ensayos diferente.
7. ENSAYO ACTUAL: Visualización del número de ensayo que se esta ejecutando.
8. ARRANQUES: Botón que sirve para seleccionar si se desea realizar una batería de ensayos de arranques o bien en régimen permanente.
9. ENSAYO: Utilizado para establecer el número de ensayo que se desea ejecutar.
10. AUTOTRAFO: Visualización de la conexión/desconexión del autotransformador.
11. TRIGGER: Visualización de la ejecución del trigger externo para la captura de señales por parte del osciloscopio.
12. SERVO: Visualización de la conexión/desconexión del servomotor.
13. PAR: Visualización gráfica en tanto por cien del nivel de par seleccionado.
14. AUTO: Permite cambiar de modo de operación automática a manual.
15. STRING: Display que en el que se muestra una pequeña descripción del ensayo que se esta realizando.
16. TIEMPO PARA CARGA: Establecer el tiempo que se debe esperar para que el motor alcance el régimen permanente, y antes de que se le aplique ningún tipo de carga.
17. TIEMPO PARA TRIGGER: Establecer el tiempo que debe esperar desde que se aplica la carga, para ejecutar el trigger que iniciará la captura de señales por parte del osciloscopio.
18. TIEMPO ENSAYO: Establecer la duración que deben tener los ensayos.
19. TIEMPO ESPERA: Tiempo de espera entre ensayos. Necesario, como mínimo, 2min 30 segundos para que el osciloscopio almacene las señales medidas en el ensayo anterior en el disco duro. También es útil para espaciar los ensayos de manera que el tanto el motor a ensayar como el servomotor no sufran calentamientos excesivos.
20. TIEMPO PARA CARGA: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 16.
21. TIEMPO PARA TRIGGER: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 17.
22. TIEMPO ENSAYO: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 18.
23. TIEMPO ESPERA: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 19.

A.1.2 SCADA control manual

Del mismo modo, se ha desarrollado una pantalla en la aplicación SCADA que permite el control manual del sistema, para poder realizar ensayos distintos a los establecidos en la batería de ensayos. En la Figura. A.2 se puede observar el diseño de la misma.

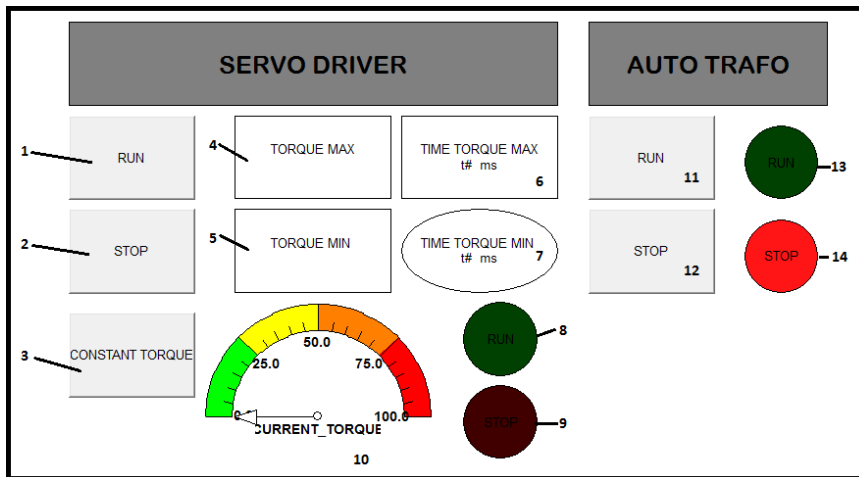


Figura A.2: SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través del auto-transformador en modo manual.

Donde:

1. RUN: Sirve para poner en marcha el servomotor.
2. STOP: Sirve para detener en cualquier momento el servomotor.
3. CONSTANT TORQUE: Sirve para seleccionar la opción de ofrecer un par constante cuyo valor es el que se establece en 4. Si no se selecciona, ofrece un par pulsante entre los valores establecidos en 4 y 5 y con los tiempos establecidos en 6 y 7.
4. TORQUE MAX: Valor del par constante, o valor máximo cuando se ofrece un par pulsante.
5. TORQUE MIN: Valor mínimo del par cuando se ofrece un par pulsante.
6. TIME TORQUE MAX: Tiempo en el que se mantiene el par máximo cuando se ha seleccionado ofrecer un par pulsante.
7. TIME TORQUE MIN: Tiempo en el que se mantiene el par mínimo cuando se ha seleccionado ofrecer un par pulsante.

8. RUN: Led para visualizar cuando el servomotor esta activo.
9. STOP: Led para visualizar cuando el servomotor esta parado.
10. CURRENT TORQUE: Display para ver que nivel de par en tanto por cien del par nominal del motor está ofreciendo el servomotor.
11. RUN: Pulsador para conectar el motor a través del autotransformador.
12. STOP: Pulsador para desconectar el motor.
13. RUN: Led para visualizar si el motor está conectado.
14. STOP: Led para visualizar si el motor está parado.

A.2 Ensayos conexión a través del convertidor de frecuencia

Al igual que con la conexión a través de auto-transformador, se han diseñado dos páginas dentro del SCADA, una para el control manual y otra para el control automático. Ambas permiten ensayar los motores en diferentes regímenes de funcionamiento, a diferentes velocidades, metodologías de control y con distintos grados de carga.

A.2.1 SCADA control automático

La pantalla diseñada para el modo automático se puede ver en la Figura. A.3.

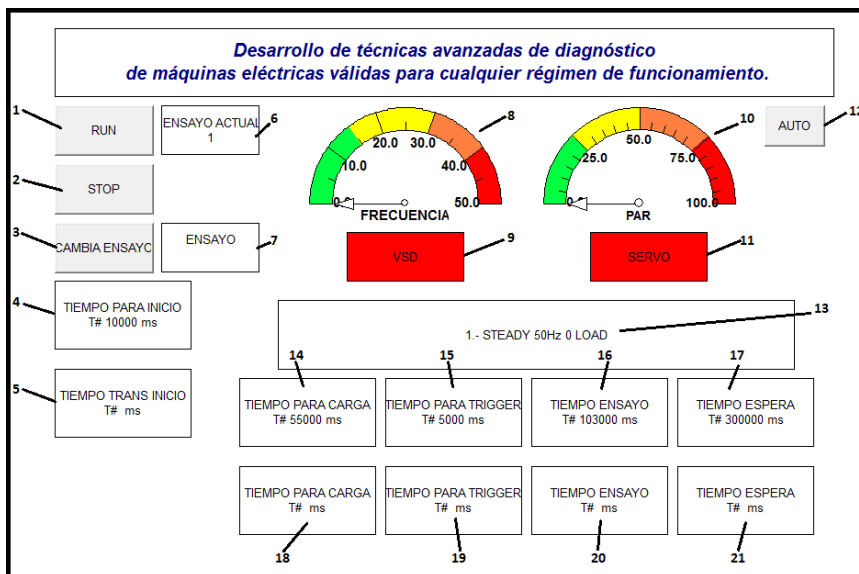


Figura A.3: SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través de convertidor de frecuencia.

Donde:

1. RUN: Sirve para poner en marcha la batería de ensayos programada.
2. STOP: Sirve para detener la ejecución de la batería de ensayos. A su vez, como medida de seguridad detiene tanto el servomotor como el motor en caso de estar conectados en ese momento.
3. CAMBIA ENSAYO: Utilizado para seleccionar el ensayo por el que se desea iniciar la prueba.

4. TIEMPO PARA INICIO: Para establecer un tiempo de retraso, desde que se pone en marcha en automático hasta que se inicie el primer ensayo, con el fin de que éstos se inicien por la noche o cuando el laboratorio este desocupado, con el fin de entorpecer lo mínimo posible con la docencia impartida en dicho laboratorio.
5. TIEMPO TRANS INICIO: Tiempo que ha transcurrido desde que se activo la marcha automática. Se puede comparar con 4 para conocer cuánto tiempo falta para que se inicie la batería de ensayos.
6. ENSAYO ACTUAL: Muestra el número de ensayo que se está ejecutando.
7. ENSAYO: Se utiliza para establecer que ensayo se debe ejecutar cuando se pulse el botón "CAMBIA ENSAYO".
8. FRECUENCIA: Visualizador analógico para obtener una representación gráfica de la frecuencia que se ha establecido en el convertidor de frecuencia.
9. VSD: Led para observar si el convertidor de frecuencia esta activo (alimentando al motor) o no.
10. PAR: Display analógico para observar el nivel de par que esta ofreciendo el servomotor en porcentaje con respecto al par nominal del motor a ensayar.
11. SERVO: Led para observar si el servomotor esta accionado o esta parado.
12. AUTO: Pulsador para cambiar de modo manual a modo automático.
13. STRING: Sirve para mostrar las características principales del ensayo que se está realizando.
14. TIEMPO PARA CARGA: Establecer el tiempo que se debe esperar para que el motor alcance el régimen permanente, y antes de que se le aplique ningún tipo de carga.
15. TIEMPO PARA TRIGGER: Establecer el tiempo que debe esperar desde que se aplica la carga, para ejecutar el trigger que iniciará la captura de señales por parte del osciloscopio.
16. TIEMPO ENSAYO: Establecer la duración que deben tener los ensayos.
17. TIEMPO ESPERA: Tiempo de espera entre ensayos. Necesario, como mínimo, 2min 30 segundos para que el osciloscopio almacene las señales medidas en el ensayo anterior en el disco duro. También es útil para espaciar los ensayos de manera que el tanto el motor a ensayar como el servomotor no sufran calentamientos excesivos.
18. TIEMPO PARA CARGA: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 16.
19. TIEMPO PARA TRIGGER: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 17.
20. TIEMPO ENSAYO: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 18.
21. TIEMPO ESPERA: Visualización del tiempo transcurrido establecido en 19.

A.2.2 SCADA control manual

Se ha desarrollado una interface que permite el control del banco de ensayos en modo manual, en el caso de que se deseara realizar algún test que no estuviese incluido en la batería de ensayos. Ésta se puede ver en la Figura. A.4.

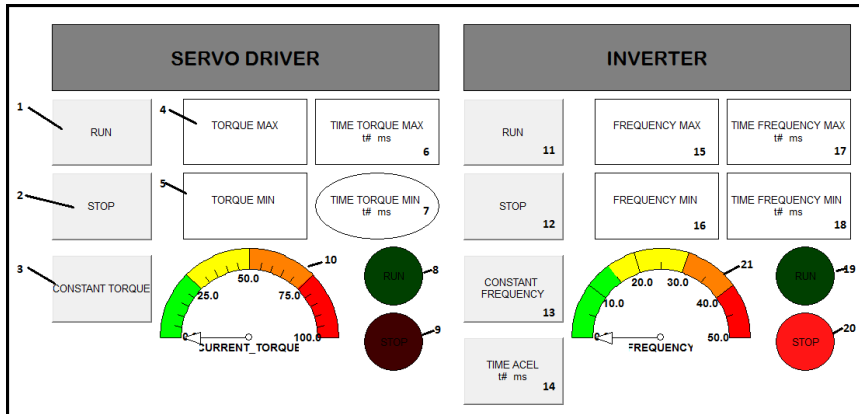


Figura A.4: SCADA para el control de ensayos de motores conectados a través del convertidor de frecuencia en modo manual.

Donde:

1. RUN: Poner en marcha el servomotor.
2. STOP: Detener el servomotor.
3. CONSTANT TORQUE: Seleccionar si el servomotor debe ofrecer un par constante.
4. TORQUE MAX: Establecer el nivel de par máximo en caso de par pulsante o el nivel de par en caso de seleccionarse la opción de constante.
5. TORQUE MIN: Establecer el nivel de par mínimo en caso de seleccionar la opción de par pulsante.
6. TIME TORQUE MAX: Especificar el tiempo que se mantendrá el par máximo en caso de par pulsante.
7. TIME TORQUE MIN: Especificar el tiempo que se mantendrá el par mínimo en caso de par pulsante.
8. RUN: Led que para indicar que el servomotor esta activo o no.
9. STOP: Led para visualizar el estado inactivo del servomotor.
10. CURRENT TORQUE: Visualizador analógico para indicar el nivel de par establecido.

11. RUN: Botón para activar poner en marcha el motor a través del variador de frecuencia.
12. STOP: Botón para detener el variador de frecuencia.
13. CONSTANT FREQUENCY: Botón para seleccionar la opción de realizar el ensayo a frecuencia constante.
14. TIME ACEL: Sirve para cambiar el tiempo de aceleración en las rampas.
15. FREQUENCY MAX: Diseñado para establecer la frecuencia máxima en el caso de realizar un ensayo con rampas de frecuencia o bien para establecer la frecuencia en caso de ensayo a frecuencia constante.
16. FREQUENCY MIN: Diseñado para establecer la frecuencia mínima en el caso de ensayos con rampas de frecuencia.
17. TIME FREQUENCY MAX: Sirve para seleccionar el tiempo de rampa que va desde la frecuencia mínima a la frecuencia máxima.
18. TIME FREQUENCY MIN: Sirve para establecer el tiempo de rampa entre la frecuencia máxima y la mínima.
19. RUN: Led para la visualización del estado operativo marcha del convertidor de frecuencia.
20. STOP: Led para la visualización del estado operativo parado del convertido de frecuencia.
21. FREQUENCY: Display analógico para la visualización del nivel de frecuencia seleccionado en el convertidor.

Bibliografía

- [1] M. Cabanas and M. Melero, *Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas*. Libro Ed. Marcombo, 1998.
- [2] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Stator winding fault diagnosis in three-phase synchronous and asynchronous motors, by the extended park's vector approach," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 1227–1233, Sep 2001.
- [3] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, and J. Perez-Cruz, "A general approach for the transient detection of slip-dependent fault components based on the discrete wavelet transform," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 4167–4180, 2008.
- [4] E. by Fouad Giri, *AC Electric Motors Control: Advanced Design Techniques and Applications*. Book published by Ed Wiley, 2013.
- [5] L. Cohen, *Time–Frequency Analysis*. Prentice hall PTR, Upper Saddle river, New Jersey, 1995.
- [6] D. Durocher and G. Feldmeier, "Predictive versus preventive maintenance," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 10, no. 5, pp. 12–21, 2004.
- [7] M. Riera-Guasp, J. A. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, and M. P. Molina Palomares, "The use of the wavelet approximation signal as a tool for the diagnosis of rotor bar failures," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 3, pp. 716–726, 2008.
- [8] G. Singh and S. A. K. S. Ahmed, "Vibration signal analysis using wavelet transform for isolation and identification of electrical faults in induction machine," *Electric Power Systems Research*, vol. 68, no. 2, pp. 119 – 136, 2003.
- [9] D. Dorrell, W. Thomson, and S. Roach, "Analysis of airgap flux, current, and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 24–34, Jan 1997.

- [10] C. Riley, B. Lin, T. Habetler, and R. Schoen, "A method for sensorless on-line vibration monitoring of induction machines," in *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS '97., Conference Record of the 1997 IEEE*, vol. 1, pp. 201–207 vol.1, Oct 1997.
- [11] K. Delaere, W. Heylen, R. Belmans, and K. Hameyer, "Comparison of induction machine stator vibration spectra induced by reluctance forces and magnetostriction," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 969–972, Mar 2002.
- [12] P. Pillay and Z. Xu, "Motor current signature analysis," in *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, vol. 1, pp. 587–594, IEEE, 1996.
- [13] G. Kliman and J. Stein, "Methods of motor current signature analysis," *Electric machines and power systems*, vol. 20, no. 5, pp. 463–474, 1992.
- [14] J. Cameron, W. Thomson, and A. Dow, "Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors," in *IEE Proceedings (Electric Power Applications)*, vol. 133, pp. 155–163, IET, 1986.
- [15] B.-S. Yang and K. J. Kim, "Application of dempster–shafer theory in fault diagnosis of induction motors using vibration and current signals," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, no. 2, pp. 403 – 420, 2006.
- [16] A. Kumar and M. Sinha, "A new burg method based approach to mcsc for broken rotor bar detection," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 1–4, Dec 2012.
- [17] S. Kia, H. Henaou, and G. Capolino, "Efficient digital signal processing techniques for induction machines fault diagnosis," in *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*, pp. 232–246, March 2013.
- [18] P. C. Y. Yip, "Some aspects of the zoom transform," *Computers, IEEE Transactions on*, vol. C-25, pp. 287–296, March 1976.
- [19] E. A. Hoyer and R. F. Stork, "The zoom fft using complex modulation," in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'77.*, vol. 2, pp. 78–81, IEEE, 1977.
- [20] A. Yazidi, H. Hena, G.-A. Capolino, M. Artioli, and F. Filippetti, "Improvement of frequency resolution for three-phase induction machine fault diagnosis," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 1, pp. 20–25 Vol. 1, Oct 2005.
- [21] J.-L. Zarader, M. Garnier, and M. Nicollet, "Frequency-filtering zoom," *International journal of adaptive control and signal processing*, vol. 6, no. 6, pp. 547–560, 1992.

- [22] H. Ma, Q. Xu, J. Song, and J. Han, "The application of zoom fft technique to the extraction of fault character of induction motor," in *Condition Monitoring and Diagnosis, 2008. CMD 2008. International Conference on*, pp. 221–225, April 2008.
- [23] S. H. Kia, H. Henao, and G.-A. Capolino, "Zoom-music frequency estimation method for three-phase induction machine fault detection," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, pp. 6–pp, IEEE, 2005.
- [24] L. Rabiner, R. W. Schafer, and C. M. Rader, "The chirp z-transform algorithm," *Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 2, pp. 86–92, 1969.
- [25] L. R. Rabiner, R. W. Schafer, and C. M. Rader, "The chirp z-transform algorithm and its application," *Bell System Technical Journal*, vol. 48, no. 5, pp. 1249–1292, 1969.
- [26] X.-h. FAN, X.-x. ZENG, L.-x. ZHANG, and C.-q. ZHANG, "Algorithm and application of spectrum zoom based on chirp z transform," *Journal of Academy of Armored Force Engineering*, vol. 1, p. 015, 2012.
- [27] X. Wang and F. Fang, "Bearing failure diagnosis in three-phase induction motor by chirp-z transform and zoom-music," in *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on*, pp. 1016–1019, 2011.
- [28] X. Wang and F. Fang, "Rotor broken-bar fault detection using a combined method of music and orthogonal projection," in *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2011 International Conference on*, pp. 1254–1257, Sept 2011.
- [29] B. Xu, L. Sun, L. Xu, and G. Xu, "An esprit-saa-based detection method for broken rotor bar fault in induction motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 654–660, Sept 2012.
- [30] D.-H. Hwang, Y.-W. Youn, J.-H. Sun, and Y.-H. Kim, "Robust diagnosis algorithm for identifying broken rotor bar faults in induction motors," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 9, no. 1, pp. 37–44, 2014.
- [31] B. Ayhan, H. Trussell, M.-Y. Chow, and M.-H. Song, "Application of notch filtering under low sampling rate for broken rotor bar detection with dtft and ar based spectrum methods," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, pp. 6 pp.–, Nov 2005.
- [32] A. Testa, D. Gallo, and R. Langella, "On the processing of harmonics and interharmonics: using hanning window in standard framework," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 1, pp. 28–34, 2004.

- [33] F. Briz, M. W. Degner, P. Garcia, and D. Bragado, "Broken rotor bar detection in line-fed induction machines using complex wavelet analysis of startup transients," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 3, pp. 760–768, 2008.
- [34] J. Allen, "Short-term spectral analysis, and modification by discrete fourier transform," *IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing*, vol. 25, pp. 235–238, 1977.
- [35] T. H. Wonnacott, "Spectral analysis combining a bartlett window with an associated inner window," *Technometrics*, vol. 3, no. 2, pp. 235–243, 1961.
- [36] A. M. Cardoso, S. Cruz, and D. Fonseca, "Inter-turn stator winding fault diagnosis in three-phase induction motors, by park's vector approach," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 3, pp. 595–598, 1999.
- [37] K. Bacha, S. B. Salem, and A. Chaari, "An improved combination of hilbert and park transforms for fault detection and identification in three-phase induction motors," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 43, no. 1, pp. 1006–1016, 2012.
- [38] I. Y. Onel and M. El Hachemi Benbouzid, "Induction motor bearing failure detection and diagnosis: Park and concordia transform approaches comparative study," *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 13, no. 2, pp. 257–262, 2008.
- [39] Z.-x. LIU, X.-g. YIN, and Z. Zhang, "Online monitoring and diagnosis way based on spectrum analysis of hilbert modulus in induction motors," *Proceedings of the CSEE*, vol. 7, p. 031, 2003.
- [40] Z. Liu, X. Zhang, X. Yin, and Z. Zhang, "Rotor cage fault diagnosis in induction motors based on spectral analysis of current hilbert modulus," in *Power Engineering Society General Meeting, 2004. IEEE*, pp. 1500–1503, IEEE, 2004.
- [41] J. Cusido, L. Romeral, J. Ortega, J. Rosero, and A. Garcia Espinosa, "Fault detection in induction machines using power spectral density in wavelet decomposition," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 633–643, Feb 2008.
- [42] A. Ordaz-Moreno, R. de Jesus Romero-Troncoso, J. A. Vite-Frias, J. R. Rivera-Gillen, and A. Garcia-Perez, "Automatic online diagnosis algorithm for broken-bar detection on induction motors based on discrete wavelet transform for fpga implementation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 5, pp. 2193–2202, 2008.
- [43] R. Supangat, N. Ertugrul, W. L. Soong, D. A. Gray, C. Hansen, and J. Grieger, "Detection of broken rotor bars in induction motor using starting-current analysis and effects of loading," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 153, no. 6, pp. 848–855, 2006.

- [44] I. P. Tsoumas, G. Georgoulas, E. D. Mitronikas, and A. N. Safacas, "Asynchronous machine rotor fault diagnosis technique using complex wavelets," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 2, pp. 444–459, 2008.
- [45] S. Kia, H. Henaou, and G.-A. Capolino, "Torsional vibration assessment using induction machine electromagnetic torque estimation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 209–219, Jan 2010.
- [46] H. Douglas, P. Pillay, and A. Ziarani, "Broken rotor bar detection in induction machines with transient operating speeds," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 1, pp. 135–141, 2005.
- [47] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. R. Folch, and M. P. M. Palomares, "Validation of a new method for the diagnosis of rotor bar failures via wavelet transform in industrial induction machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 4, pp. 990–996, 2006.
- [48] J. Pons-Llinares, J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, and V. Climente-Alarcon, "Induction motor fault diagnosis based on analytic wavelet transform via frequency b-splines," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009. IEEE International Symposium on*, pp. 1–7, Aug 2009.
- [49] S. Rajagopalan, J. M. Aller, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Analytic-wavelet-ridge-based detection of dynamic eccentricity in brushless direct current (bldc) motors functioning under dynamic operating conditions," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 3, pp. 1410–1419, 2007.
- [50] W. Yang, P. Tavner, C. Crabtree, and M. Wilkinson, "Cost-effective condition monitoring for wind turbines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 263–271, Jan 2010.
- [51] M. Blodt, D. Bonacci, J. Regnier, M. Chabert, and J. Faucher, "On-line monitoring of mechanical faults in variable-speed induction motor drives using the wigner distribution," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 2, pp. 522–533, 2008.
- [52] V. Climente-Alarcon, J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, R. Puche-Panadero, and L. Escobar, "Application of the wigner-ville distribution for the detection of rotor asymmetries and eccentricity through high-order harmonics," *Electric Power Systems Research*, vol. 91, pp. 28–36, 2012.
- [53] V. Climente-Alarcon, J. Antonino-Daviu, M. Riera, R. Puche-Panadero, and L. A. Escobar, "Wigner-ville distribution for the detection of high-order harmonics due to rotor asymmetries," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009. IEEE International Symposium on*, pp. 1–6, Aug 2009.

- [54] B. Trajin, M. Chabert, J. Regnier, and J. Faucher, "Wigner distribution for the diagnosis of high frequency amplitude and phase modulations on stator currents of induction machine," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2009. SDEMPED 2009. IEEE International Symposium on*, pp. 1–6, Aug 2009.
- [55] N. E. Huang and S. S. Shen, *Hilbert-Huang transform and its applications*, vol. 5. Bool Published by Ed. World Scientific, 2005.
- [56] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, and R. B. Perez, "A critical comparison between dwt and hilbert–huang-based methods for the diagnosis of rotor bar failures in induction machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 5, pp. 1794–1803, 2009.
- [57] A. Espinosa, J. Rosero, J. Cusido, L. Romeral, and J. Ortega, "Fault detection by means of hilbert–huang transform of the stator current in a pmsm with demagnetization," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 312–318, June 2010.
- [58] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, R. Pérez, P. Jover-Rodriguez, and A. Arkkio, "Fault diagnosis in induction motors using the hilbert-huang transform," *Nuclear Technology*, vol. 173, no. 1, p. 26, 2011.
- [59] J. Faiz, V. Ghorbanian, and B. Ebrahimi, "A new criterion for rotor broken bar fault diagnosis in line-start and inverter-fed induction motors using hilbert-huang transform," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012 IEEE International Conference on*, pp. 1–6, Dec 2012.
- [60] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the start-up transient: A new method for diagnosis of broken bars," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4557–4570, 2009.
- [61] F. Vedreno-Santos, M. Riera-Guasp, H. Henao, and M. Pineda-Sanchez, "Diagnosis of faults in induction generators under fluctuating load conditions through the instantaneous frequency of the fault components," in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, pp. 1653–1659, 2012.
- [62] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, J. Antonino-Daviu, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of induction motor faults in time-varying conditions using the polynomial-phase transform of the current," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 4, pp. 1428–1439, 2011.

- [63] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of induction motor faults in the fractional fourier domain," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 8, pp. 2065–2075, 2010.
- [64] M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, J. Perez-Cruz, R. Puche-Panadero, J. Roger-Folch, and J. A. Antonino-Daviu, "Diagnosis of induction motor faults via gabor analysis of the current in transient regime," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 6, pp. 1583–1596, 2012.
- [65] B. Ayhan, H. J. Trussell, M.-Y. Chow, and M.-H. Song, "On the Use of a Lower Sampling Rate for Broken Rotor Bar Detection With DTFT and AR-Based Spectrum Methods," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1421–1434, 2008.
- [66] A. Lebaroud and A. Medoued, "Online computational tools dedicated to the detection of induction machine faults," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 44, pp. 752–757, Jan. 2013.
- [67] S. Ben Salem, K. Bacha, and A. Chaari, "Support vector machine based decision for mechanical fault condition monitoring in induction motor using an advanced Hilbert-Park transform.," *ISA transactions*, vol. 51, pp. 566–72, Sept. 2012.
- [68] S. Choi, B. Akin, M. M. Rahimian, and H. A. Toliyat, "Implementation of a Fault-Diagnosis Algorithm for Induction Machines Based on Advanced Digital-Signal-Processing Techniques," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 3, pp. 937–948, 2011.
- [69] L. Saidi, F. Fnaiech, H. Henao, G.-A. Capolino, and G. Cirrincione, "Diagnosis of broken-bars fault in induction machines using higher order spectral analysis.," *ISA transactions*, vol. 52, pp. 140–8, Jan. 2013.
- [70] R. J. Romero-Troncoso, R. Saucedo-Gallaga, E. Cabal-Yepez, A. Garcia-Perez, R. A. Osornio-Rios, R. Alvarez-Salas, H. Miranda-Vidales, and N. Huber, "Fpga-based online detection of multiple combined faults in induction motors through information entropy and fuzzy inference," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 11, pp. 5263–5270, 2011.
- [71] 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," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 5, pp. 2002–2010, 2011.
- [72] F. Filippetti and M. Artioli, "Simple ideas for light but robust signal processing of electromechanical systems," in *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*, vol. 4, pp. 3366–3371, IEEE, 2002.

- [73] A. Yazidi, H. Henao, G.-A. Capolino, F. Betin, and F. Filippetti, "A web-based remote laboratory for monitoring and diagnosis of ac electrical machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 4950–4959, Oct 2011.
- [74] H. Henao, C. Martis, and G.-A. Capolino, "An equivalent internal circuit of the induction machine for advanced spectral analysis," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 726–734, May 2004.
- [75] G. K. Singh, A. Saleh, and A. Kazzaz, "Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research, a survey," *Electric Power Systems Research*, vol. 64, pp. 145 – 158, 2003.
- [76] S. Nandi, H. Toliyat, and X. Li, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical motors-a review," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 4, pp. 719–729, 2005.
- [77] W. Deleroi, "Squirrel cage motor with broken bar in the rotor-physical phenomena and their experimental assessment," in *Proc. ICEM*, vol. 82, pp. 767–770, 1982.
- [78] H. Henao, H. Razik, and G.-A. Capolino, "Analytical approach of the stator current frequency harmonics computation for detection of induction machine rotor faults," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 801–807, May 2005.
- [79] G. Kliman, R. Koegl, J. Stein, R. Endicott, and M. Madden, "Noninvasive detection of broken rotor bars in operating induction motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 3, no. 4, pp. 873–879, 1988.
- [80] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and G. B. Kliman, "Quantitative evaluation of induction motor broken bars by means of electrical signature analysis," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 5, pp. 1248–1255, 2001.
- [81] P. Vas, *Artificial-intelligence-based electrical machines and drives: application of fuzzy, neural, fuzzy-neural, and genetic-algorithm-based techniques*, vol. 45. Oxford University Press, 1999.
- [82] B. Heller, V. Hamata, and R. Major, *Harmonic field effects in induction machines*, vol. 200. Elsevier scientific publishing company Amsterdam-Oxford-New York, 1977.
- [83] C. Kral, T. Habetler, and R. Harley, "Detection of Mechanical Imbalances of Induction Machines Without Spectral Analysis of Time-Domain Signals," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 40, pp. 1101–1106, July 2004.

- [84] S. Nandi, S. Ahmed, and H. A. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 16, no. 3, pp. 253–260, 2001.
- [85] P. Zhang, Y. Du, T. Habetler, and B. Lu, "A survey of condition monitoring and protection methods for medium-voltage induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 1, pp. 34–46, 2011.
- [86] M. El Hachemi Benbouzid, "A review of induction motors signature analysis as a medium for faults detection," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 984–993, 2000.
- [87] B. R. Samaga and K. Vittal, "Comprehensive study of mixed eccentricity fault diagnosis in induction motors using signature analysis," *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, vol. 35, no. 1, pp. 180 – 185, 2012.
- [88] J. Antonino-Daviu, P. J. Rodriguez, M. Riera-Guasp, A. Arkkio, J. Roger-Folch, and R. Perez, "Transient detection of eccentricity-related components in induction motors through the hilbert huang transform," *Energy Conversion and Management*, vol. 50, no. 7, pp. 1810 – 1820, 2009.
- [89] S. Nandi, T. Ilamparithi, S.-B. Lee, and D. Hyun, "Detection of eccentricity faults in induction machines based on nameplate parameters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1673–1683, May 2011.
- [90] X. Li, Q. Wu, and S. Nandi, "Performance analysis of a three-phase induction machine with inclined static eccentricity," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, pp. 531–541, March 2007.
- [91] D. Dorrell, "Sources and characteristics of unbalanced magnetic pull in three-phase cage induction motors with axial-varying rotor eccentricity," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 12–24, Jan 2011.
- [92] N. Feki, G. Clerc, and P. Velez, "Gear and motor fault modeling and detection based on motor current analysis," *Electric Power Systems Research*, vol. 95, no. 0, pp. 28 – 37, 2013.
- [93] C. Kar and A. Mohanty, "Monitoring gear vibrations through motor current signature analysis and wavelet transform," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, no. 1, pp. 158 – 187, 2006.
- [94] L. Eren and M. Devaney, "Bearing damage detection via wavelet packet decomposition of the stator current," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 431–436, 2004.

- [95] L. Eren and M. Devaney, "Motor bearing damage detection via wavelet analysis of the starting current transient," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001. IMTC 2001. Proceedings of the 18th IEEE*, vol. 3, pp. 1797–1800 vol.3, 2001.
- [96] M. Prieto, G. Cirrincione, A. Espinosa, J. Ortega, and H. Henao, "Bearing fault detection by a novel condition-monitoring scheme based on statistical-time features and neural networks," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 3398–3407, Aug 2013.
- [97] M. Blödt, P. Granjon, B. Raison, J. Regnier, *et al.*, "Mechanical fault detection in induction motor drives through stator current monitoring-theory and application examples," *Fault Detection*, pp. 451–488, 2010.
- [98] D. Dorrell and A. Smith, "Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors. ii. experimental investigation," in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, vol. 143, pp. 202–210, IET, 1996.
- [99] S. Verma and A. Balan, "Experimental investigations on the stators of electrical machines in relation to vibration and noise problems," in *Electric Power Applications, IEE Proceedings-*, vol. 145, pp. 455–461, IET, 1998.
- [100] F. C. Trutt, J. Sottile, and J. L. Kohler, "Detection of ac machine winding deterioration using electrically excited vibrations," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 1, pp. 10–14, 2001.
- [101] J. L. Kohler, J. Sottile, and F. C. Trutt, "Condition monitoring of stator windings in induction motors. i. experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 5, pp. 1447–1453, 2002.
- [102] P. V. Jover Rodríguez *et al.*, *Current-, force-, and vibration-based techniques for induction motor condition monitoring*. Book Published by Helsinki University of Technology, 2007.
- [103] C. J. Verucchi and G. G. Acosta, "Fault detection and diagnosis techniques in induction electrical machines," *Latin America Transactions, IEEE (Revista IEEE America Latina)*, vol. 5, pp. 41–49, March 2007.
- [104] T. Assaf, H. Henao, and G. Capolino, "A spectral method for on-line computation of the harmonics of symmetrical components in induction machines," *European transactions on electrical power*, vol. 15, no. 3, pp. 203–216, 2005.
- [105] J. Penman, M. Dey, A. Tait, and W. Bryan, "Condition monitoring of electrical drives," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 133, no. 3, pp. 142–148, 1986.

- [106] J. Penman, H. Sedding, B. Lloyd, and W. Fink, "Detection and location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors," *Energy conversion, iee transactions on*, vol. 9, no. 4, pp. 652–658, 1994.
- [107] C. J. Verucchi, "Detección de fallas en máquinas de inducción mediante análisis del flujo axial," *IEE Latin America transactions*, vol. 5, March 2007.
- [108] M. Cabanas, F. Glez, M. Gonzalez, M. Melero, G. Orcajo, J. Cano, and C. Rojas, "A new on-line method for the early detection of broken rotor bars in asynchronous motors working under arbitrary load conditions," in *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, vol. 1, pp. 662–669, IEEE, 2005.
- [109] N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, and G. E. Dawson, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 165–171, 1992.
- [110] V. V. Thomas, K. Vasudevan, and V. J. Kumar, "Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 2, pp. 265–270, 2003.
- [111] S. F. Legowski, A. Sadrul Ula, and A. M. Trzynadlowski, "Instantaneous stator power as a medium for the signature analysis of induction motors," in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS'95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 1, pp. 619–624, IEEE, 1995.
- [112] A. M. Trzynadlowski and E. Ritchie, "Comparative investigation of diagnostic media for induction motors: a case of rotor cage faults," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 1092–1099, 2000.
- [113] Z. Liu, X. Yin, Z. Zhang, D. Chen, and W. Chen, "Online rotor mixed fault diagnosis way based on spectrum analysis of instantaneous power in squirrel cage induction motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 19, no. 3, pp. 485–490, 2004.
- [114] G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, and H. Razik, "Fault detection of broken rotor bars in induction motor using a global fault index," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 1, pp. 79–88, 2006.
- [115] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, A. Minassians, and H. A. Toliyat, "A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 5, pp. 1000–1006, 1999.
- [116] D. Matic, F. Kulic, M. Pineda-Sánchez, and I. Kamenko, "Support vector machine classifier for diagnosis in electrical machines: Application to broken bar," *Expert Systems with Applications*, vol. 39, no. 10, pp. 8681 – 8689, 2012.

- [117] R. Romero-Troncoso, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, P. Gardel-Sotomayor, R. Osornio-Rios, and A. Garcia-Perez, "Early broken rotor bar detection techniques in vsd-fed induction motors at steady-state," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, pp. 105–113, 2013.
- [118] B. Akin, U. Orguner, H. A. Toliyat, and M. Rayner, "Low order pwm inverter harmonics contributions to the inverter-fed induction machine fault diagnosis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 2, pp. 610–619, 2008.
- [119] R. Puche-Panadero, M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, E. Hurtado-Perez, and J. Perez-Cruz, "Improved resolution of the mcsa method via hilbert transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 1, pp. 52–59, 2009.
- [120] M. Eltabach, A. Charara, and I. Zein, "A comparison of external and internal methods of signal spectral analysis for broken rotor bars detection in induction motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 107–121, 2004.
- [121] J.-H. Jung, J.-J. Lee, and B.-H. Kwon, "Online diagnosis of induction motors using mcsa," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 6, pp. 1842–1852, 2006.
- [122] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, and A. Rezzoug, "Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines Through Discrete Wavelet Transform," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 9, pp. 4385–4395, 2011.
- [123] B. Zhang, C. Sconyers, C. Byington, R. Patrick, M. Orchard, and G. Vachtsevanos, "A Probabilistic Fault Detection Approach: Application to Bearing Fault Detection," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 5, pp. 2011–2018, 2011.
- [124] B. Xu, L. Sun, L. Xu, and G. Xu, "Improvement of the Hilbert Method via ESPRIT for Detecting Rotor Fault in Induction Motors at Low Slip," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 225–233, 2013.
- [125] G. Bouleux, "Oblique projection pre-processing and TLS application for diagnosing rotor bar defects by improving power spectrum estimation," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 41, pp. 301–312, 2013.
- [126] B. Akin, S. Choi, U. Orguner, and H. A. Toliyat, "A Simple Real-Time Fault Signature Monitoring Tool for Motor-Drive-Embedded Fault Diagnosis Systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1990–2001, 2011.

- [127] N. Q. Hu, L. R. Xia, F. S. Gu, and G. J. Qin, "A novel transform demodulation algorithm for motor incipient fault detection," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 2, pp. 480–487, 2011.
- [128] B. Liang, S. Iwnicki, and Y. Zhao, "Application of power spectrum, cepstrum, higher order spectrum and neural network analyses for induction motor fault diagnosis," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 39, pp. 342–360, 2013.
- [129] E. H. E. Bouchikhi, V. Choqueuse, and M. E. H. Benbouzid, "Current Frequency Spectral Subtraction and Its Contribution to Induction Machines' Bearings Condition Monitoring," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 135–144, 2013.
- [130] D. Zhen, T. Wang, F. Gu, and a.D. Ball, "Fault diagnosis of motor drives using stator current signal analysis based on dynamic time warping," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 34, pp. 191–202, Jan. 2013.
- [131] H. Çalics and A. Çakir, "Experimental study for sensorless broken bar detection in induction motors," *Energy Conversion and Management*, vol. 49, no. 4, pp. 854–862, 2008.
- [132] M. F. Cabanas, F. Pedrayes, C. H. Rojas, M. G. Melero, J. G. Norriella, G. A. Orcajo, J. M. Cano, F. Nuno, and D. R. Fuentes, "A New Portable, Self-Powered, and Wireless Instrument for the Early Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 10, pp. 4917–4930, 2011.
- [133] G. Joksimović, J. Riger, T. Wolbank, N. Perić, and M. Vašak, "Stator current spectrum signature of a healthy cage rotor induction machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 278, p. 0046, 2013.
- [134] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "Discriminating the Simultaneous Occurrence of Three-Phase Induction Motor Rotor Faults and Mechanical Load Oscillations by the Instantaneous Active and Reactive Power Media Signature Analyses," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 3, pp. 1630–1639, 2012.
- [135] I. Culbert and W. Rhodes, "Using current signature analysis technology to reliably detect cage winding defects in squirrel cage induction motors," in *Petroleum and Chemical Industry Conference, 2005. Industry Applications Society 52nd Annual*, pp. 95–101, Sept 2005.
- [136] X. Gong and W. Qiao, "Bearing Fault Diagnosis for Direct-Drive Wind Turbines via Current-Demodulated Signals," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 8, pp. 3419–3428, 2013.

- [137] M. Aiello, A. Cataliotti, and S. Nuccio, "An induction motor speed measurement method based on current harmonic analysis with the chirp-z transform," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 5, pp. 1811–1819, 2005.
- [138] R. Puche-Panadero, V. Sarkimaki, and P. Rodriguez, "Detection of broken rotor bar fault in induction machine fed by frequency converter," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*, pp. 1027–1032, 2012.
- [139] O. Keysan and H. B. Ertan, "Real-Time Speed and Position Estimation Using Rotor Slot Harmonics," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 9, no. 2, pp. 899–908, 2013.
- [140] S. Kia, H. Henao, and G.-a. Capolino, "A High-Resolution Frequency Estimation Method for Three-Phase Induction Machine Fault Detection," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 2305–2314, Aug. 2007.
- [141] Y.-H. Kim, Y.-W. Youn, D.-H. Hwang, J.-H. Sun, and D.-S. Kang, "High-resolution parameter estimation method to identify broken rotor bar faults in induction motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, pp. 4103–4117, Sept 2013.
- [142] I. P. Georgakopoulos, E. D. Mitronikas, and A. N. Safacas, "Detection of Induction Motor Faults in Inverter Drives Using Inverter Input Current Analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 9, pp. 4365–4373, 2011.
- [143] S. Toscani, M. Faifer, M. Rossi, L. Cristaldi, and M. Lazzaroni, "Effects of the speed loop on the diagnosis of rotor faults in induction machines," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, pp. 2713–2722, Oct 2012.
- [144] B. Ebrahimi, J. Faiz, M. Javan Roshtkhari, and S. Khatami, "Advanced Eccentricity Fault Recognition in Permanent Magnet Synchronous Motors using Stator Current Signature Analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2013.
- [145] A. Soualhi, G. Clerc, and H. Razik, "Detection and Diagnosis of Faults in Induction Motor Using an Improved Artificial Ant Clustering Technique," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 9, pp. 4053–4062, 2013.
- [146] H. Henao, S. M. J. Rastegar Fatemi, G. A. Capolino, and S. Sieg-Zieba, "Wire Rope Fault Detection in a Hoisting Winch System by Motor Torque and Current Signature Analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 5, pp. 1727–1736, 2011.

- [147] K. Shahzad, P. Cheng, and B. Oelmann, "Architecture Exploration for a High-Performance and Low-Power Wireless Vibration Analyzer," *Sensors Journal, IEEE*, vol. 13, no. 2, pp. 670–682, 2013.
- [148] R. Sharifi and M. Ebrahimi, "Detection of stator winding faults in induction motors using three-phase current monitoring," *ISA Transactions*, vol. 50, no. 1, pp. 14–20, 2011.
- [149] I. Culbert and W. Rhodes, "Using current signature analysis technology to reliably detect cage winding defects in squirrel cage induction motors," in *Petroleum and Chemical Industry Conference, 2005. Industry Applications Society 52nd Annual*, pp. 95–101, IEEE, 2005.
- [150] Z. Peng, P. W. Tse, and F. Chu, "A comparison study of improved hilbert–huang transform and wavelet transform: application to fault diagnosis for rolling bearing," *Mechanical systems and signal processing*, vol. 19, no. 5, pp. 974–988, 2005.
- [151] M. Blodt, M. Chabert, J. Regnier, and J. Faucher, "Mechanical load fault detection in induction motors by stator current time-frequency analysis," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 6, pp. 1454–1463, 2006.
- [152] V. Cizek, "Discrete hilbert transform," *Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 4, pp. 340–343, 1970.
- [153] L. Marple Jr, "Computing the discrete-time analytic signal via fft," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 9, pp. 2600–2603, 1999.
- [154] S. MA Cruz, AJ Marques Cardoso, "Rotor cage fault diagnosis in three-phase induction motors by extended park's vector approach," *Electric Machines & Power Systems*, vol. 28, no. 4, pp. 289–299, 2000.
- [155] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, D. Hamad, and X. Pierre, "Fault detection and diagnosis in an induction machine drive: A pattern recognition approach based on concordia stator mean current vector," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, no. 3, pp. 512–519, 2005.
- [156] B. Mirafzal and N. A. Demerdash, "On innovative methods of induction motor interturn and broken-bar fault diagnostics," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 2, pp. 405–414, 2006.
- [157] S. M. A. Cruz and A. J. M. Cardoso, "Multiple reference frames theory: A new method for the diagnosis of stator faults in three-phase induction motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 611–619, Sept 2005.
- [158] D. M. Sonje, A. Chowdhury, and P. Kundu, "Fault diagnosis of induction motor using parks vector approach," in *Advances in Electrical Engineering (ICAEE), 2014 International Conference on*, pp. 1–4, Jan 2014.

- [159] A. M. Cardoso, A. Mendes, and S. Cruz, "The park's vector approach: New developments in on-line fault diagnosis of electrical machines, power electronics and adjustable speed drives," in *The 1999 IEEE International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives Record*, pp. 89–97, 1999.
- [160] A. Stefani, A. Bellini, and F. Filippetti, "Diagnosis of induction machines' rotor faults in time-varying conditions," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4548–4556, 2009.
- [161] W. T. Thomson and M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *Industry Applications Magazine, IEEE*, vol. 7, no. 4, pp. 26–34, 2001.
- [162] G. R. Bossio, C. H. De Angelo, J. M. Bossio, C. M. Pezzani, and G. O. García, "Separating broken rotor bars and load oscillations on im fault diagnosis through the instantaneous active and reactive currents," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4571–4580, 2009.
- [163] A. Bellini, F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, R. Passaglia, M. Saottini, G. Tontini, M. Giovannini, and A. Rossi, "On-field experience with online diagnosis of large induction motors cage failures using mcsa," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 4, pp. 1045–1053, 2002.
- [164] B. Trajin, J. Regnier, and J. Faucher, "Comparison between stator current and estimated mechanical speed for the detection of bearing wear in asynchronous drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4700–4709, 2009.
- [165] J. Faiz and M. Ojaghi, "Instantaneous-power harmonics as indexes for mixed eccentricity fault in mains-fed and open/closed-loop drive-connected squirrel-cage induction motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4718–4726, 2009.
- [166] M. Drif and A. J. M. Cardoso, "The use of the instantaneous-reactive-power signature analysis for rotor-cage-fault diagnostics in three-phase induction motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 11, pp. 4606–4614, 2009.
- [167] E. G. Strangas, S. Aviyente, and S. S. H. Zaidi, "Time–frequency analysis for efficient fault diagnosis and failure prognosis for interior permanent-magnet ac motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 4191–4199, 2008.
- [168] J. Rosero, J. Romeral, L. Romeral, and E. Rosero, "Short circuit fault detection in pmsm by means of empirical mode decomposition (emd) and wigner ville distribution (wvd)," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pp. 98–103, IEEE, 2008.

- [169] A. Lebaroud and G. Clerc, "Classification of induction machine faults by optimal time–frequency representations," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 4290–4298, 2008.
- [170] A. Widodo and B.-S. Yang, "Application of nonlinear feature extraction and support vector machines for fault diagnosis of induction motors," *Expert Systems with Applications*, vol. 33, no. 1, pp. 241–250, 2007.
- [171] T. Chang and C.-C. Kuo, "Texture analysis and classification with tree-structured wavelet transform," *Image Processing, IEEE Transactions on*, vol. 2, no. 4, pp. 429–441, 1993.
- [172] C. S. Burrus, R. A. Gopinath, H. Guo, J. E. Odegard, and I. W. Selesnick, *Introduction to wavelets and wavelet transforms: a primer*, vol. 23. Prentice hall Upper Saddle River, 1998.
- [173] J. Antonino-Daviu, P. Jover, M. Riera, A. Arkkio, and J. Roger-Folch, "Dwt analysis of numerical and experimental data for the diagnosis of dynamic eccentricities in induction motors," *Mechanical systems and signal processing*, vol. 21, no. 6, pp. 2575–2589, 2007.
- [174] J. Antonino-Daviu, P. Jover Rodriguez, M. Riera-Guasp, M. Pineda-Sanchez, and A. Arkkio, "Detection of combined faults in induction machines with stator parallel branches through the dwt of the startup current," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 23, no. 7, pp. 2336–2351, 2009.
- [175] J. Rosero, J. Romeral, J. Cusido, J. Ortega, and A. Garcia, "Fault detection of eccentricity and bearing damage in a pmsm by means of wavelet transforms decomposition of the stator current," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008. Twenty-Third Annual IEEE*, pp. 111–116, IEEE, 2008.
- [176] K. Yahia, A. Cardoso, A. Ghoggal, and S. Zouzou, "Induction motors airgap-eccentricity detection through the discrete wavelet transform of the apparent power signal under non-stationary operating conditions," *{ISA} Transactions*, vol. 53, no. 2, pp. 603 – 611, 2014.
- [177] J. Pons-Llinares, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, D. Morinigo-Sotelo, and O. Duque-Perez, "Eccentricity diagnosis in inverter - fed induction motors via the analytic wavelet transform of transient currents," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pp. 1–6, Sept 2010.
- [178] Z. Zhang, Z. Ren, and W. Huang, "A novel detection method of motor broken rotor bars based on wavelet ridge," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 3, pp. 417–423, 2003.

- [179] F. Hlawatsch and G. F. Boudreaux-Bartels, "Linear and quadratic time-frequency signal representations," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 21–67, 1992.
- [180] S. Rajagopalan, J. A. Restrepo, J. M. Aller, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Nonstationary motor fault detection using recent quadratic time-frequency representations," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 44, no. 3, pp. 735–744, 2008.
- [181] J. Restrepo, M. Gimenez, V. Guzman, J. Aller, and A. Bueno, "Kernel selection for sensorless speed measurement of ac machines (wigner vs page representation)," in *Industrial Electronics Society, 1998. IECON'98. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE*, vol. 2, pp. 991–996, IEEE, 1998.
- [182] M. Blodt, J. Regnier, and J. Faucher, "Distinguishing load torque oscillations and eccentricity faults in induction motors using stator current wigner distributions," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 6, pp. 1991–2000, 2009.
- [183] A. Lebaroud and G. Clerc, "Accurate diagnosis of induction machine faults using optimal time-frequency representations," *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 22, no. 4, pp. 815–822, 2009.
- [184] V. Climente-Alarcon, J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Pons-Llinares, J. Roger-Folch, P. Jover-Rodriguez, and A. Arkkio, "Transient tracking of low and high-order eccentricity-related components in induction motors via tfd tools," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 25, no. 2, pp. 667–679, 2011.
- [185] D. Gabor, "Theory of communication. part 1: The analysis of information," *Journal of the Institution of Electrical Engineers-Part III: Radio and Communication Engineering*, vol. 93, no. 26, pp. 429–441, 1946.
- [186] G. B. Folland and A. Sitaram, "The uncertainty principle: a mathematical survey," *Journal of Fourier Analysis and Applications*, vol. 3, no. 3, pp. 207–238, 1997.
- [187] D. Jones and T. Parks, "A high resolution data-adaptive time-frequency representation," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 38, pp. 2127–2135, Dec 1990.
- [188] P. Flandrin, "A time-frequency formulation of optimum detection," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 1377–1384, Sep 1988.
- [189] A. Janssen, "On the locus and spread of pseudo-density functions in the time-frequency plane," *Philips Journal of Research*, vol. 37, no. 3, p. 79, 1982.

- [190] Y. Chen, H. Zhenhua, and H. Deji, "Effects of gabor transform parameters on signal time-frequency resolution," *Applied Geophysics*, vol. 3, no. 3, pp. 169–173, 2006.
- [191] M. Li and R. Staunton, "Optimum gabor filter design and local binary patterns for texture segmentation," *Pattern Recognition Letters*, vol. 29, no. 5, pp. 664 – 672, 2008.
- [192] P. Wahlberg and M. Hansson, "Kernels and multiple windows for estimation of the wigner-ville spectrum of gaussian locally stationary processes," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 73–84, Jan 2007.
- [193] D. Jones and T. Parks, "A resolution comparison of several time-frequency representations," *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 40, pp. 413–420, Feb 1992.
- [194] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Pons-Llinares, V. Climente-Alarcon, and J. Perez-Cruz, "Diagnosis of induction machines under transient conditions through the instantaneous frequency of the fault components," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pp. 1–6, Sept 2010.
- [195] F. Vedreno-Santos, M. Riera-Guasp, H. Henao, M. Pineda-Sanchez, and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of rotor and stator asymmetries in wound rotor induction machines under non-stationary operation through the instantaneous frequency," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2013.
- [196] F. Vedreno-Santos, M. Riera-Guasp, H. Henao, M. Pineda-Sanchez, and J. Antonino-Daviu, "Diagnosis of eccentricity in induction machines working under fluctuating load conditions, through the instantaneous frequency," in *IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 5108–5113, 2012.
- [197] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Pons-Llinares, J. Roger-Folch, R. B. Perez, and C. Charlton-Perez, "Toward condition monitoring of damper windings in synchronous motors via emd analysis," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 2, pp. 432–439, 2012.
- [198] E. H. Bouchikhi, V. Choqueuse, M. Benbouzid, J. Charpentier, and G. Barakat, "A comparative study of time-frequency representations for fault detection in wind turbine," in *IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3584–3589, IEEE, 2011.
- [199] J. Urresty, J.-R. Riba Ruiz, and L. Romeral, "Diagnosis of interturn faults in pmsms operating under nonstationary conditions by applying order tracking filtering," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, no. 1, pp. 507–515, 2013.

- [200] M. Akar, "Detection of a static eccentricity fault in a closed loop driven induction motor by using the angular domain order tracking analysis method," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 34, no. 1, pp. 173–182, 2013.
- [201] Z. Fu, D. J. Brown, and B. P. Haynes, "A new method of non-stationary signal analysis for control motor bearing fault diagnosis," in *Intelligent Signal Processing, 2003 IEEE International Symposium on*, pp. 99–104, IEEE, 2003.
- [202] A. Ceban, R. Pusca, and R. Romary, "Study of Rotor Faults in Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 59, no. 5, pp. 2082–2093, 2012.
- [203] L. Hou and N. W. Bergmann, "Novel industrial wireless sensor networks for machine condition monitoring and fault diagnosis," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 10, pp. 2787–2798, 2012.
- [204] P. Vaclavek, P. Blaha, and I. Herman, "Ac drive observability analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 8, pp. 3047–3059, 2013.
- [205] N. M. A. Freire, J. O. Estima, and A. J. Cardoso, "A New Approach for Current Sensor Fault Diagnosis in PMSG Drives for Wind Energy Conversion Systems," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, p. 1, 2013.
- [206] T. M. Wolbank, P. Nussbaumer, H. Chen, and P. E. Macheiner, "Monitoring of Rotor-Bar Defects in Inverter-Fed Induction Machines at Zero Load and Speed," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 5, pp. 1468–1478, 2011.
- [207] M. Seera, C. P. Lim, D. Ishak, and H. Singh, "Fault Detection and Diagnosis of Induction Motors Using Motor Current Signature Analysis and a Hybrid FMM-CART Model," *Neural Networks and Learning Systems, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 1, pp. 97–108, 2012.
- [208] X. Huang, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Detection of rotor eccentricity faults in a closed-loop drive-connected induction motor using an artificial neural network," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 22, no. 4, pp. 1552–1559, 2007.
- [209] P. Gardel, D. Morinigo-Sotelo, O. Duque-Perez, M. Perez-Alonso, and L. Garcia-Escudero, "Neural network broken bar detection using time domain and current spectrum data," in *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, pp. 2492–2497, Sept 2012.
- [210] A. Sapena-Bano, M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, J. Perez-Cruz, M. Riera-Guasp, *et al.*, "Support vector machine for diagnosis of inductioi motors: A comparative analysis in terms of the quantity and the signal processing tool used to build the feature space," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, pp. 150–156, IEEE, 2013.

- [211] N. Sittisrijan and S. Ruangsinchaiwanich, "Analysis of stator current waveforms of induction motor with broken bar conditions," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2011 International Conference on*, pp. 1–6, Aug 2011.
- [212] H. Keskes, A. Braham, and Z. Lachiri, "Broken rotor bar diagnosis in induction machines through stationary wavelet packet transform and multiclass wavelet {SVM}," *Electric Power Systems Research*, vol. 97, no. 0, pp. 151 – 157, 2013.
- [213] N. Sittisrijan and S. Ruangsinchaiwanich, "Synthesis of stator current waveform of induction motor with broken bar conditions," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2013 International Conference on*, pp. 757–762, Oct 2013.
- [214] M. F. Cabanas, J. Ruiz Gonzalez, J. Sampayo, M. G. Melero, C. H. Rojas, F. Pedrayes, A. Arguelles, and J. Vina, "Analysis of the fatigue causes on the rotor bars of squirrel cage asynchronous motors: experimental analysis and modelling of medium voltage motors," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, 2003. SDEMPED 2003. 4th IEEE International Symposium on*, pp. 247–252, Aug 2003.
- [215] Y. Gritli, A. Di Tommaso, R. Miceli, C. Rossi, and F. Filippetti, "Quantitative rotor broken bar evaluation in double squirrel cage induction machines under dynamic operating conditions," in *Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2013 8th International Conference and Exhibition on*, pp. 1–6, March 2013.
- [216] Y. Gritli, A. Di Tommaso, R. Miceli, F. Filippetti, and C. Rossi, "Vibration signature analysis for rotor broken bar diagnosis in double cage induction motor drives," in *Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG), 2013 Fourth International Conference on*, pp. 1814–1820, May 2013.
- [217] Y. Gritli, A. Di Tommaso, F. Filippetti, R. Miceli, C. Rossi, and A. Chatti, "Investigation of motor current signature and vibration analysis for diagnosing rotor broken bars in double cage induction motors," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*, pp. 1360–1365, June 2012.
- [218] Y. Gritli, C. Rossi, L. Zarri, F. Filippetti, A. Chatti, D. Casadei, and A. Stefani, "Advanced diagnosis of broken bar fault in induction machines by using discrete wavelet transform under time-varying condition," in *Electric Machines Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International*, pp. 424–429, May 2011.
- [219] Y. Gritli, L. Zarri, C. Rossi, F. Filippetti, and D. Casadei, "Diagnosis of rotor broken bar in induction machines under time-varying condition," in *Control, Decision and Information Technologies (CoDIT), 2013 International Conference on*, pp. 893–898, May 2013.

- [220] R. Andriamalala, H. Razik, L. Baghli, and F.-M. Sargos, "Eccentricity fault diagnosis of a dual-stator winding induction machine drive considering the slotting effects," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 4238–4251, Dec 2008.
- [221] M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, M. Riera-Guasp, J. Perez-Cruz, J. Roger-Folch, J. Pons-Llinares, V. Climente-Alarcon, and J. Antonino-Daviu, "Application of the teager kaiser energy operator to the fault diagnosis of induction motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 1036–1044, Dec 2013.
- [222] J. Zarei, "Induction motors bearing fault detection using pattern recognition techniques," *Expert Systems with Applications*, vol. 39, no. 1, pp. 68 – 73, 2012.
- [223] R. B. Randall and J. Antoni, "Rolling element bearing diagnostics—a tutorial," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 25, no. 2, pp. 485 – 520, 2011.
- [224] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. Oxford Univ. Press, 1998.
- [225] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, pp. 1359–1394, Aug 2002.
- [226] M. N. Noaman, "Speed control for ifoc induction machine with robust sliding mode controller," *Asian Journal of Scientific Research*, vol. 1, no. 4, pp. 324–337, 2008.
- [227] W. Duesterhoeft, M. W. Schulz, and E. Clarke, "determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components," *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 70, no. 2, pp. 1248–1255, 1951.
- [228] R. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i," *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 48, pp. 716–727, July 1929.
- [229] G. Buja and M. Kazmierkowski, "Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 51, pp. 744–757, Aug 2004.
- [230] A. drives, *ABB drives. Technical guide book*. ABB, 2013.
- [231] A. Bellini, F. Filippetti, C. Tassoni, and G.-A. Capolino, "Advances in diagnostic techniques for induction machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 12, pp. 4109–4126, 2008.
- [232] A. K. Jardine, D. Lin, and D. Banjevic, "A review on machinery diagnostics and prognostics implementing condition-based maintenance," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, no. 7, pp. 1483 – 1510, 2006.

- [233] K. Martin, "A review by discussion of condition monitoring and fault diagnosis in machine tools," *International Journal of Machine Tools and Manufacture*, vol. 34, no. 4, pp. 527 – 551, 1994.
- [234] R. Isermann, *Fault-diagnosis systems*. Springer, 2006.
- [235] M. Sin, W. L. Soong, and N. Ertugrul, "Induction machine on-line condition monitoring and fault diagnosis-a survey," in *Australasian Universities Power Engineering Conference, Christchurch, New Zeland*, vol. 28, 2003.
- [236] M. R. Guasp, *Estudio de la influencia de los armónicos de devanado en el funcionamiento de las máquinas asíncronas utilizando la teoría de los fasores espaciales*. PhD thesis, Escuela Técnica Superior Ingenieros Industriales (Universitat Politècnica de València), Febrero 1987.
- [237] F. J. V. Santos, *Diagnosis of electric induction machines in non-stationary regime working in randomly changing conditions*. PhD thesis, Escuela Técnica Superior Ingenieros Industriales (Universitat Politècnica de València), Noviembre 2013.
- [238] R. P. Panadero, *Nuevos métodos de diagnosis de excentricidad y otras asimetrías rotóricas en máquinas eléctricas de inducción a través del análisis de la corriente estatística*. PhD thesis, Escuela Técnica Superior Ingenieros Industriales (Universitat Politècnica de València), 2008.
- [239] V. C. Alarcón, *Aportación al mantenimiento predictivo de motores de inducción mediante momodern técnicas de análisis de la señal*. PhD thesis, Escuela Técnica Superior Ingenieros Industriales (Universitat Politècnica de València), 2012.
- [240] J. Rangel-Magdaleno, R. Romero-Troncoso, R. Osornio-Rios, E. Cabal-Yepez, and L. Contreras-Medina, "Novel methodology for online half-broken-bar detection on induction motors," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1690–1698, May 2009.
- [241] J.-H. Jung, L. Jong-Jae, and B.-H. Kwon, "Online diagnosis of induction motors using mcsa," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 1842–1852, Dec 2006.
- [242] S. Nandi and H. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines-a review," in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE*, vol. 1, pp. 197–204 vol.1, 1999.
- [243] S. Nandi and H. Toliyat, "Fault diagnosis of electrical machines-a review," in *Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99*, pp. 219–221, May 1999.

- [244] R. N. Bracewell and R. Bracewell, *The Fourier transform and its applications*, vol. 31999. McGraw-Hill New York, 1986.
- [245] M. Riera-Guasp, M. Cabanas, J. Antonino-Daviu, M. Pineda-Sanchez, and C. Garcia, "Influence of nonconsecutive bar breakages in motor current signature analysis for the diagnosis of rotor faults in induction motors," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 80–89, March 2010.
- [246] J. Silva and A. J. M. Cardoso, "Bearing failures diagnosis in three-phase induction motors by extended park's vector approach," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, pp. 6 pp.–, Nov 2005.
- [247] J. Estima, N. Freire, and A. Cardoso, "Recent advances in fault diagnosis by park's vector approach," in *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*, pp. 279–288, March 2013.
- [248] S. H. Nawab and T. F. Quatieri, "Short-time fourier transform," *Advanced topics in signal processing*, vol. 6, no. 2, pp. 289–337, 1988.
- [249] D. Griffin and J. Lim, "Signal estimation from modified short-time fourier transform," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 32, pp. 236–243, Apr 1984.
- [250] S. Kia, H. Henao, and G.-A. Capolino, "Analytical and experimental study of gearbox mechanical effect on the induction machine stator current signature," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1405–1415, July 2009.
- [251] S. M. A. Cruz, H. Toliyat, and A. J. M. Cardoso, "Dsp implementation of the multiple reference frames theory for the diagnosis of stator faults in a dtc induction motor drive," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 329–335, June 2005.
- [252] G. Betta, C. Liguori, A. Paolillo, and A. Pietrosanto, "A dsp-based fft-analyzer for the fault diagnosis of rotating machine based on vibration analysis," in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2001. IMTC 2001. Proceedings of the 18th IEEE*, vol. 1, pp. 572–577 vol.1, May 2001.
- [253] M. Pineda-Sanchez, J. Perez-Cruz, J. Roger-Folch, M. Riera-Guasp, A. Sapena-Bano, and R. Puche-Panadero, "Diagnosis of induction motor faults using a dsp and advanced demodulation techniques," in *Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), 2013 9th IEEE International Symposium on*, pp. 69–76, Aug 2013.