

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA
PROGRAMA DE DOCTORADO: TECNOLOGÍA ENERGÉTICA



**UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA**

**Técnicas optimizadas de análisis de señal en
dominio tiempo-frecuencia para el diagnóstico de
máquinas de inducción en régimen transitorio**

TESIS DOCTORAL

José Miguel Cortés López

Directores:

Dr. Manuel Pineda Sánchez

Dr. Ángel Sapena Bañó

Valencia, enero 2016

Resumen

La omnipresencia de la energía eléctrica en la sociedad actual por su versátil conversión desde (energía primaria) y en (energía final) casi cualquier otra forma energética, su elevado rendimiento en el transporte allá donde se necesite y en la cantidad precisada (fraccionamiento prácticamente ilimitado), ha hecho de esta energía intermedia, del sector eléctrico, el centro de la política energética, reflejo, en definitiva, de su carácter esencial para el funcionamiento de todos los sectores productivos. Y ya dentro de éstos, para realizar la conversión electromecánica, el motor eléctrico de inducción, por su sencillez, robustez, variedad de aplicaciones, etc. es por antonomasia la máquina eléctrica más difundida en cualquier ámbito industrial, constituyendo, junto a otros componentes, un elemento clave de los sistemas en los que se integra.

Esta supremacía del motor de inducción, naturalmente, ha hecho que desde diferentes enfoques y ámbitos (académicos, industriales, etc.) se haya profundizado, desde hace décadas, y se siga hoy, en la mejora del conocimiento científico y tecnológico para diagnosticar con técnicas cada vez más refinadas eventuales fallos en estas máquinas eléctricas, con el fin de evitar interrupciones imprevistas o no programadas en los procesos productivos en las que estas máquinas están presentes y a los que se asocian pérdidas económicas, de competitividad en definitiva, de las empresas que las emplean, que justifican sobradamente se sigan destinando esfuerzos en conocer cada vez mejor su funcionamiento, especialmente de las variables físicas que permiten de forma predictiva anticiparse la materialización de un fallo. Naturalmente, esta detección debe hacerse con los métodos menos invasivos para el funcionamiento normal del motor y tratando de minimizar el coste computacional, buscando la implantación de soluciones en entornos reales de trabajo, esto es, trasladando el análisis del laboratorio (tipo off-line) a la industria (on-line).

En este sentido, las técnicas de diagnóstico clásicamente más utilizadas se han basado en el análisis en régimen permanente de la corriente estatórica a través de la transformada rápida de Fourier (FFT), al cumplir el doble criterio de no invasión y excelente tiempo de computación. Posteriormente, desde finales del siglo XX, los esfuerzos investigadores se han dirigido en tratar de identificar los fallos incipientes en régimen transitorio (basadas en análisis tiempo-frecuencia) donde existe mucha más

información en la señal y en coherencia con la propia exigencia de la máquina. Por contra, este enfoque requiere mayores necesidades computacionales, que sin embargo es imprescindible reducir para dar soluciones industriales reales, y más si se quiere aprovechar la presencia hoy ya masiva y cotidiana de los equipos electrónicos (digital signal processor (DSP), field programmable gate arrays (FPGAs), Microprocesadores, etc.) que permiten, de forma específica, profundizar en el desarrollo de técnicas de diagnóstico, aprovechando sus ventajas (frecuencia de muestreo, poder de cálculo, etc.) y teniendo en cuenta su escasa capacidad de memoria. Tratar de cohonestar esta limitación con los mayores requerimientos de memoria para realizar cálculos cada vez más complejos ha sido, y lo sigue siendo en la actualidad, otras de las líneas principales de investigación, en la que este trabajo ha tratado de profundizar.

Con esta finalidad, y tras hacer una revisión del estado del arte, presentar el equipamiento de laboratorio, los tipos de ensayos y señales que se han empleado para validar experimentalmente las técnicas de diagnosis propuestas en este trabajo, así como justificar los inconvenientes o limitaciones de la transformada short time Fourier (STFT) con las ventanas clásicas para el análisis de señales en régimen transitorio con fines de diagnóstico en máquinas eléctricas rotativas en campo, se propone la selección de la función prolate esferoidal, valorando el efecto de los parámetros que la definen, como ventana óptima para el análisis tiempo-frecuencia de la corriente estatórica empleando dicha transformada, así mismo se formula una propuesta para reducir el tiempo de cómputo y la capacidad de memoria de cálculo de este análisis de esta señal moviendo la ventana en el dominio de la frecuencia en lugar del temporal. De esta forma se contribuye a la reducción en cuanto a tiempos de procesado y a los requisitos de memoria necesarios sin perder calidad en lo que a la información referente al fallo se trata, ambos factores esenciales para alcanzar la meta de que las soluciones permitan su implementación en entornos industriales reales, con limitaciones de memoria o comunicación si se trata de sistemas aislados o remotos.

Resum

L'omnipresència de l'energia elèctrica en la societat actual pel seu versàtil conversió des de (energia primària) i en (energia final) qualsevol altra forma energètica, el seu elevat rendiment en el transport allà on es necessita i en la quantitat precisada (fraccionament pràcticament il·limitat), ha fet d'esta energia intermèdia, del sector elèctric, el centre de la política energètica, reflectisc, en definitiva, del seu caràcter essencial per al funcionament de tots els sectors productius. I ja dins d'estos, per a realitzar la conversió electromecànica, el motor elèctric d'inducció, per la seua senzillesa, robustesa, varietat d'aplicacions, etc. es per antonomàsia la màquina elèctrica més difosa en qualsevol àmbit industrial, constituint, junt amb altres components, un element clau dels sistemes en què s'integra.

Esta supremacia del motor d'inducció, naturalment, ha fet que des de diferents enfocaments i àmbits (acadèmics, industrials, etc.) s'haja aprofundit, des de fa dècades, i se seguisca hui, en la millora del coneixement científic i tecnològic per a diagnosticar amb tècniques cada vegada més refinades eventuals fallades en estes Màquines elèctriques, a fi d'evitar interrupcions imprevistes o no programades en els processos productius en què estes màquines estan presents i als que s'associen pèrdues econòmiques, de competitivitat en definitiva, de les empreses que les empren, que justifiquen àmpliament es continuen destinant esforços a conèixer cada vegada millor el seu funcionament, especialment de les variables físiques que permeten de forma predictiva anticipar-se la materialització d'una fallada. Naturalment, esta detecció ha de fer-se amb els mètodes menys invasius per al funcionament normal del motor i tractant de minimitzar el cost computacional, buscant la implantació de solucions en entorns reals de treball, açò és, traslladant l'anàlisi del laboratori (tipus off-line) a la indústria (online).

En este sentit, les tècniques de diagnòstic clàssicament més utilitzades s'han basat en l'anàlisi en règim permanent del corrent estatòrica a través de la transformada ràpida de Fourier (FFT), al complir el doble criteri de no invasió i excel·lent temps de computació. Posteriorment, des de finals del segle XX, els esforços investigadors s'han dirigit a tractar d'identificar les fallades incipients en règim transitori (basades en anàlisi temps-freqüència) on hi ha molta més informació en el senyal i en coherència amb la pròpia exigència de la màquina. Per contra, este enfocament requereix

majors necessitats computacionals, que no obstant això és imprescindible reduir per a donar solucions industrials reals, i més si es vol aprofitar la presència hui ja massiva i quotidiana dels equips electrònics (digital signal processor (DSP), field programmable gate array, Microprocessadors, etc.) que permeten, de forma específica, aprofundir en el desenrotllament de tècniques de diagnòstic, aprofitant els seus avantatges (freqüència de mostreig, poder de càlcul, etc.) i tenint en compte la seua escassa capacitat de memòria. Tractar de coonestar esta limitació amb els majors requeriments de memòria per a realitzar càlculs cada vegada més complexos ha sigut, i ho continua sent en l'actualitat, altres de les línies principals d'investigació, en la que este treball hi ha tractat d'aprofundir.

Amb esta finalitat, i després de fer una revisió de l'estat de l'art, presentar l'equipament de laboratori, els tipus d'assajos i senyals que s'han empleat per a validar experimentalment les tècniques de diagnosi proposades en este treball, així com justificar els inconvenients o limitacions de la transformada short time Fourier transform (STFT) amb les finestres clàssiques per a l'anàlisi de senyals en règim transitori amb fins de diagnòstic en Màquines elèctriques rotatives en camp, es proposa la selecció de la funció probatega esferoïdal, valorant l'efecte dels paràmetres que la definixen, com a finestra òptima per a l'anàlisi temps-freqüència del corrent estatòrica emprant dita transformada, així mateix es formula una proposta per a reduir el temps de còmput i la capacitat de memòria de càlcul d'esta anàlisi d'este senyal movent la finestra en el domini de la freqüència en lloc del temporal. D'esta manera es contribuïx a la reducció quant a temps de processat i als requisits de memòria necessaris sense perdre qualitat en el que a la informació referent a la fallada es tracta, ambdós factors essencials per a aconseguir la meta que les solucions permeten la seua implementació en entorns industrials reals, amb limitacions de memòria o comunicació si es tracta de sistemes aïllats o remots.

Summary

The omnipresence of the electric power in today's society for its versatile conversion from (primary energy) and in (final energy) almost any other energetic form, its high capacity in the transport there where he should need and in the quantity needed (practically unlimited division), it has done of this intermediate energy, of the electrical sector, the center of the energy policy, reflection, definitively, of its essential character for the functioning of all the productive sectors. And already inside these, to realize the electromechanical conversion, the electrical engine of induction, for his simplicity, hardiness, variety of applications, and so on It is par excellence the electrical machine the most spread in any industrial area, constituting, close to other components,

Supremacy of the engine of induction, naturally, has done that from different approaches and areas (academicians, manufacturers, etc.) it has been deepened, for decades, and follow today, in the improvement of the scientific and technological knowledge to diagnose with technologies increasingly refined eventual failures in these electrical machines, in order to avoid interruptions unforeseen or not programmed in the productive processes in which these machines are present and with which economic losses are associated, of competitiveness definitively, of the companies that use them, that justify too continue destining efforts in knowing every time better his functioning, specially of the physical variables that allow of predictive form to anticipate the materialization of a failure. Naturally, this detection must be done by the least invasive methods for the normal functioning of the engine and trying to minimize the computational cost, looking for the implantation of solutions in royal environments of work, this is, moving the analysis of the laboratory (type off-line) to the (on-line) industry.

In this respect, diagnostic techniques more typically used have been based on the analysis on permanent regime of the stator current through the fast Fourier transform (FFT), when the double criterion fulfilled of not invasion and excellent time of computation. Subsequently, since the late twentieth century, the investigative efforts have focused on trying to identify incipient failures transient (based on analysis time - frequency) where there exists more information great in the sign and in coherence with the own exigency of the machine. By contrast, this approach requires higher computing needs, which nevertheless it is indispensable to reduce to give industrial royal

solutions, and if you will take advantage of today already massive and daily presence of electronic equipment (digital signal processor (DSP), field programmable gate arrays (FPGA), microprocessors, and so on) that allow, specifically, further development of diagnostic techniques, using their advantages (sampling rate, power of calculation, and so on) and taking into account its limited memory capacity. Trying to explain away this limitation with higher memory requirements to perform increasingly complex calculations has been, and remains today, other major lines of research in this paper has attempted to deepen.

With this aim, first a review of the state of the art is presented. Secondly, a description of the laboratory equipment used to perform trials as well as the signals used to experimentally validate the diagnostic techniques proposed in this dissertation is shown. Next, drawbacks and limitations regarding the use of classical windows based on short-time Fourier transform (STFT) in dealing with analyzing transient signals for on-line diagnostic of rotating electrical machines are reported. To overcome these limitations the prolate spheroidal function is proposed as the optimal window for analyzing in the time-frequency domain of the stator current signal. In addition, a proposal to reduce computational burden and timing is given. This proposal is based on shifting the window in the frequency to time domain. This contributes to reduce both processing time and memory requirements without losing the quality of the information characterizing the failure. This makes easier the implementation of our proposal in real industrial environments where memory limitations or communication restrictions (especially in remote or isolated systems) may be present.

Índice general

Resumen de la tesis	III
Índice general	IX
Índice de figuras	XI
Índice de tablas	XIII
1 Introducción	1
1.1 Motivación	1
1.2 Objetivos	4
1.3 Estructura de la tesis	4
2 Estado del Arte	7
2.1 Fallos en las máquinas eléctricas rotativas de inducción	8
2.1.1 Fallos eléctricos en el estator	10
2.1.2 Fallo eléctricos en el rotor	11
2.1.3 Fallos mecánicos en el eje rotórico	13
2.1.3.1 Excentricidad	13
2.1.3.2 Cojinetes y rodamientos	15
2.1.3.3 Engranajes	17
2.1.3.4 Desequilibrios en la carga	17
2.1.3.5 Desalineación	17
2.1.4 Otros tipos de fallos	18

2.2	Magnitudes utilizadas en la detección de fallos en las máquinas eléctricas rotativas de inducción	19
2.2.1	Vibraciones	19
2.2.2	Impedancias	19
2.2.3	Flujo axial.	20
2.2.4	Par.	21
2.2.4.1	Par mecánico	21
2.2.4.2	Par electromagnético.	21
2.2.5	Potencia instantánea	22
2.2.6	Tensiones residuales a la desconexión.	23
2.2.7	La corriente estática	23
2.3	Técnicas de diagnóstico.	25
2.3.1	Régimen estacionario	25
2.3.1.1	Transformada de Fourier.	25
2.3.1.2	Análisis del módulo de la señal analítica	28
2.3.1.3	Vector extendido de Park	30
2.3.2	Régimen transitorio	32
2.3.2.1	Transformada short time Fourier transform (STFT).	33
2.3.2.2	Transformadas wavelet	34
2.3.2.2.1	Transformada discreta de Wavelet (DWT)	34
2.3.2.2.2	Transformada continua de Wavelet (CWT)	39
2.3.2.2.3	Transformada continua compleja de Wavelet (CCWT)	40
2.3.2.3	Transformada de Wigner-Ville	42
2.3.2.4	Transformada Gabor	43
2.3.2.5	Transformada Hilbert-Huang	46
2.3.2.6	Frecuencia Instantánea.	47
2.3.2.7	Otras técnicas utilizadas.	48
2.4	Conclusiones.	49
3	Ensayos	51
3.1	Señal sintética.	51
3.2	Máquina de inducción de elevada potencia	53

3.3 Ensayos realizados en el laboratorio	56
3.3.1 Elementos que componen el banco de ensayos	57
3.3.1.1 Máquinas de inducción.	59
3.3.1.2 Convertidores de frecuencia	60
3.3.1.3 Auto-transformador	61
3.3.1.4 Máquina síncrona de imanes permanentes	62
3.3.1.5 Servodriver ABB ACSM1	63
3.3.1.6 Autómata programable	64
3.3.1.7 Ordenador	66
3.3.1.8 Osciloscopio digital	67
3.3.1.9 Pinza amperimétrica	70
3.3.2 Ensayos realizados	71
3.3.2.1 Ensayos con conexión a través del convertidor de frecuencia.	72
3.3.2.2 Ensayos con conexión a través del auto-transformador.	73
4 La transformada short time Fourier (STFT) para el diagnóstico de máquinas eléctricas.	75
4.1 Introducción	75
4.2 Definición	79
4.3 Limitaciones	81
4.3.1 Selección del tipo y parámetros de la ventana.	81
4.3.2 Procesado de la señal	89
5 Propuesta de selección de la ventana óptima, la función prolate esférica, y de sus parámetros para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la corriente a través de la STFT	93
5.1 Introducción	93
5.2 Introducción teórica a las funciones prolate esféricas	95
5.2.1 Energía de las PSWFs en un intervalo de tiempo.	96
5.2.2 Energía de las PSWFs en un intervalo de frecuencia (ancho de banda)	97
5.2.3 Energía de la PSWF en dominio tiempo frecuencia.	98
5.2.4 La función prolate esférica (PSWF) y el principio de incertidumbre.	98
5.3 Comparativa entre la ventana PSWF y la ventana gaussiana	103
5.3.1 La secuencia prolate esférica discreta (DPSS) de orden cero	104
5.4 Selección de los parámetros de la ventana	106

5.5 Validación	108
5.5.1 Caso teórico: señal sintética del LSH debido a asimetría rotórica	108
5.5.2 Caso práctico industrial: arranque máquina industrial de elevada potencia	114
5.5.3 Caso práctico laboratorio: ensayos de laboratorio	117
5.5.3.1 Ensayo 1	118
5.5.3.2 Ensayo 2	121
5.5.3.3 Ensayo 3	123
5.5.3.4 Ensayo 4	125
5.5.3.5 Ensayo 5	128
5.6 Conclusiones.	131
6 Propuesta para reducir los recursos necesarios para el cálculo de la distribución tiempo-frecuencia de la corriente utilizada en el diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas	133
6.1 Introducción	133
6.2 La transformada short time Fourier transform (STFT)	134
6.3 La transformada short frequency time transform (SFTT)	135
6.4 Método propuesto: Diagnósis de fallos en máquinas eléctricas rotativas utilizando la SFTT	136
6.5 Validación experimental.	141
6.5.1 Caso teórico: señal sintética del LSH debido a asimetría rotórica	141
6.5.2 Caso práctico industrial: arranque máquina eléctrica rotativa de elevada potencia	144
6.5.3 Caso práctico laboratorio: ensayos realizados en el laboratorio	146
6.5.3.1 Ensayo 1	146
6.5.3.2 Ensayo 2	149
6.5.3.3 Ensayo 3	151
6.5.3.4 Ensayo 4	153
6.5.3.5 Ensayo 5	155
6.6 Conclusiones.	157
7 Aportaciones y conclusiones	159
8 Futuras líneas de investigación	163
Bibliografía	165

Índice de figuras

2.1.	Clasificación de fallos en función del componente de la máquina donde acontece y frecuencia de aparición según los estudios realizados por a) EPRI [34] y b) IEEE IAS [35].	8
2.2.	Despiece de un motor de inducción con rotor jaula de ardilla. Fte. Cuaderno técnico de Schneider Electric.	9
2.3.	Despiece de un motor de inducción con rotor bobinado. Fte. Cuaderno técnico de Schneider Electric.	9
2.4.	Categorías en las que se pueden clasificar los distintos tipos de fallos en la máquina eléctrica rotativa de inducción según [33].	10
2.5.	Tipos de excentricidades.	13
2.6.	Componentes de un rodamiento.	15
2.7.	Tipos de desequilibrio que pueden aparecer en el eje de la máquina eléctrica rotativa.	18
2.8.	Fuerza resultante cuando la máquina y su carga no se encuentran perfectamente acopladas. Fte. Cabanas et al. [1].	18
2.9.	Efecto aliasing de una onda debido a la inapropiada frecuencia de muestreo.	28
2.10.	Izquierda: Espectro de la corriente estatórica en 5 ensayos experimentales distintos. Derecha: Espectro de la componente alterna del módulo de la señal analítica de la corriente estatórica en 5 ensayos experimentales distintos.a) Máquina sana descargada y máquina con asimetría rotórica con cuatro condiciones distintas de carga b) descargada, c) baja carga, d) media carga y e) carga nominal. Fte. Puche et al. [3].	30

2.11.	Vector de Park en el caso de una máquina sana ideal. Fte. Cruz et al. [124].	31
2.12.	(a) Vector de Park en el caso de una máquina con asimetría estática. (b) Representación del módulo del vector de Park a lo largo del tiempo. Fte. Cruz et al. [124].	32
2.13.	Amplitud del armónico lateral izquierdo debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina de inducción (imagen superior). Velocidad de la máquina (centro) y deslizamiento de la máquina durante el arranque (inferior). La línea vertical se corresponde con el instante en el cual se alcanza el deslizamiento $s = 0,5$. Fte. Riera et al. [131].	33
2.14.	Coefficientes de la transformada de wavelet discreta (DWT) calculados con el algoritmo de codificación por sub-bandas para un número de niveles $k = 2$. Fte. Pineda et al. [13].	35
2.15.	Proceso de filtrado realizado por la DWT Fte. Riera et al. [5].	35
2.16.	Descomposición DWT del armónico lateral izquierdo (LSH) debido a asimetría rotórica. El patrón muestra una evolución clara en la que la señal aumenta en aquellos intervalos temporales en los que la frecuencia del LSH está comprendida en las distintas bandas. Fte. Pineda et al. [13]	37
2.17.	Matriz tiempo-frecuencia-amplitud del LSH generada al almacenar en cada fila de la misma una banda de frecuencias obtenida de la descomposición DWT. Fte. Pineda et al. [13].	37
2.18.	Imagen 2D en la que se representa la evolución tiempo-frecuencia del LSH con la información referente a la amplitud dispuesta mediante un código de colores. Fte. Pineda et al. [13].	38
2.19.	CWT del LSH utilizando 64 niveles de escalado. Superior: Señal analizada. Central: valor absoluto de los coeficientes de la CWT con el patrón del LSH superpuesto (línea discontinua blanca). Inferior: Re-composición de la señal obtenida utilizando un valor de escala $a = 32$. Fte. Pineda et al. [13].	40
2.20.	CCWT del LSH utilizando 64 valores de escalado. Superior: Señal analizada. Central: modulo de los coeficientes de la CCWT con el patrón del LSH superpuesto (línea discontinua blanca). Inferior: transformación simple del modulo obtenido para una escala de valor $a = 32$. Fte. Pineda et al. [13].	41
2.21.	Imagen 3D representando la evolución tiempo-frecuencia del LSH obtenida mediante el módulo de la CCWT. Fte. Pineda et al. [13].	42

2.22.	Funciones elementales $g_{m,n}(t)$ obtenidas mediante la traslación de la función g a lo largo de la cuadrícula $\Delta = T' \times \Omega'$ en el plano tiempo-frecuencia. Fte. Riera et al. [12].	44
2.23.	Energía de la ventana Gaussiana utilizada en [12] para la detección del LSH debido a asimetría rotórica en 2D (superior) y en 3D (inferior). Fte. Riera et al. [12].	45
2.24.	Patrón tiempo-frecuencia-amplitud del LSH obtenido aplicando la transformada de Gabor. Fte. Riera et al. [12].	45
2.25.	Trayectorias teóricas si existiese asimetría rotórica en la máquina, y curvas obtenidas tras realizar el test con (a) una máquina en estado sano y (b) una máquina con asimetría rotórica. Fte. Vedreño et al. [18].	48
3.1.	Amplitud del armónico lateral izquierdo debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina de inducción (imagen superior). Velocidad de la máquina (centro) y deslizamiento de la máquina durante el arranque (inferior). La línea vertical se corresponde con el instante en el cual se alcanza el deslizamiento $s = 0,5$. Fte. Riera et al. [131].	52
3.2.	Evolución de la frecuencia del LSH en función del deslizamiento.	53
3.3.	Visión general del entorno industrial y ubicación de la máquina de inducción estudiada.	54
3.4.	Rotor de la máquina de inducción de elevada potencia estudiada (superior) y detalle de la rotura total y rotura parcial de sendas barras de la máquina (inferior).	55
3.5.	Corriente durante el transitorio de arranque de la máquina de inducción de elevada potencia.	56
3.6.	Imagen general del banco de pruebas utilizado para generar la base de datos de señales que se utilizan en la validación experimental de las técnicas de diagnóstico propuestas en la tesis doctoral.	57
3.7.	I. Avería en rodamiento por perforación del anillo exterior. II. a) cojinete original. Anillo excéntrico externo b) e interno c). Nuevo rodamiento d) y sistema montado en el eje del rotor e). III.- Rotor con barra rota.	58
3.8.	Máquina de inducción utilizada para realizar los ensayos en el laboratorio.	59

3.9.	Convertidores de frecuencia Siemens M440 izquierda y ABB ACS800 – 01 – 0005 – 3 + E200 + L503 derecha utilizados en el banco de ensayos para controlar las máquinas de inducción ensayadas.	61
3.10.	Autotransformador utilizado en los ensayos de las máquinas eléctricas de inducción.	62
3.11.	Máquina síncrona de imanes permanentes utilizada en el banco de ensayos.	63
3.12.	Izquierda: servodriver utilizado para el control de la máquina síncrona de imanes permanentes. Derecha: módulo FEN 21 que permite obtener una señal tipo encoder a partir de la señal resolver para la medición de la velocidad de la máquina ensayada.	64
3.13.	Autómata programable (PM583ETH de ABB) utilizado para la automatización del banco de ensayos.	65
3.14.	Ordenador utilizado en la automatización del banco de ensayos en la que se puede ver una ventana de la aplicación scada diseñada.	67
3.15.	Osciloscopio digital utilizado para capturar las señales de cada ensayo.	67
3.16.	Tarjetas instaladas en el osciloscopio digital utilizado.	68
3.17.	Pinzas amperimétricas utilizadas para la medida de corrientes.	70
3.18.	Ensayos realizados para cada máquina en función del tipo de equipo a través del cual se conecta y el tipo de control o nivel de tensión utilizado.	71
4.1.	Señal en la que la frecuencia varía cada dos segundos en (superior) el dominio del tiempo y (inferior) análisis de Fourier de la misma.	76
4.2.	Señal correspondiente al LSH presentado en el apartado 3.1 debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina de inducción (superior) en el dominio del tiempo y (inferior) en el dominio de la frecuencia.	77
4.3.	Proceso de división de la señal en intervalos más pequeños para obtener la distribución tiempo-frecuencia.	78
4.4.	Distribución tiempo-frecuencia de la señal.	78

4.5.	Proceso utilizado para obtener la distribución tiempo frecuencia de una señal no estacionaria mediante el uso de la transformada short time Fourier (STFT). Como se puede ver en la parte izquierda, a la señal(superior) se la multiplica por una ventana (inferior) que se va desplazando a lo largo de lo que dura la señal. En cada paso se computa el espectro de la misma (centro). Y el resultado de todos estos pasos es la distribución tiempo-frecuencia que se se muestra en la parte derecha.	80
4.6.	Distribuciones tiempo-frecuencia de una señal compuesta por una frecuencia constante más un impulso, $s(t) = e^{j10t} + \delta(t - 10)$. En (a) se emplea una ventana de corta duración, localizando de manera precisa el instante en qué se produce el impulso. No obstante, es imprecisa a la hora de determinar el valor de la frecuencia del mismo dando lugar a una amplia banda en el eje frecuencial. En (b) se usa una ventana de larga duración obteniéndose el resultado opuesto. Finalmente, en (c) se ha utilizado una solución de compromiso que permite localizar de manera precisa tanto el instante de tiempo en el que aparece el impulso así como el valor de su frecuencia. Fte. Cohen [122].	82
4.7.	Ventanas gaussianas que se van a utilizar para el análisis de la señal del LSH. En (a) se puede ver la ventana 1, ($\alpha = 1$) y su espectro en (d). Esta es una ventana de larga duración y estrecho ancho de banda. Por el contrario en (b) se puede ver la ventana 2, ($\alpha = 5000$) y su espectro en (e) donde se tiene una situación totalmente opuesta, es decir, es una ventana de muy corta duración pero, por contra tiene un ancho de banda bastante amplio. Finalmente, en (c) se puede ver la ventana 3, ($\alpha = 125$) y su espectro en (f), que es una solución de compromiso.	84
4.8.	Ventanas triangulares que se van a utilizar para el análisis de la señal del LSH. En (a) se puede ver la ventana 4, ($N = 10000$) y su espectro en (d). Esta es una ventana de larga duración y estrecho ancho de banda. Por el contrario en (b) se puede ver la ventana 5, ($N = 100$) y su espectro en (e) donde se tiene una situación totalmente opuesta, es decir, es una ventana de muy corta duración pero, por contra tiene un ancho de banda bastante amplio. Finalmente, en (c) se puede ver la ventana 6, ($N = 1000$) y su espectro en (f), que es una solución de compromiso.	85

4.9.	Distribución tiempo frecuencia y amplitud de la señal del LSH obtenida si se utiliza las distintas ventanas propuestas. En (a) se observa que sucede si se utiliza la ventana 1 que es de tipo gaussiana y de larga duración mientras que en (c) se muestran los resultados de utilizar la ventana 4 que es también de larga duración pero de forma triangular. Análogamente, se presentan los resultados al utilizar ventanas de corta duración de tipo gaussiana (ventana2) en (b) y de tipo triangular (ventana 5) en (d). Finalmente se presentan los resultados al adoptar una solución de compromiso tanto si se utiliza una ventana de tipo gaussiana (ventana 3) en (c) y de tipo triangular (ventana 6) en (f).	86
4.10.	Distribución tiempo frecuencia y amplitud en tres dimensiones de la señal del LSH obtenida si se utiliza las distintas ventanas propuestas. En (a) se observa que sucede si se utiliza la ventana 1 que es de tipo gaussiana y de larga duración mientras que en (c) se muestran los resultados de utilizar la ventana 4 que es también de larga duración pero de forma triangular. Análogamente, se presentan los resultados al utilizar ventanas de corta duración de tipo gaussiana (ventana2) en (b) y de tipo triangular (ventana 5) en (d). Finalmente se presentan los resultados al adoptar una solución de compromiso tanto si se utiliza una ventana de tipo gaussiana (ventana 3) en (c) y de tipo triangular (ventana 6) en (f).	87
4.11.	Matriz que contiene la información correspondiente a la distribución tiempo frecuencia computada con la STFT.	89
4.12.	Proceso realizado para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la corriente en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas a través de la STFT. Como se puede observar, este proceso tiene N pasos, que son los mismos que el número de puntos que se han muestreado de la corriente, con $N = T_{muestreo} \cdot F_{muestreo}$. Cada paso consiste, a su vez en 5 acciones. En primer lugar (a), se multiplica la señal por la ventana centrada en el instante de tiempo de interés. Una vez hecho esto, se calcula la fast Fourier transform (FFT) de la señal modificada (b). Con ello, se obtiene un espectro formado por N puntos, mientras que las frecuencias que son de interés para el diagnóstico de la máquina ocupan una pequeña porción de este espectro (c). Por tanto, se elimina la parte del espectro irrelevante para el diagnóstico de la máquina (d) y se almacena el resto (e) para ir conformando la distribución tiempo-frecuencia.	91
5.1.	Posibles combinaciones de α^2 y β^2 para distintos ΩT . Fte. Landau and Pollak [171].	102

5.2.	Posibles valores de α^2 si $\beta^2 = 1$. Fte. Landau and Pollak [171].	102
5.3.	Átomos en el dominio tiempo-frecuencia de la ventana PSWF de orden cero (arriba) y de la ventana gaussiana (abajo).	104
5.4.	Selección de los parámetros de la ventana prolate para que el ratio Ω/T de los átomos de su caja de Heisenberg coincidan con la pendiente de la componente de fallo a buscar. En este caso, se ha utilizado como pendiente, la que describe el armónico de fallo LSH de barra rota durante el arranque de una máquina de inducción que se ha presentado en el punto 3.1.	107
5.5.	Ventana secuencias prolate esferoidal discretas (DPSS) de orden cero $\psi_0(T = 383,7ms, \Omega = 20,85Hz)$ optimizada para la representación del LSH en el dominio del tiempo (arriba) y en el dominio de la frecuencia (abajo).	109
5.6.	Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 383,7ms, \Omega = 20,85Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo). Además en la imagen superior se ha incluido una línea en blanco que indica la trayectoria que describe el LSH durante el arranque de la máquina para este caso. Tal como puede observarse, con esta ventana se consigue la máxima superposición de esta componente de fallo con la ventana.	110
5.7.	Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la señal LSH utilizando la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 383,7ms, \Omega = 20,85Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo).	111
5.8.	Entropía de la distribución tiempo-frecuencia del LSH utilizando la ventana ψ_0 para una concentración de energía $\alpha\beta \simeq 1$, es decir, $\Omega T = 8$ en función de la pendiente $\beta = \Omega/T$. La línea roja corresponde con el valor obtenido aplicando el criterio de máxima superposición de la señal con la ventana propuesta.	112
5.9.	Comparación de la ventana óptima, $\Omega/T = 54,35Hz/s$, con la ventana construida a partir de la aproximación $t_{s=0,5} = 1 \rightarrow \Omega/T = 50Hz/s$ en el dominio del tiempo (superior) y en el dominio de la frecuencia (inferior).	113
5.10.	Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la señal LSH utilizando la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 400ms, \Omega = 20Hz)$ aproximando $t_{s=0,5} \simeq 1$ para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo).	114

5.11.	Ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 693ms, \Omega = 11,55Hz)$ optimizada para la representación del LSH en el dominio del tiempo (arriba) y en el dominio de la frecuencia (abajo).	115
5.12.	Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 693ms, \Omega = 11,55Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo). Además, en blanco se ha añadido la trayectoria que describe la componente de fallo durante el arranque de la máquina.	116
5.13.	Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la señal LSH utilizando la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 693ms, \Omega = 11,55Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo).	117
5.14.	Ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 4s, \Omega = 2Hz)$ optimizada para la representación del LSH del ensayos de la tabla 5.1 en el dominio del tiempo (a), en el dominio de la frecuencia (b) y en el dominio tiempo-frecuencia en dos dimensiones (c) y en tres dimensiones (d).	119
5.15.	Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 1 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condicione en las que salió de fábrica.	120
5.16.	Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 2 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condicione en las que salió de fábrica.	122
5.17.	Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 3 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condicione en las que salió de fábrica.	124
5.18.	Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 4 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condicione en las que salió de fábrica.	127
5.19.	Ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 2,83s, \Omega = 2,83Hz)$ optimizada para la representación del LSH del ensayos de la tabla 5.5 en el dominio del tiempo (a), en el dominio de la frecuencia (b) y en el dominio tiempo-frecuencia en dos dimensiones (c) y en tres dimensiones (d).	129
5.20.	Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 5 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condicione en las que salió de fábrica.	130

- 6.1. Aplicación de la técnica propuesta, transformada short frequency time (SFTT) (izquierda) y aplicación de la STFT (inferior) para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la corriente (superior-derecha). . . . 137
- 6.2. Resumen de los pasos necesarios para realizar la transformada STFT. Se sitúa la ventana al inicio de la señal se realiza el producto de la ventana por la señal y se computa la FFT del resultado. Este proceso se repite reiterativamente tras cada traslación de la ventana hasta obtener el espectograma completo. Finalmente de este espectograma gran parte de la información es eliminada por ser irrelevante para realizar el diagnóstico de la máquina (rojo) y sólo es necesario realizar el estudio de una pequeña porción del espectograma (verde) 138
- 6.3. Pasos para aplicar el método propuesto al diagnóstico de máquinas eléctricas basado en la SFTT. En primer lugar (Paso 1) se obtiene el espectro de la señal. Seguidamente, se sitúa la ventana de análisis (en el dominio de la frecuencia) al inicio del intervalo de frecuencias de interés para el diagnóstico y se procede a la multiplicación del espectro de la señal con el espectro de la ventana obteniéndose un espectro modificado a partir del cual se reconstruye la señal en el tiempo para las frecuencias dadas, es decir, se rellena una fila del espectograma. En los siguientes pasos (Paso 2...Paso n)se repiten estas acciones tras la traslación de la ventana dentro del ancho de banda de estudio. Una vez se ha recorrido el ancho de banda deseado, el proceso finaliza y se obtiene un espectograma en el que únicamente se incluye la información relevante en cuanto al diagnóstico de la máquina se refiere.140
- 6.4. Distribución tiempo-frecuencia resultante del análisis utilizando la STFT en (a) una vista 2-D y en (b) una vista 3-D y la distribución obtenida mediante el método propuesto, SFTT, en (c) una vista 2-D y en (d) 3D. 142
- 6.5. Distribución tiempo-frecuencia generada por la corriente de la máquina de elevada potencia durante el arranque de la misma aplicando la STFT (a) y aplicando el técnica propuesta, la SFTT (b). 145
- 6.6. Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 1 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior). En negro, se han dibujado las trayectorias de las componentes armónicas de fallo correspondientes a $k = \pm 1, \pm 2$ calculadas a partir de la frecuencia de alimentación y de la velocidad medida mediante la señal emulada de encoder procedente del servodriver. 148

6.7.	Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 2 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior). En negro, se han dibujado las trayectorias de las componentes armónicas de fallo correspondientes a $k = \pm 1, \pm 2$ calculadas a partir de la frecuencia de alimentación y de la velocidad medida mediante la señal emulada de encoder procedente del servodriver.	150
6.8.	Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 3 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior). En negro, se han dibujado las trayectorias de las componentes armónicas de fallo correspondientes a $k = \pm 1, \pm 2$ calculadas a partir de la frecuencia de alimentación y de la velocidad medida mediante la señal emulada de encoder procedente del servodriver.	152
6.9.	Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 4 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior).	154
6.10.	Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 5 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior).	156

Índice de tablas

2.1. Bandas de frecuencia de los coeficientes de detalle y aproximación de la DWT en función de la frecuencia de muestreo f_s . Fte. Riera et al. [164].	36
3.1. Características de la máquina simulada para extraer el LSH.	53
3.2. Características de la máquina de inducción de elevada potencia instalada en una industria destinada a la producción de aceite de girasol en Serbia y que cuenta con una rotura total y una parcial de dos barras en su rotor.	54
3.3. Características del ensayo realizado a la máquina de inducción de elevada potencia instalada en una industria destinada a la producción de aceite de girasol en Serbia y que cuenta con una rotura total y una parcial de barras en su rotor.	56
3.4. Características de los motores de inducción	59
3.5. Ensayos realizados con conexión a través de convertidor de frecuencia si se utiliza frecuencia constante	72
3.6. Tests realizados a través del auto-transformador	73
5.1. Características del ensayo 1 y parámetros de la ventana.	118
5.2. Características del ensayo 2 y parámetros de la ventana.	121
5.3. Características del ensayo 3 y parámetros de la ventana.	123
5.4. Características del ensayo 4 y parámetros de la ventana.	125
5.5. Características del ensayo 5 y parámetros de la ventana.	128

6.1. Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT	143
6.2. Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT	144
6.3. Características del ensayo 1 y parámetros de la ventana.	146
6.4. Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 1.	147
6.5. Características del ensayo 2 y parámetros de la ventana.	149
6.6. Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 2.	149
6.7. Características del ensayo 3 y parámetros de la ventana.	151
6.8. Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 3.	151
6.9. Características del ensayo 4 y parámetros de la ventana.	153
6.10. Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 4.	153
6.11. Características del ensayo 5 y parámetros de la ventana.	155
6.12. Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 5.	155

Capítulo 1

Introducción

En este primer capítulo se exponen las principales razones que explican la realización de la presente tesis doctoral. Además, se plantean los objetivos que se persiguen y la estructura de exposición de este trabajo de investigación.

1.1 Motivación

Desde finales del siglo XIX, cuando comenzaron a desarrollarse las primeras máquinas eléctricas rotativas de inducción, éstas cada vez han ido adquiriendo una mayor importancia, hasta convertirse en elementos clave de prácticamente todos los sectores productivos, especialmente en el sector industrial. De hecho, se estima que alrededor del 80 % de la energía consumida en este sector es debida a este tipo de máquinas. Por tanto, el mantenimiento predictivo resulta crucial para evitar paradas no programadas en las líneas de producción, con las consiguientes pérdidas económicas que van mucho más allá del propio valor intrínseco de la máquina, y deben incluir las pérdidas económicas derivadas de la interrupción de la producción durante el tiempo que dura la reparación o sustitución de la máquina [1].

El grupo de investigación (GI en adelante) en máquinas e instalaciones eléctricas perteneciente al Instituto de Ingeniería Energética adscrito a la Universitat Politècnica de València, en el seno del cual se ha realizado la presente tesis doctoral, ha estudiado ampliamente la detección temprana de averías (asimetrías rotóricas, excentricidades, fallos en los cojinetes, etc.) en las máquinas eléctricas rotativas de inducción, obteniendo unos resultados muy favorables centrados en el análisis de la corriente estatórica como señal para la detección de averías.

El análisis de la corriente estatórica ha sido muy relevante en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas, pues se conoce que cada tipo de fallo induce o amplifica

una serie de componentes armónicas en éstas cuyas frecuencias se han determinado teóricamente, tal como indican Cabanas et al. en [1] y que dependen de las condiciones de funcionamiento de la máquina. Por consiguiente, las primeras técnicas desarrolladas en este ámbito estaban basadas en el análisis del espectro de la corriente estatórica de una máquina trabajando en régimen estacionario, obtenido a partir de la transformada rápida de Fourier (FFT), siendo su primera aplicación de la década de los 80s [2]. No obstante, pronto se observó que esta técnica tenía una serie de limitaciones como, por ejemplo, el efecto leakage asociado a la componente fundamental y la necesidad de una alta resolución del espectro. Con el fin de mejorar, o tratar de limitar, dichos efectos, numerosos grupos de investigación han propuesto diferentes avances. En concreto, el GI, entre otras aportaciones, propuso el uso de la transformada de Hilbert con este fin [3].

Sin embargo, la mayor limitación que presentan estas técnicas es que son únicamente válidas para el diagnóstico de máquinas trabajando en el régimen estacionario. En el entorno industrial existe un gran abanico de aplicaciones donde las máquinas trabajan bajo regímenes donde las condiciones no se mantienen en estado estacionario, estando sometidas a cambios en el par mecánico de la carga, cambios en la referencia de velocidad, arranques, paradas, etc. Del mismo modo sucede en el caso de los generadores destinados a la producción de energía eléctrica a partir de la energía eólica al estar sometidos a continuos cambios en la velocidad debido a las fluctuaciones del viento.

Ante estas condiciones de funcionamiento existía la necesidad de desarrollar nuevas técnicas de diagnóstico que permitiesen conocer el estado de la máquina de una manera fiable. Vista esta problemática el GI se propuso desarrollar y validar distintos métodos de diagnóstico para este tipo de regímenes de funcionamiento, siendo de especial relevancia el estudio de las corrientes estatóricas durante el transitorio de arranque.

De aquí surgió la necesidad de utilizar herramientas que fuesen capaces de descomponer la señal en los dominios del tiempo y de la frecuencia de manera simultánea. La primera en ser utilizada por el GI fue la transformada de Wavelet que permite descomponer la señal en una serie de bandas de frecuencia [4–8]. A partir del uso de esta técnica el GI desarrolló otros métodos de diagnóstico basados en otras transformadas tiempo-frecuencia como la distribución de Wigner Ville [9–11], la transformada de Gabor [12], la transformada fraccional Fourier [13], la transformada polinomial [14], etc. Por otro lado y más recientemente el GI ha propuesto el uso de la frecuencia instantánea [15–18] como una nueva técnica válida para el diagnóstico de máquinas trabajando en régimen transitorio.

Actualmente la gran mayoría de los métodos de diagnóstico están basados en el análisis off-line. Esto quiere decir que en primer lugar se adquieren las señales (corriente estatórica, velocidad, etc.) para ser tratadas y analizadas con posterioridad utilizando programas matemáticos. Finalmente, la decisión acerca del estado de la

máquina estaría en manos de personal altamente cualificado y entrenado capaz de interpretar los resultados que, para cada condición de funcionamiento, se obtiene de las distintas transformadas tiempo-frecuencia citadas. Adicionalmente, también se pueden utilizar sistemas expertos y clasificadores basados en la inteligencia artificial para tal fin [19–24]. No obstante, tal como muchos autores sugieren, para que estos métodos de diagnóstico tuviesen una mayor implementación a nivel industrial deberían poder ser implementados en equipos electrónicos de señal de bajo coste para poder realizar la monitorización continua de la máquina *in situ* y cuyos resultados fuesen fácilmente interpretables por el personal de mantenimiento [25]. Sin embargo, los métodos de diagnóstico hasta ahora citados cuentan con serias limitaciones para poder ser implementados en dispositivos electrónicos de tratamiento de señal de bajo coste. En primer lugar, para obtener una suficiente resolución es necesario adquirir las señales durante un tiempo que puede ser prolongado (100 segundos en [3, 26]). Esto unido a las elevadas frecuencias de muestreo (necesarias para limitar el efecto *aliasing* y reducir los filtros anti-*aliasing*) resulta en una ingente cantidad de datos, lo que requiere unas elevadas capacidades de memoria para el almacenamiento y procesamiento que son poco viables en los equipos actuales. Este problema se agrava aún más si cabe, en el uso de distribuciones tiempo-frecuencia, pues se trabaja con señales en tres dimensiones (tiempo, frecuencia, energía) en lugar de en las dos dimensiones del régimen estacionario (frecuencia, energía) aumentando considerablemente el tamaño de memoria necesario. Por otro lado, los algoritmos requieren un elevado poder computacional para poder ser ejecutados en tiempo real.

De este modo, el GI siempre ha tenido como objetivo primordial que sus esfuerzos y su trabajo de investigación culminase en equipos y métodos que pudiesen llegar a ser implementados a nivel industrial. Con esta finalidad ha presentado ya varios algoritmos que permiten ser implementados en equipos electrónicos de tratamiento de señal. Entre estos destacan los trabajos basados en el algoritmo de Teaser-Kaiser [27, 28] y en el análisis de la envolvente reducida de la corriente [29]. Ha implementado técnicas de diagnóstico en programmable logic controllers (PLCs) dándole un valor añadido a estos equipos pues, además de llevar el control industrial, se encargarían de realizar las tareas de diagnóstico [30, 31]. Por otro lado, también ha tratado de facilitar la tarea de toma de decisiones acerca del estado de la máquina. Para ello, ha presentado recientemente un algoritmo que permite representar, siempre en la misma localización espectral, las componentes armónicas de fallo independientemente de las condiciones de funcionamiento de la máquina (generador, motor, estacionario, transitorio, velocidad, carga, etc.) [32]. A su vez, permite condensar la información acerca del estado de la máquina en tan sólo 15 valores que albergan la misma información que el espectro (régimen estacionario) o distribución tiempo-frecuencia (régimen transitorio) reduciendo considerablemente los requisitos de memoria necesarios para realizar un registro histórico acerca del estado de la máquina y por otro lado, reducir la información que se debe transmitir en aplicaciones remotas como pueden ser las máquinas instaladas en grandes embarcaciones o en aerogeneradores, entre otros.

Así pues, la presente tesis doctoral, trata de continuar el extenso trabajo realizado por el GI en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas con la firme intención de ser implementadas a nivel industrial con la consiguiente mejora de los planes de mantenimiento y la repercusión económica que ello supone.

1.2 Objetivos

La presente tesis tiene como objetivo fundamental profundizar en las técnicas de diagnóstico de defectos en máquinas eléctricas de inducción basadas en el análisis de la corriente estatórica con un enfoque de teoría de la señal, con una doble finalidad:

- Incrementar la fiabilidad del diagnóstico a través de la mejora en la resolución de la información arrojada tras la descomposición de dicha señal en los dominios del tiempo y la frecuencia, proponiendo para ello el uso de la ventana prolate en la STFT.
- Optimizar, por minimización en este caso, los recursos computacionales, tanto en memoria como en tiempo, necesarios para efectuar el citado análisis, a través del movimiento de la citada ventana, en vez de en el dominio temporal, en el frecuencial, empleando para ello la SFTT, manteniendo la calidad de los resultados.

Todo ello, con la pretensión última de tratar de aportar soluciones en el ámbito de la evaluación del estado de conservación de este tipo de máquinas eléctricas que puedan ser implementadas en entornos industriales reales (on line) en dispositivos electrónicos de tratamiento de señal autónomos, y por tanto, como una herramienta útil en la explotación de este tipo de dispositivos.

1.3 Estructura de la tesis

El trabajo de investigación de estos años se va a presentar de acuerdo con el siguiente orden de exposición:

- En el capítulo 2 se recoge una revisión sistemática de los avances más significativos y vigentes realizados hasta la fecha en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas.

Así, tras, en primer término, detallar las tipologías de defectos que se pueden presentar en este tipo de máquinas, se pasan a relacionar y describir de forma sucinta, pero con el rigor oportuno, las magnitudes físicas que principalmente se vienen empleado en la literatura técnica con esta finalidad. De todas ellas, por las razones que en dicho capítulo se detallan, esta tesis centrará su interés en la intensidad de corriente estatórica, por lo que los apartados siguientes están

destinados a recopilar, desde una perspectiva prioritariamente de teoría de la señal, cuáles son las principales herramientas o técnicas matemáticas empleadas para analizar o descomponer dicha magnitud con fines de diagnóstico en el campo de las máquinas eléctricas, tanto en régimen permanente o estacionario como en régimen transitorio, exponiendo para cada una de ellas sus ventajas, usos prioritarios y limitaciones.

- En el capítulo 3 se presentan los equipos, ensayos y señales a través de los cuáles se ha procedido a establecer y validar experimentalmente las técnicas propuestas en esta tesis.
- En el siguiente capítulo, el 4, se presenta una de las técnicas más empleadas en el análisis de señales no estacionarias.

Con un enfoque eminentemente aplicado, tras exponer las limitaciones inherentes a la FFT para detectar el instante temporal en que aparecen las frecuencias asociadas a fallos en una señal, se introduce la STFT, tanto formal como intuitivamente, para a continuación mostrar las limitaciones, dificultades e inconvenientes que se presentan en la elección de los distintos tipos de ventanas, y dentro de cada una de éstas, de los parámetros que las definen, así como la problemática asociada tanto a la resolución como a las importantes necesidades de memoria de cálculo para ser utilizada como herramienta de diagnóstico en línea de máquinas eléctricas rotativas.

- En los capítulos 5 y 6 se presentan las propuestas de esta tesis como respuesta a dichos problema. En el primero, para mejorar la resolución del diagnóstico, se propone el uso de la ventana prolate. Y en el segundo se persigue la minimización de los recursos computacionales requeridos para el análisis de la señal empleando la SFTT en lugar de la STFT, sin merma de la información que contiene la señal original de la corriente estatórica para fines de diagnóstico del estado de una máquina eléctrica rotativa.
- En el capítulo 7, se recopila, a modo de síntesis, y de forma concisa, los resultados derivados de este trabajo de investigación haciendo énfasis en el enfoque práctico y aplicado perseguido desde el principio a situaciones reales (industriales), en el que la optimización de recursos es siempre uno de los objetivos a alcanzar. En este capítulo también se relacionan las publicaciones científicas que han derivado del trabajo de investigación efectuado.
- Finalmente en el último capítulo 8, se proponen nuevos temas que han quedado abiertos para su continuación en futuros trabajos de investigación.

Capítulo 2

Estado del Arte

En este capítulo se va a realizar un estudio de la situación actual en el campo del diagnóstico de las máquinas eléctricas rotativas de inducción. En la primera sección del capítulo se hace un repaso de las distintas tipologías de averías que pueden acontecer en este tipo de máquinas.

A continuación, aunque la tesis se centra en el estudio de la corriente estatórica resulta conveniente realizar una revisión acerca de qué magnitudes se utilizan actualmente para el diagnóstico de la máquina. De este modo, en el siguiente punto del estado del arte está destinado a tal fin indicando las principales características, ventajas e inconvenientes de las mismas. Con ello, se pretende obtener una visión de qué otras señales podrían ser utilizadas complementariamente al análisis de la corriente para así determinar de un manera más precisa y fiable el estado de la máquina.

Por otro lado, teniendo en cuenta que la tesis se centra en el diagnóstico de las máquinas eléctricas a través del análisis de la corriente estatórica, de manera simultánea a la revisión de los distintos defectos que aparecen en la máquina se incluyen las ecuaciones que determinan las componentes armónicas que se inducen en la corriente estatórica para cada tipo de fallo.

Finalmente en la siguiente sección se realiza una revisión de las técnicas de diagnóstico basadas en el análisis de la corriente tanto en el régimen estacionario como en el transitorio.

2.1 Fallos en las máquinas eléctricas rotativas de inducción

Las máquinas eléctricas rotativas de inducción están sometidas a defectos que se pueden clasificar atendiendo a distintos criterios: en función del origen (eléctrico, mecánico, etc.), en función del elemento en que se producen (estator, rotor, etc.). Por ejemplo, en el estudio realizado por W.T. Thomson se clasifican los distintos tipos de fallos en las siguientes categorías [33]:

- Fallos eléctricos en el estator provocados bien por la apertura de fases o por cortocircuitos entre espiras, aconteciendo en un 38 % de los casos.
- Fallos eléctricos en el rotor, siendo similares a los producidos en el estator en caso de máquinas de rotor bobinado. Mientras que en el caso de máquinas con jaula de ardilla los defectos en el rotor están provocados por roturas de barras o de los propios anillos de cortocircuito. Este tipo de defecto constituye el 10 % de las averías.
- Otros tipos de fallos son de naturaleza mecánica, esencialmente asociados al rotor y su eje, debidos a las imperfecciones en rodamientos y cojinetes, excentricidades, eje doblado y desalineamientos. Este tipo de averías representan el 40 % de los casos.
- Finalmente se contempla un último apartado de “otros fallos” reservado a averías que no se pueden clasificar en las categorías anteriores, y que se dan en el 12 % restante.

Diferentes estudios dan resultados similares, como puede ser el estudio de la *Electric Power Research Institute* (EPRI) realizado sobre 6312 motores de inducción [34] (Figura 2.1.a) y otro realizado por el IEEE-IAS sobre otras 1141 máquinas [35] (Figura 2.1.b).

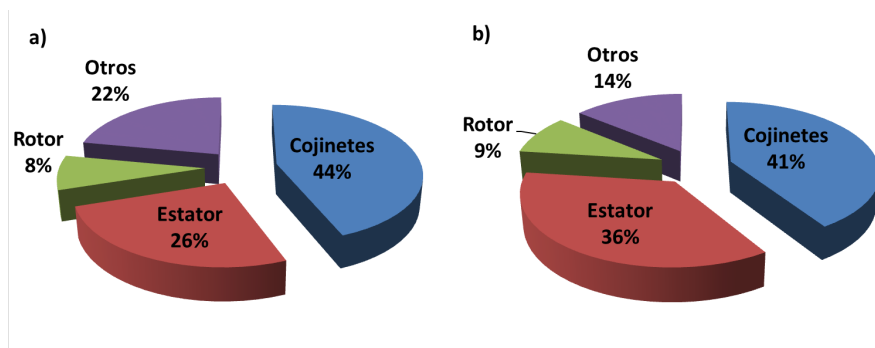


Figura 2.1: Clasificación de fallos en función del componente de la máquina donde acontece y frecuencia de aparición según los estudios realizados por a) EPRI [34] y b) IEEE IAS [35].

En Figura 2.2 y Figura 2.3 se muestran sendos despieces de un motor de inducción de rotor jaula de ardilla y rotor bobinado mostrando los principales componentes en los que puede acontecer el fallo.

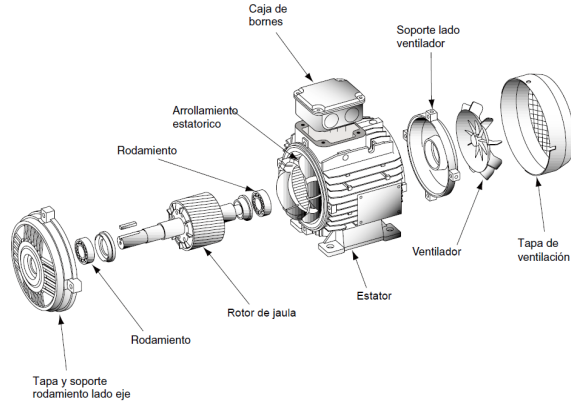


Figura 2.2: Despiece de un motor de inducción con rotor jaula de ardilla.
Fte. Cuaderno técnico de Schneider Electric.

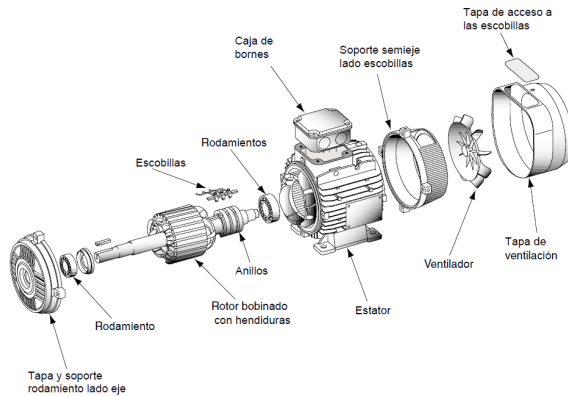


Figura 2.3: Despiece de un motor de inducción con rotor bobinado.
Fte. Cuaderno técnico de Schneider Electric.

Atendiendo a la clasificación de fallos según estas categorías (Figura 2.4), a continuación se presenta una descripción de los mismos y sus características. Adicionalmente, se introducen, en esta sección, las ecuaciones que modelizan las componentes armónicas que, cada tipo de fallo, inducen en la corriente estática de la máquina.

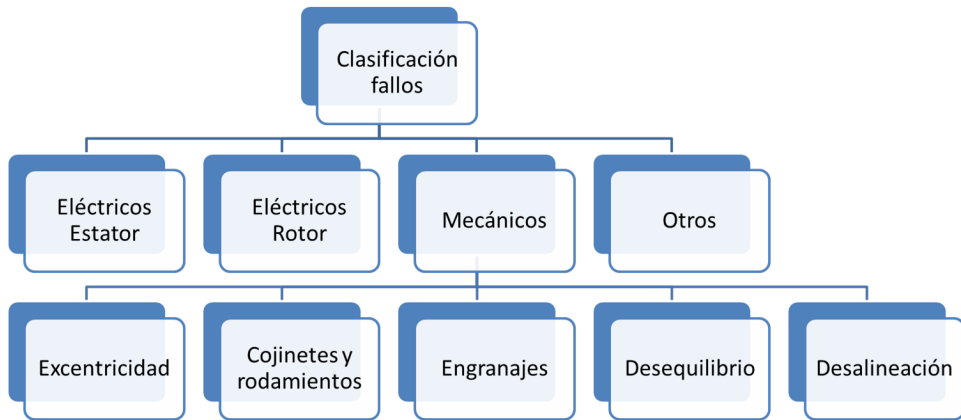


Figura 2.4: Categorías en las que se pueden clasificar los distintos tipos de fallos en la máquina eléctrica rotativa de inducción según [33].

2.1.1 Fallos eléctricos en el estator

Los fallos en el estator son de naturaleza eléctrica y se deben, principalmente, a dos tipos: apertura de fase y cortocircuitos entre espiras.

La apertura de una fase se produce cuando en alguna espira, por algún tipo de defecto en el conductor, existe un sobrecalentamiento que acaba con la fusión del mismo. Con la apertura de la espira se inhabilita, al menos, una rama del devanado estatórico de una fase de la máquina. No obstante, la máquina puede seguir funcionando aunque con un par reducido.

Por contra, el fallo originado por el cortocircuito entre espiras suele derivar en una avería catastrófica de la máquina [36]. Los cortocircuitos se producen, generalmente, por la degradación de los materiales aislantes a lo largo de su vida útil. Este proceso, se ve acelerado cuando la máquina trabaja bajo condiciones adversas como [37]:

- Temperaturas elevadas en las bobinas y/o en el núcleo del estator debidos a defectos en el sistema de refrigeración.
- Deterioros en el núcleo del estator debidos a aflojamientos de las láminas, juntas en mal estado, etc.
- Defectos en las sujeciones de los devanados.
- Contaminación debida a salpicaduras de aceite (procedentes de los cojinetes), a humedad, a suciedad, a fugas en los sistemas de refrigeración, etc.
- Desequilibrios y descargas eléctricas.

2.1.2 Fallo eléctricos en el rotor

En el caso de las máquinas eléctricas rotativas de inducción existen dos tipologías en función de la constitución del rotor:

- máquina rotativa de inducción de rotor jaula de ardilla (Figura 2.2): en este tipo de máquina, el rotor está constituido por una serie de barras, generalmente de aluminio, dispuestas paralelamente y que están unidas en ambos extremos por dos anillos que se denominan anillos de cortocircuito.
- máquina rotativa de inducción de rotor bobinado (Figura 2.3): los devanados rotóricos se constituyen mediante conductores bobinados situados sobre ranuras del propio rotor. Los extremos de los distintos bobinados se pueden conectar con el exterior mediante el uso de tres anillos rozantes.

De este modo, dependiendo el tipo de rotor se producen unos defectos distintos, por ejemplo, en el caso de máquinas de rotor bobinado se producen el mismo tipo de defectos que en las averías estáticas expuestas en el punto 2.1.1. Por contra, en el caso de máquinas con jaula de ardilla, los fallos que aparecen en el rotor son debidos a la rotura total o parcial de las barras o de los anillos de cortocircuito. Este tipo de avería es bastante común en máquinas de elevada potencia pues la jaula de ardilla no se forma de una única pieza, tal como sucede en máquinas de menor potencia, sino que la unión entre las barras y los anillos de cortocircuito se realiza por soldadura. Las principales causas de este tipo de averías son [38]:

- Esfuerzos térmicos debidos a la corriente circulantes y a posibles imperfecciones en el material que dan origen a zonas calientes.
- Esfuerzos debidos a las fuerzas electromagnéticas.
- Tensiones residuales provocadas por el propio proceso de fabricación.
- Esfuerzos dinámicos resultante del par en el eje, las fuerzas centrífugas y los esfuerzos cíclicos.
- Estrés ambiental que puede ser causado, por ejemplo, por el contacto con agentes químicos.

No obstante, desde el punto de vista de la detección de defectos en el rotor, el análisis es idéntico independientemente de la tipología constructiva (rotor bobinado o rotor jaula de ardilla). En ambos casos, se origina una asimetría rotórica cuyo efecto se manifiesta en las corrientes estáticas mediante la inducción de una serie de componentes armónicas cuyas frecuencias han sido determinadas de manera teórica [38, 39]:

$$f_{asym_{rot}} = \left(\frac{k}{p}(1-s) \pm s \right) f \quad \frac{k}{p} = 1, 3, 5 \dots \quad (2.1)$$

donde k es el número de orden de armónico, p el número de pares de polos, s el deslizamiento y f la frecuencia fundamental de alimentación. El signo $+$ hace referencia a los armónicos generados por el campo que gira en el mismo sentido que el rotor y el $-$ a los que giran en el contrario. No obstante, debido al carácter discreto del devanado, la simetría del campo y el factor de devanado causan que no todos los armónicos sean capaces de afectar a la corriente estatórica.

Además, en la práctica, no sólo aparecen estos armónicos laterales (2.1) como indicativo de la asimetría rotórica. Estos armónicos, a su vez, generan fluctuaciones en el par entregado u opuesto (funcionamiento en modo generador) por la máquina, provocando oscilaciones en el mismo, y por tanto pulsaciones en la velocidad de la máquina. Todo ello, a la vez, induce nuevos armónicos en la corriente estatórica [40]. Por ejemplo, si se analiza el armónico correspondiente a $k/p = 1$ y signo $-$ en (2.1) se obtiene el armónico lateral inferior (LSH) de la componente fundamental de corriente:

$$f_{LSH} = (1 - 2s)f \quad (2.2)$$

Esta componente origina una pulsación en el par y, por tanto, una modulación en la velocidad de la máquina (teniendo en cuenta que no se puede asumir una inercia infinita del grupo máquina-carga) que a su vez modula el flujo magnético a frecuencia $2sf$. Esto, a su vez, provoca dos componentes armónicas en la corriente estatórica de la máquina de frecuencias $(1 + 2s)f$ y $(1 - 2s)f$, coincidiendo, esta última con f_{LSH} . Análogamente a la f_{LSH} a la componente $(1 + 2s)f$ se la conoce como armónico lateral superior (USH) siendo estas dos componentes (LSH y USH) las que se han utilizado mayoritariamente en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas.

Este efecto de modulación se reproduce en cascada. De este modo, el armónico USH a su vez genera en el rotor una componente $3sf$, lo que genera nuevas bandas de armónicos (superiores e inferiores) alrededor de la frecuencia fundamental de la alimentación del estator [41]. Y así repetidamente, apareciendo bandas de frecuencias alrededor de la componente fundamental, separadas entre sí, una distancia de $2sf$. Por tanto, las componentes en frecuencia resultantes se pueden modelizar según la expresión más genérica:

$$f_{asym_{rot}} = (1 + 2ks)f \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (2.3)$$

No obstante, estas componentes son indicativas de asimetría rotórica si no concurren otros fenómenos como la saturación, corrientes interlaminares u otras asimetrías magnéticas [41]. En el caso de aparecer la saturación magnética, en el rotor se induce una componente de frecuencia $3sf$ que tiene los mismos efectos en la corriente estatórica que la asimetría rotórica. Por otro lado, la circulación de corrientes interlaminares reduce significativamente la asimetría rotórica [42] y, por tanto, se precisa de métodos adicionales (análisis de vibraciones [43]) para detectar este tipo de defec-

to. Finalmente, las asimetrías magnéticas aparecen en máquinas de elevada potencia donde la estructura del rotor está soportada mediante brazos [41].

2.1.3 Fallos mecánicos en el eje rotórico

A continuación se tratan aquellos defectos que en las distintas clasificaciones se han encasillado dentro del grupo de defectos mecánicos que pueden aparecer en el eje rotórico.

2.1.3.1 Excentricidad

La excentricidad en una máquina eléctrica aparece cuando la anchura del entrehierro entre estator y rotor no es uniforme [44]. Es un fenómeno que aparece con bastante frecuencia en las máquinas eléctricas y que, a menudo, está relacionado con otros tipos de defectos [33] como fallos en rodamientos o desalineamientos, etc. Un nivel extremo de este defecto puede conducir a la avería total de la máquina debido al rozamiento producido entre el estator y el rotor [45].

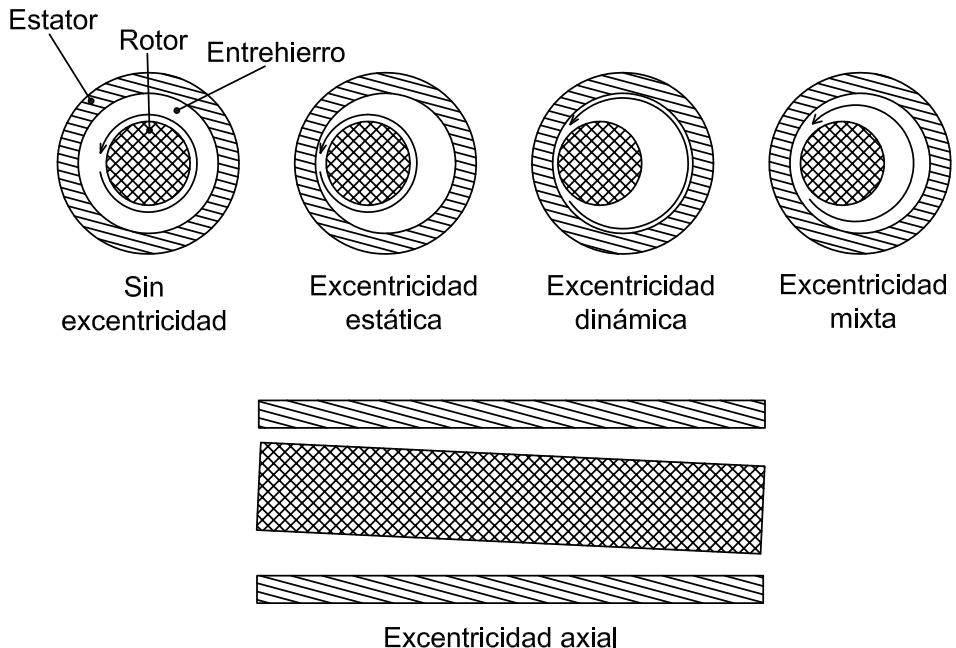


Figura 2.5: Tipos de excentricidades.

En general se considera que existen tres tipos particulares de excentricidad: la estática, la dinámica y la axial. No obstante, se ha determinado que los más frecuentes

son la excentricidad estática y la dinámica [44]. A continuación se citan las principales causas y características de los distintos tipos de excentricidad que se muestran en la Figura 2.5.

- **Excentricidad estática:** En el caso de excentricidad estática su principal característica es que la posición mínima de entrehierro se mantiene fija en el espacio. Este tipo de excentricidad se debe o bien a una forma ovoide del estator o bien a desplazamientos en el eje de rotación debidos a defectos en los cojinetes o desalineamientos en las pistas de los cojinetes.
- **Excentricidad dinámica:** La excentricidad dinámica aparece cuando el rotor no es perfectamente cilíndrico o bien cuando el eje de rotación no coincide con el eje geométrico del mismo. En este caso la posición mínima del entrehierro cambia de posición con el giro del rotor.
- **Excentricidad mixta:** La excentricidad mixta aparece como combinación entre la excentricidad estática y la dinámica. En este caso, el eje de rotación no coincide con el eje geométrico ni del estator ni del rotor. Cabe destacar que tanto la excentricidad estática como la dinámica no suelen acontecer como fenómenos aislados en la máquina eléctrica sino que en la mayoría de los casos aparece una combinación de ambas, dando lugar al defecto de excentricidad mixta.
- **Excentricidad axial:** Finalmente la excentricidad axial aparece cuando el eje longitudinal del rotor no es paralelo al eje del estator. De este modo aparece una sucesión de diferentes grados de excentricidad a lo largo del eje de la máquina.

Por lo que respecta a las componentes armónicas que induce la excentricidad mixta en la corriente estática de la máquina (teniendo que la excentricidad estática y la dinámica no aparecen como fenómenos aislados en el seno de la máquina, sino que suelen aparecer combinadas), diversos autores han realizado una deducción teórica de los mismos, destacando el trabajo realizado en [46]. En este se demuestra claramente que, en el caso de excentricidad mixta, se inducen una serie de componentes armónicas de frecuencias $f_{exmixta}$ situados a una distancia f_r de la componente fundamental f , donde f_r se corresponde con la frecuencia de rotación mecánica de la máquina. De este modo se llega a la conclusión que las componentes armónicas asociadas a la excentricidad mixta se pueden modelizar según la siguiente ecuación:

$$f_{exmixta} = f + kf_r \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (2.4)$$

2.1.3.2 Cojinetes y rodamientos

Los cojinetes y rodamientos realizan la función de apoyo del rotor por sus extremos y lo mantienen en posición dentro del estator. Por tanto, son elementos que están sometidos a una continua fricción y desgaste. Adicionalmente, pueden estar en contacto con agentes externos que propician su envejecimiento. Por otro lado, los rodamientos también están sometidos a sollicitaciones térmicas y eléctricas. La continua fricción entre las bolas y las pistas del rodamiento hace que se incremente su temperatura de manera considerable. En cuanto a las sollicitaciones eléctricas se deben tener en cuenta las descargas eléctricas que se producen entre los elementos del rodamiento [47]. Estas descargas son debidas a la diferencia de potencial existente entre el rotor y la carcasa del motor que, en algunas ocasiones, es suficientemente elevado como para traspasar la película de lubricante de los rodamientos. Todo ello hace que sean los elementos con mayor tasa de fallos dentro de la máquina eléctrica rotativa, suponiendo hasta un 40 % de los fallos [33].

A excepción de las máquinas de mayor tamaño, que utilizan cojinetes, la gran mayoría de las máquinas eléctricas rotativas de inducción montan rodamientos. Los rodamientos están compuestos por dos anillos, uno exterior y un interior, en cuyo interior se sitúan una serie de bolas o rodillos que giran sobre estas dos pistas mecanizadas a estos efectos sobre el anillo (Figura 2.6).

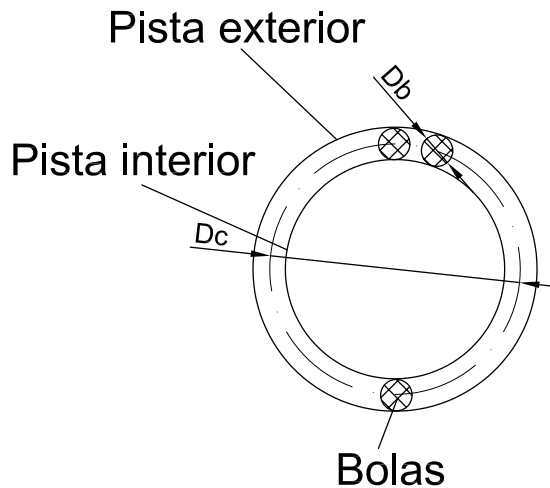


Figura 2.6: Componentes de un rodamiento.

Habitualmente, los defectos en los cojinetes y rodamientos se detectan a través del análisis de vibraciones. Esto se debe a que es una avería de tipo mecánico que tiene poca influencia en el circuito electromagnético que constituye la máquina. Por tanto repercutirá mínimamente en el normal funcionamiento desde el punto de vista elec-

tromagnético de la máquina y, consecuentemente, este tipo de defecto es complicado de ser detectado mediante el análisis de la corriente. El defecto se puede producir en cualquiera de los tres elementos que lo componen, en la pista exterior, en la interior o bien en los elementos rodantes (Figura 2.6). De este modo, el patrón de vibraciones que aparecerá dependerá de en qué elemento del rodamiento se ha producido el fallo [1] y que dependerá de las características constructivas del mismo.

En el caso de un defecto en la superficie de los elementos rodantes, éste hará contacto dos veces en cada vuelta de la misma, apareciendo una frecuencia característica determinada por:

$$f_{bolas} = \frac{D_c}{2D_b} f_r \left(1 - \left(\frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right)^2 \right) \quad (2.5)$$

donde D_c es el diámetro de la circunferencia media, D_b es el diámetro de los elementos rodantes, β es el ángulo de contacto entre los elementos rodantes y las pistas y f_r es la frecuencia de rotación.

Por otro lado, las vibraciones que aparecen si existe defecto en las pistas aparecen cuando las bolas pasan sobre estos defectos. Esto sucede N_b veces por revolución, siendo N_b el número de elementos rodantes que componen el rodamiento. Las frecuencias asociadas a fallos en la pista exterior son:

$$f_{exterior} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (2.6)$$

mientras que para el caso de la pista interior son:

$$f_{interior} = \frac{N_b}{2} f_r \left(1 + \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (2.7)$$

Por el contrario, si el fallo se produce en la envolvente, las frecuencias son:

$$f_{envolvente} = \frac{1}{2} f_r \left(1 - \frac{D_b}{D_c} \cos \beta \right) \quad (2.8)$$

Por otro lado, es posible establecer una relación entre estas vibraciones y las corrientes estatóricas de la máquina, tal como se deduce en [48]. Además otros autores han demostrado que las ecuaciones (2.6) y (2.7) se pueden simplificar para rodamientos entre seis y doce bolas [49]:

$$f_{exterior} = 0,4N_b f_r \quad N_b = 6, 7 \dots 12 \quad (2.9)$$

$$f_{interior} = 0,6N_b f_r \quad N_b = 6, 7 \dots 12 \quad (2.10)$$

2.1.3.3 Engranajes

En numerosas ocasiones la máquina eléctrica se encuentra acoplada a su carga a través de engranajes dadas las necesidades de acondicionamiento de par y velocidad ofrecidos por la máquina. También se utilizan habitualmente en los generadores eólicos para adaptar las velocidades de giro de la turbina a las necesidades de la máquina eléctrica (multiplicadoras). Estos elementos mecánicos externos a la máquina tienen una gran influencia en el comportamiento eléctrico de la misma. Modifican su velocidad instantánea y producen cambios en la excentricidad de la misma haciendo que se induzcan, en la corriente estatórica, distintos componentes armónicas. Defectos en estos componentes, tales como rotura de dientes, defectos en la superficie de apoyo, etc. se han detectado, tradicionalmente, a través del análisis de vibraciones. No obstante, cada vez son más los investigadores que centran sus esfuerzos en detectar este tipo de averías a través de las corrientes estatóricas [50, 51].

2.1.3.4 Desequilibrios en la carga

Los desequilibrios en las máquinas eléctricas rotativas aparecen cuando la distribución de cargas no es uniforme a lo largo de su eje de rotación pudiéndose distinguir dos tipos (Figura 2.7):

- **desequilibrio estático:** es resultado de una distribución de masas no homogénea en el eje del rotor. Su detección es rápida y relativamente sencilla en máquinas de eje horizontal. En este caso, cuando la máquina se desconecta de su alimentación siempre queda detenida en la misma posición angular. La parte más pesada se sitúa en la parte baja coincidente con la posición de mínima energía.
- **desequilibrio dinámico:** está originada por una distribución longitudinal no homogénea a lo largo del eje del rotor.

2.1.3.5 Desalineación

El acoplamiento de la máquina eléctrica a su carga mecánica es una tarea compleja. De este modo, en la gran mayoría de los casos el acoplamiento no es perfecto, por lo que suele aparecer una fuerza resultante tal como puede verse en la Figura 2.8. Esta fuerza hace que aparezca un serie vibraciones de amplitud proporcional a la misma pudiéndose calcular como:

$$F = \frac{E \cdot I}{a} \tan \beta \quad (2.11)$$

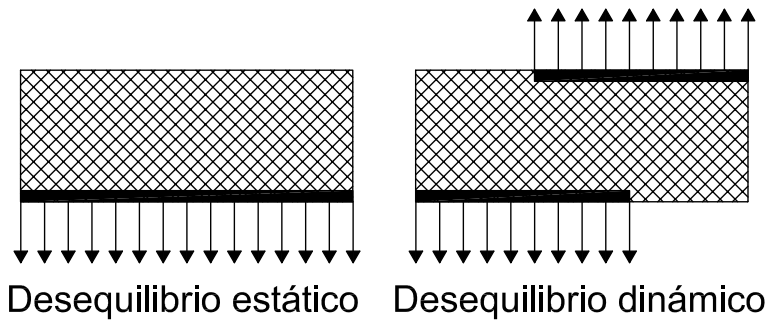


Figura 2.7: Tipos de desequilibrio que pueden aparecer en el eje de la máquina eléctrica rotativa.

donde E e I son parámetros constructivos de la máquina y a se calcula en función de las distancias a_1 y a_2 .

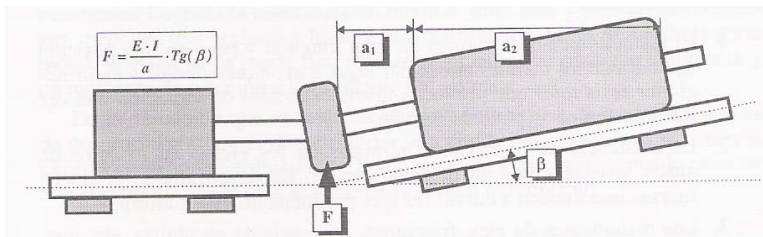


Figura 2.8: Fuerza resultante cuando la máquina y su carga no se encuentran perfectamente acopladas.

Fte. Cabanas et al. [1].

2.1.4 Otros tipos de fallos

Los otros tipos fallos que suelen aparecer en las máquinas eléctricas suelen tener su origen en elementos externos a la máquina. Cada vez es mayor el número de máquinas eléctricas cuya conexión no es directa a la red, sino que se utiliza algún equipo para su control, tal como pueden ser los convertidores de frecuencia. De este modo, cualquier fallo que se produzca en la electrónica de potencia que controla la máquina puede tener efecto en su funcionamiento. Estos equipos modifican la onda de tensión que alimenta a la máquina, siendo susceptible que en la corriente absorbida por la máquina apareciesen componentes armónicas que, en raras ocasiones, podrían confundirse con componentes asociados a fallos.

Por otro lado, existen ciertas situaciones que pueden dar lugar a diagnósticos erróneos de la máquina. Por ejemplo, ciertas oscilaciones en la carga pueden provocar

que se induciesen componentes armónicas en la corriente que se podrían confundir con algún tipo de fallo, especialmente, con la avería por asimetría rotórica.

2.2 Magnitudes utilizadas en la detección de fallos en las máquinas eléctricas rotativas de inducción

2.2.1 Vibraciones

Las vibraciones son debidas al movimiento oscilatorio que tienen las partículas que conforman cualquier cuerpo sólido, pudiéndose clasificar en dos grandes conjuntos:

- Vibraciones deterministas: se reproducen de manera periódica y su origen reside en las imperfecciones de la máquina o en el propio funcionamiento de la máquina. Gracias a su evolución periódica, éstas se pueden determinar mediante ecuaciones matemáticas que permiten su estudio.
- Vibraciones aleatorias: aparecen de manera impredecible y, por tanto, no responden a ningún patrón de funcionamiento. De este modo su estudio no se puede realizar más allá del ámbito estadístico.

Cuando en la máquina acontece algún tipo de falta, aparecen una serie de vibraciones de carácter determinista o cíclico. Habitualmente, las señales de vibraciones son adquiridas utilizando sensores de tipo acelerómetro situados en distintos puntos de la máquina para, posteriormente, analizar si éstas son debidas a algún tipo de fallo. Para ello, se han establecido teóricamente las ecuaciones de comportamiento de las vibraciones debidas a distintos de fallos. A pesar de ser una magnitud ampliamente utilizada en el ámbito del diagnóstico de la máquina eléctrica [52–57] cuenta con una serie de inconvenientes que limitan su implementación a nivel práctico. Entre ellos destaca que la medición de las vibraciones requiere de sensores de elevado coste económico, instalados en distintas partes de la máquina (en función del defecto que se desee localizar) y que, en muchas ocasiones, estas partes son prácticamente inaccesibles, constituyendo un método altamente invasivo.

2.2.2 Impedancias

Existe la posibilidad de detectar fallos en máquinas eléctricas a través de la variación de las impedancias en caso de fallo, pues aparece un desequilibrio en el sistema trifásico. No obstante, según la teoría de las componentes simétricas, cualquier sistema trifásico desequilibrado puede descomponerse en dos sistemas equilibrados, de secuencia directa e inversa, y un conjunto de fasores de igual fase conocido como componentes homopolares [58]. De este modo, se puede calcular la impedancia de cada secuencia como la relación entre la corriente y la tensión [59]. El estudio de las impe-

dancias ha demostrado ser válido ante pequeños desequilibrios. No obstante, cuando el grado de avería es considerable existen ciertos acoplamientos entre las secuencias directa e inversa que precisan la introducción de nuevos términos en el estudio matemático, elevando la complejidad del cálculo y haciendo que esta magnitud no sea susceptible de ser utilizada en el ámbito del diagnóstico de máquinas eléctricas.

2.2.3 Flujo axial

El flujo axial se encuentra presente en todas las máquinas eléctricas producido por las pequeñas asimetrías inherentes en su circuito electro-magnético. A estas asimetrías hay que añadir los efectos que aparecen como consecuencia de la disposición física de los conductores tanto en las zonas de ranura como en las cabezas de las bobinas [58]. Todas estas componentes generan un flujo axial neto que la mayoría de los investigadores coinciden en localizarla en el eje de la máquina [60]. De este modo, se ha deducido teóricamente que cualquier tipo de fallo en la máquina eléctrica contribuirá a aumentar esta componente neta de flujo axial, pudiéndose identificar el tipo de fallo a través de ésta [61, 62].

Aunque esta magnitud ha demostrado una gran validez para la detección de averías en máquinas eléctricas [63] de manera teórica, su uso a nivel práctico se encuentra limitado por la dificultad con la que puede ser medida. Algunos autores proponen para su medida la instalación de espiras exploradoras instaladas en el interior de la máquina, bien en una ranura del estátor, bien situada de manera concéntrica al eje. Ambas se realizan de manera artesanal si bien suponen un método invasivo, lo que contradice uno de los criterios fundamentales del mantenimiento predictivo, en el que se indica que éste se debe realizar sin alterar el normal funcionamiento de la máquina ni modificar su estructura. Por otro lado, otros autores concluyen que esta magnitud tendría una mayor penetración en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas si pudiese ser medida desde el exterior de la máquina [64], determinándose las características óptimas de este sensor externo. Éste debería estar compuesto por una bobina con un elevado número de espiras, de suficiente diámetro y situada concéntricamente con el eje de la máquina. No obstante, teniendo en cuenta su aplicación práctica, éste sensor estaría muy limitado en el campo de las máquinas de elevada potencia como, por ejemplo, los aerogeneradores, o a nivel industrial donde en muchas ocasiones el eje de la máquina es inaccesible para la instalación de este tipo de sensores.

2.2.4 Par

El par que ofrece la máquina tiene un carácter oscilante debido a los armónicos espaciales de corriente existentes en la máquina como consecuencia de la distribución del devanado, lo que repercute en la velocidad de la misma, haciendo que ésta también tenga un pequeño carácter oscilatorio. Las frecuencias de oscilación para una máquina en estado sano se han determinado teóricamente [1]. 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.

En los siguientes apartados se exponen los métodos más comunes para obtener el par mecánico y el par electromagnético en la máquina eléctrica y cómo pueden ser utilizados para realizar el diagnóstico de la máquina.

2.2.4.1 Par mecánico

Una vez determinada la frecuencia de oscilación del par mecánico en una máquina en estado sano, el diagnóstico se debe plantear mediante la comparativa del par ofrecido por la máquina con el patrón de la máquina sana, observándose desviaciones si existe algún tipo de fallo. No obstante, lo que a priori parece una solución sencilla y fácil a nivel teórica tiene una muy complicada implementación práctica. Los sensores de medición de par tienen un coste económico muy elevado, además de tener que ser instalados en el eje, que es una parte móvil y que en muchas aplicaciones industriales se encuentra prácticamente inaccesible.

2.2.4.2 Par electromagnético

Dado que la medición del par mecánico resulta muy compleja, y de un elevado coste económico, en un gran número de aplicaciones se opta por calcular el par electromagnético de la máquina. Esto se debe a que el par electromagnético se puede determinar a partir de las medidas de corriente y tensión de la máquina. Además, se utilizan sensores cuyo uso está ampliamente extendido en el ámbito industrial con un coste relativamente bajo.

De este modo, el par electromagnético se puede utilizar para el diagnóstico de la máquina eléctrica [65] pudiéndose calcular como :

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{P}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot (i_A - i_B) \int_0^T (v_{CA} - R(i_C - i_A)) \cdot dt - \\
 &- \frac{P}{2 \cdot \sqrt{3}} (i_C - i_A) \int_0^T (v_{BA} - R(i_A - i_B)) \cdot dt
 \end{aligned}
 \tag{2.12}$$

Donde i_A, i_B, i_C son las corrientes instantáneas de fase estatóricas, v_{BA}, v_{CA} son las tensiones instantáneas entre fases, R es la resistencia del devanado estatórico y p el número de pares de polos.

La ecuación 2.12 se puede expresar en un sistema bifásico si se utiliza la teoría de los fasores espaciales ($d - q$). Para ello, aplicando la transformada de Park, el par interno o electromagnético se puede calcular según [65]:

$$T = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot i_q - \Psi_q \cdot i_d) \quad (2.13)$$

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 .

2.2.5 Potencia instantánea

Otra magnitud susceptible de ser utilizada en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas es la potencia instantánea $P(t)$. Ésta se puede deducir de las medida de tensiones y corrientes de la máquina eléctrica mediante la expresión [66]:

$$P(t) = \sqrt{3} \cdot V_{L-L}(t) \cdot i_L(t) \quad (2.14)$$

Donde $V_{L-L}(t)$ es la tensión de línea y $i_L(t)$ es la corriente de línea. Por otro lado, en [67] se indica que la potencia instantánea total se puede disgregar en dos términos o dos potencias parciales.

$$P(t) = P_{AB}(t) + P_{CB}(t) \quad (2.15)$$

Donde:

$$P_{AB}(t) = V_{L-L} \cdot I_L \cdot \left[\cos(\varphi + \frac{\pi}{6}) + \cos(2\omega t - \varphi - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (2.16)$$

$$P_{CB}(t) = V_{L-L} \cdot I_L \cdot \left[\cos(\varphi - \frac{\pi}{6}) + \cos(2\omega t - \varphi - \frac{\pi}{6}) \right] \quad (2.17)$$

Donde V_{L-L} y I_L son valores eficaces. No obstante, existen otras técnicas para obtener el valor de la potencia instantánea 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 [45], o el producto de la tensión entre dos fases por la corriente de fase [68, 69], entre otros.

Si se procede a estudiar el espectro de la potencia instantánea, en él aparecerán componentes armónicas resultado de la combinación de las existentes en la onda de tensión y de las presentes en la onda de corriente lo que va a permitir reducir el efecto leakage que aparece en el espectro de la corriente debido a la componente fundamental [45,68].

2.2.6 Tensiones residuales a la desconexión

Otra magnitud utilizada en el diagnóstico de la máquina eléctrica rotativa son las tensiones residuales a la desconexión de la máquina. Una vez desconectada la máquina de su alimentación, por el rotor de la máquina, y durante unos instantes, siguen circulando corrientes, que crean un campo magnético giratorio, lo que provoca que en los devanados del estator se induzcan unas tensiones residuales.

Esta tensión está formada por la componente fundamental y por una serie de componentes armónicas espaciales que dependen de las características constructivas de la máquina. No obstante, nada tienen que ver con las componentes que aparecerían si existiese algún tipo de falta [70]. Por tanto, se comprueba que cuando la máquina posee algún tipo de fallo como, por ejemplo, una asimetría rotórica [71], además de las componentes existentes en la máquina sana, aparecen las componentes debidas al fallo en la onda de tensión generada.

2.2.7 La corriente estatórica

De la amplia literatura científica existente en el campo de la diagnosis de máquinas eléctricas rotativas se deduce que, junto con las vibraciones, la corriente estatórica son las magnitudes más utilizadas. En el caso de esta última, su proliferación se debe, especialmente, a que existen un elevado número de sensores, cuyo uso está muy extendido en el ámbito industrial, y de coste asequible. Además, la gran mayoría de los sensores permiten realizar la medida de esta magnitud de forma no invasiva, es decir, sin alterar el normal funcionamiento del sistema eléctrico que se quiere caracterizar. Además de estas ventajas, el factor más determinante en su rápida expansión en el campo del diagnóstico eléctrico es que dicha magnitud contiene información relevante acerca del estado de la máquina. Tal como se ha visto en el repaso a los fallos que aparecen en las máquinas eléctricas rotativas, la gran mayoría de éstos produce un aumento o induce una serie de componentes armónicas en la corriente que consume la máquina, cuyas frecuencias características dependen de cada tipo de fallo. Por tanto, este tipo de fallos podrán ser detectados mediante el análisis espectral de esta señal.

Para la captura de señales y posterior tratamiento, habitualmente se utilizan los osciloscopios digitales. No obstante, estos equipos sólo permiten la medida de tensiones. Por tanto, es necesario convertir la onda de corriente a una señal proporcional de tensión y que conserve la misma información espectral que ésta. Con este fin se

utilizan una serie de sensores/equipos auxiliares que realizan dicha conversión. Entre la gran variedad de sensores/equipos disponibles, los más utilizados habitualmente son:

- 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 cual circula la misma corriente que por una fase del estátor. Seguidamente aplicando la ley de Ohm 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 a medida que también lo hace 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.

2.3 Técnicas de diagnóstico

Esta tercera sección del capítulo se dedica a hacer un repaso por las principales técnicas de análisis de señal que se han propuesto en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas de inducción. Todas estas técnicas están aplicadas al análisis de la corriente estatórica de la máquina, por ser la señal que se va a utilizar para desarrollar las técnicas propuestas en esta tesis doctoral. La clasificación de las mismas se ha realizado teniendo en cuenta si se diseñan para el régimen estacionario de funcionamiento de la máquina o bien para el régimen transitorio o no estacionario. Por otro lado, se expondrán con mayor detalle las técnicas desarrolladas en el campo del régimen transitorio, por ser el campo de interés de la presente tesis.

2.3.1 Régimen estacionario

2.3.1.1 Transformada de Fourier

Tradicionalmente, la técnica más utilizada para obtener cualquier señal en el dominio de las frecuencias ha sido la transformada de Fourier. Jean Baptiste-Joseph Fourier demostró con sus trabajos que cualquier onda periódica (X_p) puede ser descompuesta como una suma infinita de ondas sinusoidales de diferente frecuencia (f) y amplitud (a_k, b_k).

$$X_p(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{+\infty} [a_k \cos(2\pi kft) + b_k \sin(2\pi kft)] \quad (2.18)$$

Así pues, la transformada de Fourier permite obtener la señal en el dominio de frecuencia. Conceptualmente, el algoritmo consiste en una convolución de la señal captada con señales sinusoidales de frecuencia variable, de la forma:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.19)$$

Con ello, la integral no se anulará para aquellas frecuencias de las sinusoidales ($e^{j2\pi ft}$) que coincidan con alguna componente de la señal original ($x(t)$), y el resultado ($X(f)$) indica la contribución relativa en la señal original de dicha componente.

Esta técnica fue utilizada por primera vez en el ámbito del diagnóstico de motores de inducción en la década de los 80 [2]. Esto fue posible gracias a la irrupción de los osciloscopios digitales y al auge del desarrollo de ordenadores, que permitieron, por un lado la adquisición de las señales, y por otro el procesado de las mismas en un

periodo de tiempo asequible. Todo ello favoreció que su uso se extendiera al campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas de inducción [2, 44, 72, 73].

Dicha transformada abrió la puerta del diagnóstico de máquinas a través del análisis de la corriente estatórica siendo válida para un gran número de aplicaciones en las que las máquinas trabajen en régimen estacionario. No obstante, tiene una serie de limitaciones que restringen su uso en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas, entre las que destacan [3]:

- Régimen estacionario.

La mayor limitación de este tipo de análisis es que únicamente es válido para realizar el tratamiento de señales estacionarias. Las funciones trigonométricas en las que se descomponen la señal tras aplicar la transformada de Fourier no están fijadas en el tiempo. Por tanto, no es capaz de reproducir los patrones tiempo-amplitud y tiempo-frecuencia que aparecen en una señal no estacionaria, restringiendo su aplicabilidad a un gran número de situaciones en las que las máquinas no trabajen en régimen estacionario.

- Fuga espectral o leakage.

Este fenómeno está asociado a la influencia de la componente fundamental que es varios órdenes de magnitud mayor que las componentes debidas al fallo. De este modo, si las componentes de fallo se sitúan próximas a la componente fundamental pueden quedar ocultas por la influencia de esta última. Este tipo de problema es especialmente crítico en la detección de fallos por asimetría rotórica en máquinas que trabajen a deslizamientos muy bajos [74] y ha sido ampliamente descrito en la literatura científica [67, 69, 75–77].

Los investigadores, desde el principio han hecho frente a esta problemática, tratando de minimizarla mediante el uso de ventanas como puede ser la de Hanning [78], Hamming [79], Bartlett [80], triangular, etc. También se apuntó, que si se era capaz de eliminar la aportación de la componente fundamental al espectro, se eliminaría el efecto leakage. Con esta premisa, se desarrollaron distintos avances para suprimir la componente fundamental a través de: el uso de filtros paso banda [81, 82] o transformar la señal de corriente a un dominio en el cuál la frecuencia fundamental se convierte en una componente continua (DC) que puede ser eliminada. Para obtener esta nueva señal se puede utilizar, por ejemplo, la transformada de Hilbert [83–86], la proyección oblicua [87], teoría del cambio del sistema de referencia (RFTA) [88] o las coordenadas del par magnético [89]. Por otra parte, en otras publicaciones se propone el uso de técnicas avanzadas de tratamiento de señal como la transformada recursiva de Fourier (RFT) [90], la transformada cepstrum [91], la sustracción espectral [92], o alternativamente, usar métodos en el dominio del tiempo como la distorsión dinámica del tiempo (DTW) [93], o métodos de paso por cero (ZCT) [94, 95].

- Resolución del espectro.

La resolución en frecuencia (Δf) tiene que ver con la precisión con la cuál se pueden distinguir dos valores consecutivos de frecuencia, del espectrograma. Haciendo un símil con los aparatos de medida, ésta indicaría el fondo de escala que se puede utilizar para medir las distintas frecuencias.

El límite teórico de la resolución del espectro es inversamente proporcional al tiempo total de medición T_m , calculándose la resolución o fondo de escala como:

$$\Delta f = \frac{1}{T_m} \quad (2.20)$$

La resolución debe ser adecuada para poder distinguir las componentes armónicas de falta [88], incluidas las pequeñas imperfecciones inherentes a la máquina [96], oscilaciones en la carga [97], etc. Por ejemplo, para detectar asimetrías rotóricas en máquinas trabajando a muy bajos deslizamientos, la resolución mínima necesaria es de 10mHz. En [98] se ha demostrando esta premisa en un motor de 1600 kW. No obstante, esta precisión puede no ser adecuada en potencias superiores, donde las máquinas suelen trabajar a deslizamientos muy reducidos. Tal como se deduce de (2.20) el camino más rápido para mejorar la resolución consiste en aumentar el tiempo durante el cual se captura la señal, obteniéndose la resolución de 10mHz con un tiempo de ensayo de 100 segundos, tal como se ha realizado en [3, 26, 99]. Por otro lado, otros autores centran sus esfuerzos en mejorar la resolución, únicamente, en las bandas esperadas donde aparecerán las componentes de fallo [100]. Para ello, se han utilizado distintas técnicas de tratamiento de señal como, por ejemplo, la transformada chirp-Z (chrip-z transform (CZT)) [101–104], la Zoom-FFT [99, 101], la función Music [105], la aplicación de un subsistema invariante para la estimación de los parámetros de la señal (ESPRIT) [86, 106, 107], etc.

- Distorsión por baja frecuencia de muestreo - aliasing

Según el teorema del muestro de Nyquist-Shannon [108, 109] el límite teórico de frecuencias que se pueden estudiar es la mitad de la frecuencia de muestreo. Frecuencias superiores a este límite aparecerán como señales de frecuencia menor debido al efecto estroboscópico tal como puede verse en la Figura 2.9. Así, tal como puede verse, si se muestrease la señal en azul a una frecuencia insuficiente se obtendría la señal en rojo de menor frecuencia induciendo a errores en el análisis de la señal. Para reducir este efecto, una práctica habitual es el uso de filtros analógicos anti-aliasing [81, 85, 95, 110, 111]. De hecho los equipos de medida suelen incorporar este tipo de filtros para evitar que en la señal aparezcan frecuencias superiores la mitad de la frecuencia de muestreo.

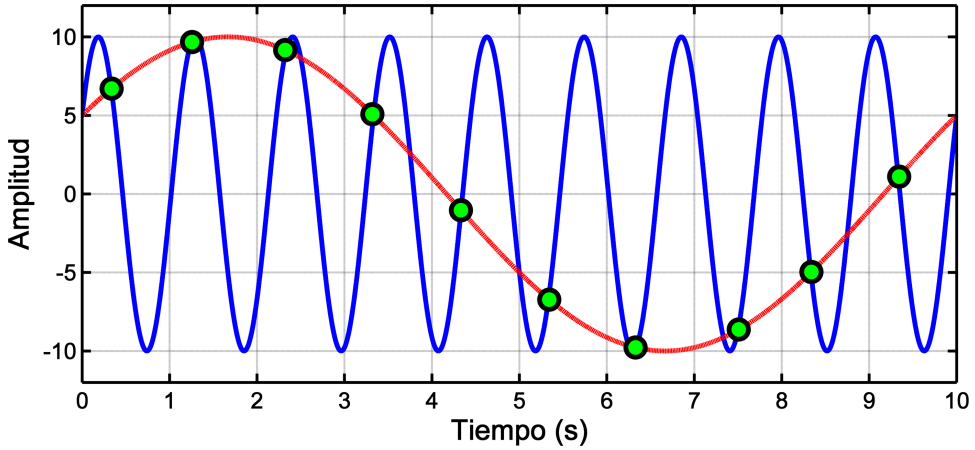


Figura 2.9: Efecto aliasing de una onda debido a la inapropiada frecuencia de muestreo.

Por otro lado, otra tendencia actual, con el fin de reducir el tamaño de estos filtros, consiste en muestrear, cada vez, a frecuencias mayores y llevar a cabo el filtrado posterior mediante el programa matemático que se utilice para analizar la señal. Con los nuevos equipos hardware se pueden alcanzar frecuencias de muestreo superiores a los 100 kHz [87, 112, 113]. De este modo se observa como, paulatinamente, en los trabajos presentados en la literatura científica, las frecuencias de muestreo son, cada vez, más elevadas: 20 kHz en [114], 25 kHz en [115], 50 kHz en [116] y 100 kHz en [117].

2.3.1.2 Análisis del módulo de la señal analítica

Con el objetivo de reducir las limitaciones del análisis de Fourier expuestas anteriormente, y en especial tratar de reducir el efecto leakage, en la literatura científica se ha propuesto el estudio del módulo de la señal analítica [3] obtenido mediante la transformada de Hilbert (HT) y que ha sido utilizada ampliamente en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas [3, 118–120].

La HT de una señal real $(x(t))$, como puede ser la corriente estatórica de la máquina, se define, matemáticamente, como su convolución con la función $1/t$ [121]:

$$HT(x(t)) = y(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (2.21)$$

Así pues, la señal analítica ($\vec{x}(t)$) se construye a partir de la señal original ($x(t)$) de la forma [122]:

$$\vec{x}(t) = x(t) + jHT(x(t)) = x(t) + jy(t) = A(t)e^{j\theta(t)} \quad (2.22)$$

donde $A(t) = \sqrt{x(t)^2 + y(t)^2}$ y $\theta(t) = \arctan(y(t)/x(t))$, siendo $A(t)$ la amplitud y $\theta(t)$ la fase de la señal analítica.

La señal analítica tiene las siguientes propiedades clave [3]:

- En el espectro de la señal analítica se anulan las frecuencias negativas mientras se mantiene el nivel de las positivas [123].
- Si se aplica la transformada a una función trigonométrica $x(t)$ el resultado es una función que es una versión de la original con desfase de 90° .
- Las bajas frecuencias de la señal original quedan contenidas en la amplitud $A(t)$ mientras que las altas frecuencias se localizan en la fase $\theta(t)$.

Tal como se demuestra en [3], las componentes de fallo, especialmente las asociadas a asimetría rotórica, se mantiene en el módulo de la señal analítica. No obstante, para eliminar el efecto leakage, lo que se utiliza para realizar el diagnóstico de máquinas eléctricas es la componente alterna del módulo de la señal analítica (i_{AS}) obtenido según:

$$i_{AS}(t) = \frac{|\vec{i}_r(t)| - \overline{|\vec{i}_r|}}{\overline{|\vec{i}_r|}} \quad (2.23)$$

siendo $|\vec{i}_r(t)|$ el valor instantáneo del módulo y $\overline{|\vec{i}_r|}$ el valor medio del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase estatórica.

En la Figura 2.10 izquierda se muestra el espectro de la corriente de una máquina trabajando bajo distintas condiciones de carga. En ella, se puede observar como, a bajos deslizamientos, las componentes de fallo quedan ocultas por la influencia de la componente fundamental. En cambio, en la Figura 2.10 derecha se puede observar el espectro de la componente alterna del módulo de la señal analítica. En ellos, se pueden observar fundamentalmente dos aspectos. Por un lado, la componente fundamental, y por ende el efecto leakage, ha sido eliminada. Por otro lado se produce una traslación en el eje de abscisas y las frecuencias de fallo aparecen situadas a $f = 2ks$ con $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3$, etc. para el caso de rotura de barras en lugar de $f = f_1(1 \pm 2ks)$.

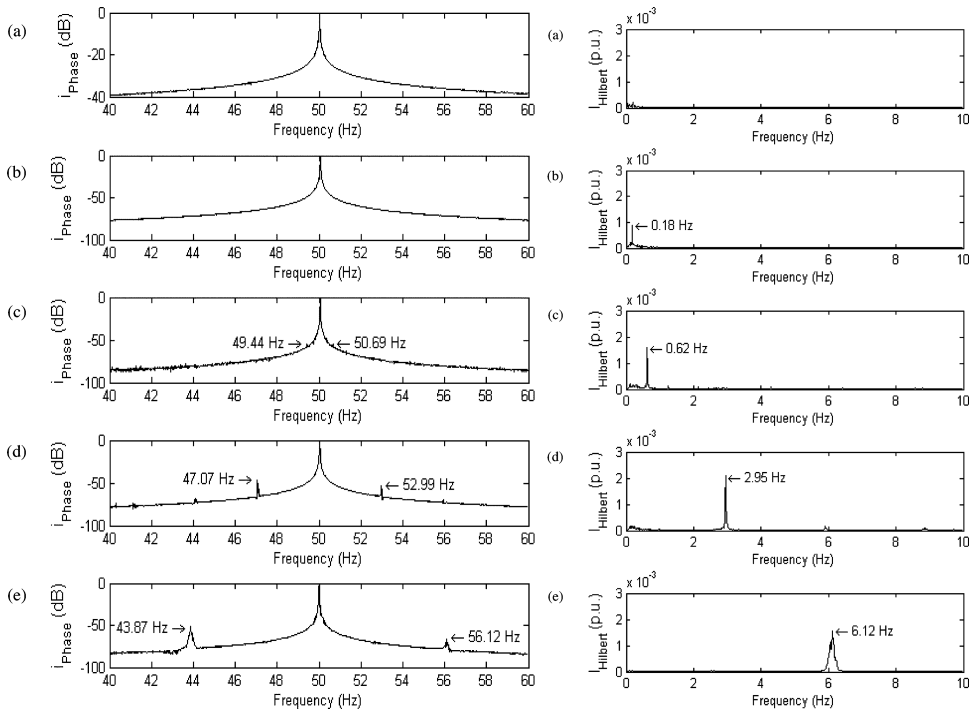


Figura 2.10: Izquierda: Espectro de la corriente estática en 5 ensayos experimentales distintos. Derecha: Espectro de la componente alterna del módulo de la señal analítica de la corriente estática en 5 ensayos experimentales distintos. a) Máquina sana descargada y máquina con asimetría rotórica con cuatro condiciones distintas de carga b) descargada, c) baja carga, d) media carga y e) carga nominal.

Fte. Puche et al. [3].

2.3.1.3 Vector extendido de Park

El método conocido como vector extendido de Park tiene el mismo objetivo que el módulo de la señal analítica citado anteriormente, eliminar la componente fundamental y por ende el efecto leakage. Este se basa en realizar el análisis espectral de la componente alterna del módulo del vector de Park. La transformada de Park es ampliamente conocida y consiste en convertir el sistema de referencia trifásico de la máquina (A–B–C) variable en el tiempo en un sistema bifásico (D–Q–0) que gira en el espacio. 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 [124]:

$$i_D(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}i_A(t) - \frac{1}{\sqrt{6}}i_B(t) - \frac{1}{\sqrt{6}}i_C(t) \quad (2.24)$$

$$i_Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}}i_B(t) - \frac{1}{\sqrt{2}}i_C(t) \quad (2.25)$$

Estas componentes, en condiciones ideales pueden considerarse como [124]:

$$i_D(t) = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \sin(\omega_1 t) \quad (2.26)$$

$$i_Q(t) = \frac{\sqrt{6}}{2}i_M \sin(\omega_1 t - \pi/2) \quad (2.27)$$

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 2.11.

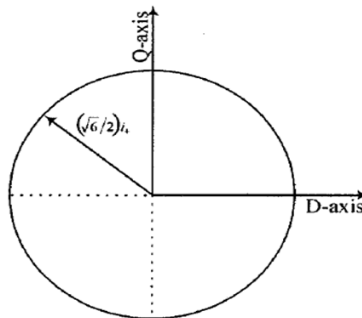


Figura 2.11: Vector de Park en el caso de una máquina sana ideal.

Fte. Cruz et al. [124].

En cambio, cuando aparece algún tipo de anomalía, la amplitud del módulo varía tal como puede verse en la Figura 2.12. Así pues, el vector extendido de Park consiste en estudiar las frecuencias que provocan dicha modulación en la amplitud del vector. Como puede observarse, al igual que con el módulo de la señal analítica, la componente fundamental se convierte en una componente DC que puede ser eliminada y se obtiene un espectro con resultados similares a los obtenidos con el módulo de la señal analítica. Sin embargo, tiene una diferencia fundamental con respecto a esta última. El módulo de la señal analítica únicamente precisa de la medida de una corriente estatórica mientras que el vector de Park precisa de la medida de las tres corrientes. Por otro lado, el vector de Park ofrece la ventaja de que no elimina las frecuencias negativas lo que permite detectar las componentes que giran en sentido opuesto a la componente fundamental. Permite detectar los órdenes de armónico de falta tanto positivos como negativos

$k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \text{etc.}$ y no sólo los $k > 0$ como en la señal analítica. Todo ello ha hecho que sea una técnica ampliamente utilizada en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas [124–129].

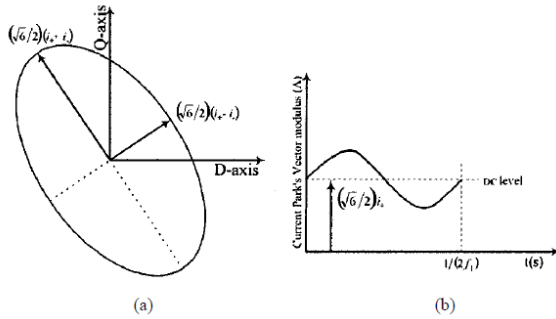


Figura 2.12: (a) Vector de Park en el caso de una máquina con asimetría estática. (b) Representación del módulo del vector de Park a lo largo del tiempo. Fte. Cruz et al. [124].

2.3.2 Régimen transitorio

Las técnicas hasta ahora propuestas tienen una gran limitación y es que únicamente son válidas para el estudio de señales estacionarias [130]. No obstante, existen un elevado número de aplicaciones donde la máquina no trabaja en condiciones constantes, es decir, están sometidos a continuos cambios en el régimen de funcionamiento ya sea por variaciones en la carga, cambios en la velocidad de referencia, arranques y paradas. Por tanto, existía una necesidad de desarrollar técnicas de diagnóstico para este tipo de funcionamiento pues había una elevado número de máquinas que no podían ser diagnosticadas correctamente.

Por otro lado, pronto se demostró que este tipo de técnicas aportaban un diagnóstico más fiable que las técnicas descritas en el régimen estacionario. Esto es debido a que durante el régimen transitorio se analizan varios puntos de funcionamiento mientras que en el régimen estacionario sólo se analiza un único punto de funcionamiento. De hecho, si se analiza el transitorio de arranque de la máquina, se está realizando un análisis de todos los puntos de funcionamiento en los que puede operar la máquina normalmente.

A lo largo de los últimos años se han desarrollado un elevado número de técnicas de diagnóstico basadas en detectar los patrones característicos de evolución de las componentes de falta a lo largo del transitorio. En los siguientes apartados se va a realizar un repaso de las dichas técnicas. Para ilustrar dichas técnicas se va a utilizar la señal correspondiente al LSH debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina (Figura 3.1) que se extrajo en [131]. Este armónico se corresponde con

el orden $k = -1$ en la ecuación (2.1), es decir, su frecuencia f_{LSH} se puede obtener según la siguiente expresión:

$$f_{LSH} = (1 - 2s)f \quad (2.28)$$

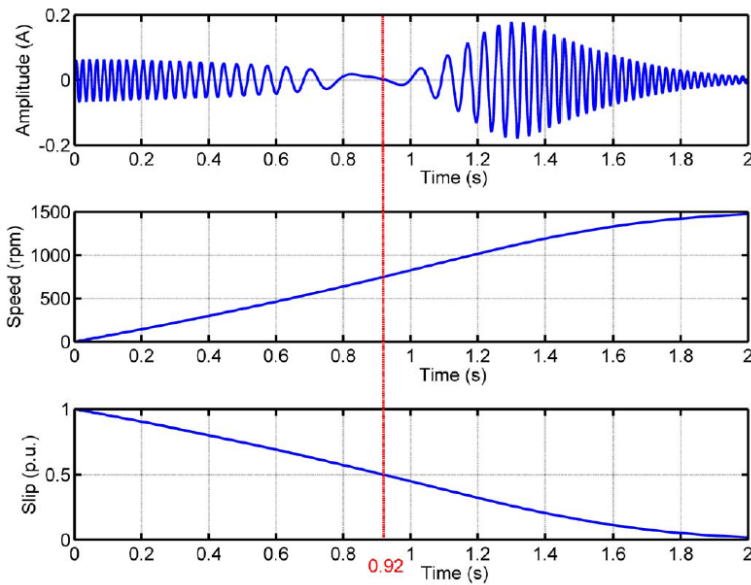


Figura 2.13: Amplitud del armónico lateral izquierdo debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina de inducción (imagen superior). Velocidad de la máquina (centro) y deslizamiento de la máquina durante el arranque (inferior). La línea vertical se corresponde con el instante en el cual se alcanza el deslizamiento $s = 0,5$.

Fte. Riera et al. [131].

2.3.2.1 Transformada short time Fourier transform (STFT)

La STFT es la extensión natural del análisis de Fourier al régimen no estacionario. Esta técnica consiste en ir estudiando pequeños intervalos de la señal analizada en los que pueda considerarse prácticamente estacionaria y aplicarle la FFT. Este proceso se repite de forma reiterada, y finalmente, con todos los espectros calculados, se obtiene la distribución tiempo-frecuencia de la señal. De este modo, la STFT fue la primera técnica de análisis de señales en aplicarse en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas trabajando en régimen no estacionario, básicamente, por ser la matemáticamente más simple.

No obstante, esta tiene una serie de inconvenientes que limitan su aplicación al campo del diagnóstico de máquinas eléctricas. Ente ellos destaca que para obtener una resolución aceptable se precisan de unos requisitos computacionales excesivos [132] debido a la dependencia entre la resolución en tiempo y la resolución en frecuencia. Cuando se mejora una, empeora la otra, y viceversa, teniéndose que adoptar una solución de compromiso entre ambas. Más adelante, se dedica un capítulo al completo a esta transformada en la que se expondrán con mayor detalle sus principales características, así como sus ventajas e inconvenientes.

2.3.2.2 Transformadas wavelet

Las transformadas wavelet permiten la descomposición de la onda original en una suma de señales acotadas en una banda de frecuencias, es decir, contienen las componentes de la onda original comprendidas en un determinado rango de frecuencias. Este tipo de análisis ha sido ampliamente utilizado en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas de inducción [6–8, 82, 132–135]. El GI en concreto, la ha presentado en diversas publicaciones científicas demostrando la validez de las mismas para la detección de distintos tipos de fallos. Por tanto para hacer una demostración teórico-práctica de las mismas en esta tesis se van a utilizar, como referencias principales, los trabajos aportados por el GI en este campo [5, 136], entre otros.

2.3.2.2.1. Transformada discreta de Wavelet (DWT)

Entre las transformadas wavelet, la primera en utilizarse fue la DWT. La DWT realiza la descomposición de una señal $x[n]$ en un coeficiente de aproximación a un determinado nivel de descomposición k , $A_k[n]$, y k señales de detalle $d_j[n]$ con $j = 1 \dots k$ [137]:

$$x[n] = A_k[n] + \sum_{j=1}^k d_j[n] = \sum_i \Phi_i^k[n] + \sum_{j=1}^k \sum_i d_i^j \Psi_i^j[n] \quad (2.29)$$

donde Φ^k y Ψ^j son la función de escalado al nivel k y la función wavelet al nivel j respectivamente. Por otro lado, los coeficientes a_i^k y d_i^j se calculan utilizando el algoritmo de codificación por sub-bandas [138]. La aplicación de este algoritmo se puede observar en la Figura 2.14 aplicado a una señal muestreada a frecuencia f_s .

Expresado de otra manera, cada señal wavelet en la que se descompone la señal original se comporta como un filtro paso banda como el que se puede observar en la Figura 2.15 observándose cierta superposición o solapamiento entre las bandas por lo que el filtrado no es ideal. Asumiendo que éste fuese ideal, si se utilizase una frecuencia de muestreo f_s para capturar la señal, entonces los coeficientes de detalle d_j contendrían la información de la señal en frecuencia comprendida en los intervalos:

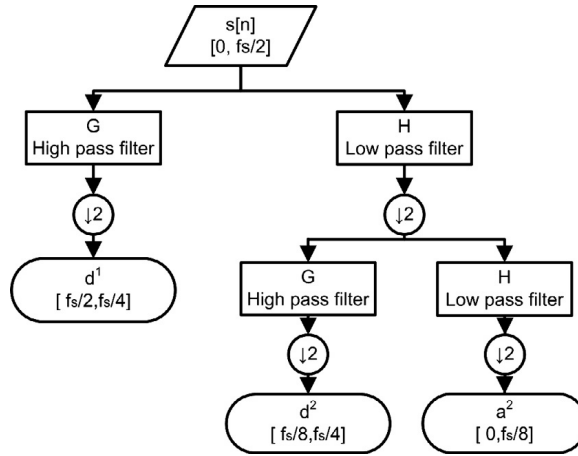


Figura 2.14: Coeficientes de la DWT calculados con el algoritmo de codificación por subbandas para un número de niveles $k = 2$.

Fte. Pineda et al. [13].

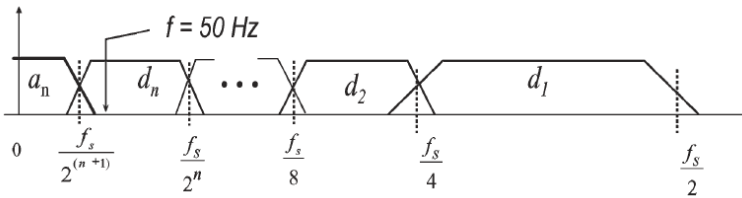


Figura 2.15: Proceso de filtrado realizado por la DWT

Fte. Riera et al. [5].

$$f(d_j) \in \left[\frac{f_s}{2^{j+1}}, \frac{f_s}{2^j} \right] \text{ Hz} \tag{2.30}$$

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

$$f(a_j) \in \left[0, \frac{f_s}{2^{j+1}} \right] \text{ Hz} \tag{2.31}$$

Para ilustrar esta descomposición, en la tabla 2.1 se muestran dos ejemplos de la descomposición por bandas de la DWT en el caso de utilizar dos frecuencias de muestro distintas.

Tabla 2.1: Bandas de frecuencia de los coeficientes de detalle y aproximación de la DWT en función de la frecuencia de muestreo f_s .

Fte. Riera et al. [164].

Nivel	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

De este modo si se aplicase la DWT con cinco niveles de descomposición a la señal sintética del LSH (Figura 3.1), se obtendría una descomposición como la de la (Figura 2.16) en la que claramente se puede observar la evolución de dicha componente.

No obstante, este tipo de descomposición no permite la utilización de sistemas expertos de reconocimiento automático de patrones: existen seis imágenes que deben ser procesadas de manera simultánea para detectar el patrón correspondiente al fallo.

Una posible solución consiste en, crear una única matriz en la que cada fila contenga la evolución temporal de la señal en una banda de frecuencias, tal como puede verse en la Figura 2.17. Además, esta matriz puede ser representada en un imagen tiempo-frecuencia 2-D en la que la información referente a la amplitud se determina mediante un código de colores (Figura 2.18). No obstante, esta imagen tiene una serie de inconvenientes en los que destacan la escasa resolución frecuencias debida al ancho fijo de las bandas impuesto por la propia DWT y que la variación sinusoidal de la señal aparece queda reflejada como bandas alternas de color. De hecho la DWT resulta útil para comprender la evolución de las componentes de fallo pero, en cambio, no sirve de utilidad para tener una representación precisa de la señal en el dominio tiempo-frecuencia. No obstante, estos inconvenientes se pueden reducir con el uso de la transformada continua de wavelet (CWT).

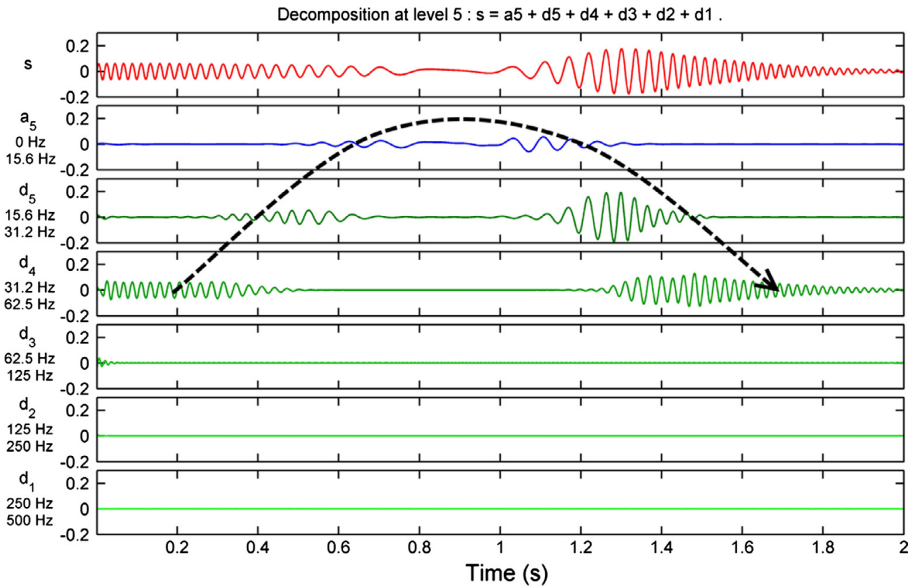


Figura 2.16: Descomposición DWT del armónico lateral izquierdo (LSH) debido a asimetría rotórica. El patrón muestra una evolución clara en la que la señal aumenta en aquellos intervalos temporales en los que la frecuencia del LSH está comprendida en las distintas bandas.

Fte. Pineda et al. [13]

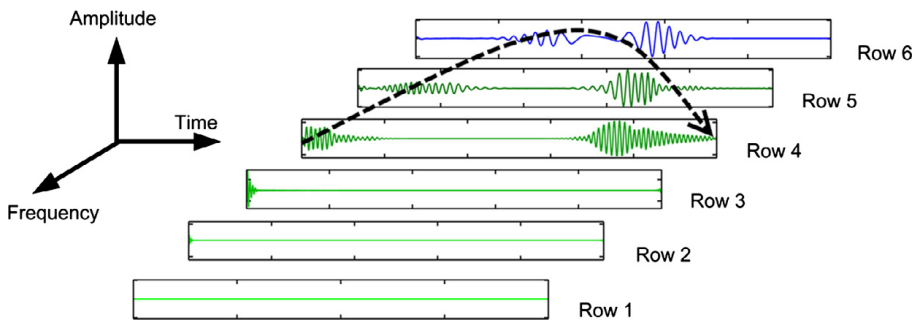


Figura 2.17: Matriz tiempo-frecuencia-amplitud del LSH generada al almacenar en cada fila de la misma una banda de frecuencias obtenida de la descomposición DWT.

Fte. Pineda et al. [13].

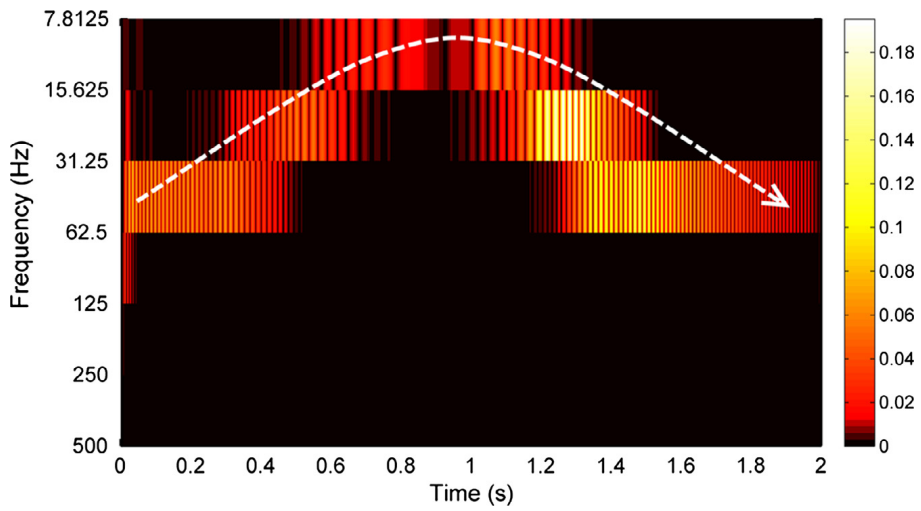


Figura 2.18: Imagen 2D en la que se representa la evolución tiempo-frecuencia del LSH con la información referente a la amplitud dispuesta mediante un código de colores.

Fte. Pineda et al. [13].

2.3.2.2.2. Transformada continua de Wavelet (CWT)

La transformada continua de wavelet (CWT) es una descomposición que permite vincular el dominio temporal con el dominio de la señal wavelet. La forma natural de obtener dicha representación es mediante la definición de una serie de familias de funciones que se encuentran escaladas y trasladadas en el tiempo de la forma [139]:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad a > 0, b \in \mathbb{R} \quad (2.32)$$

donde ψ es un función conocida como la wavelet madre de carácter oscilatorio (2.33) bien localizada tanto en tiempo como en frecuencia (2.34).

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t) dt = \widehat{\psi}(0) = 0 \quad (2.33)$$

$$|\psi(t)| \leq c(1 + |t|)^{-1-\varepsilon}, \quad \left| \widehat{\psi}(\omega) \right| \leq c(1 + |\omega|)^{-1-\varepsilon} \quad (2.34)$$

para cualquier $\varepsilon > 0$, donde $\widehat{\psi}(\omega)$ representa la transformada de Fourier de $\psi(t)$. Por otro lado, el parámetro $1/\sqrt{a}$ asegura que todas las wavelets $\psi_{a,b}$ en todas las escalas a contienen la misma energía. De este modo la CWT de una función $f \in L_2(\mathbb{R})$ se define como:

$$CWT(f(a,b)) = \langle f, \psi_{a,b} \rangle = \frac{1}{\sqrt{a}} \int f(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (2.35)$$

donde las señales wavelet madre se definen del siguiente modo para el caso de señales derivadas de la función gaussiana:

$$\psi_n(t) = \frac{(-1)^n}{\sqrt{2^{(n-1/2)}\Gamma(n+1/2)}} \cdot \frac{d^n(e^{-t^2})}{dt^n} \quad (2.36)$$

$$\overline{\psi}_n(\omega) = \frac{(i\omega)^n}{\sqrt{2^{(n-1/2)}\Gamma(n+1/2)}} \cdot e^{-\omega^2} \quad (2.37)$$

Tal como puede observarse en la Figura 2.19, la descomposición CWT del LSH extrae las componentes temporales de la señal original cuyas frecuencias están comprendidas en la escala elegida. La Figura 2.19 ofrece una representación clara de la evolución tiempo-frecuencia de la componente LSH. Sin embargo, dada la naturaleza alternativa de la señal, la distribución tiempo-frecuencia aparece como una sucesión de

bandas claras y oscuras lo que obstaculiza su utilización en sistemas de reconocimiento de patrones automáticos. El uso de transformada compleja continua de wavelet (CCWT) que se introducirá en el siguiente punto es capaz de dar solución a dicho problema.

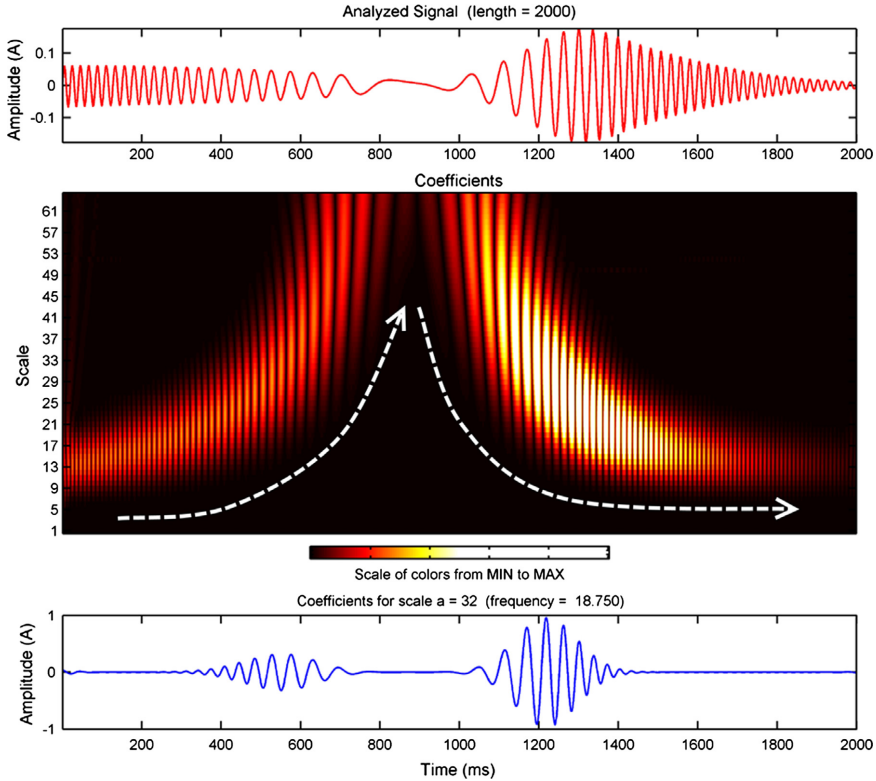


Figura 2.19: CWT del LSH utilizando 64 niveles de escalado. Superior: Señal analizada. Central: valor absoluto de los coeficientes de la CWT con el patrón del LSH superpuesto (línea discontinua blanca). Inferior: Reconstrucción de la señal obtenida utilizando un valor de escala $a = 32$.

Fte. Pineda et al. [13].

2.3.2.2.3. Transformada continua compleja de Wavelet (CCWT)

La transformada compleja continua de wavelet (CCWT) se aplica del mismo modo que la CWT pero utilizando wavelets madre complejas (2.38) para la derivada n -ésima de la función gaussiana, en lugar de wavelets reales como las de la ecuación (2.36) que se utilizan en el caso de CWT.

$$\psi_n(t) = \frac{(-1)^n}{\sqrt{2^{(n-1/2)}\Gamma(n+1/2)}} \cdot \frac{d^n(e^{-jt} \cdot e^{-t^2})}{dt^n} \quad (2.38)$$

La principal ventaja de esta transformada es que en la distribución tiempo-frecuencia computa la envolvente del módulo de la señal en lugar del valor instantáneo tal como puede verse en la Figura 2.20. Este hecho permite eliminar la alternancia de bandas de las transformadas wavelet expuestas anteriormente mejorando su aplicación en sistemas automáticos de reconocimiento de patrones. Además la representación en tres dimensiones del LSH se muestra gráficamente en la Figura 2.21 observándose claramente la evolución teórica de esta componente armónica.

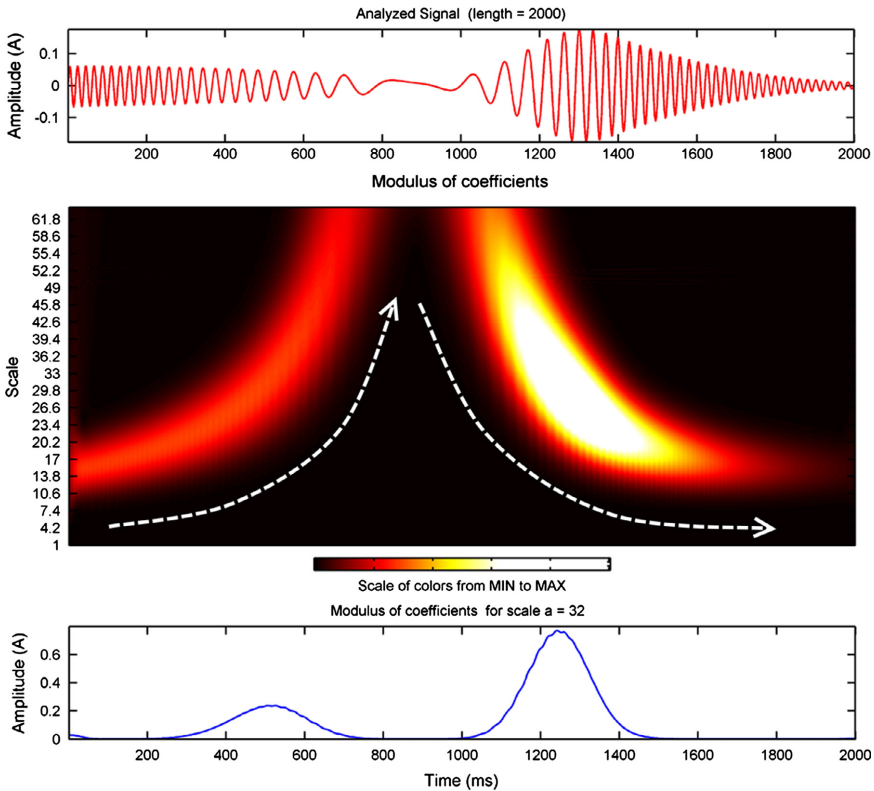


Figura 2.20: CCWT del LSH utilizando 64 valores de escalado. Superior: Señal analizada. Central: módulo de los coeficientes de la CCWT con el patrón del LSH superpuesto (línea discontinua blanca). Inferior: transformación simple del módulo obtenido para una escala de valor $a = 32$.

Fte. Pineda et al. [13].

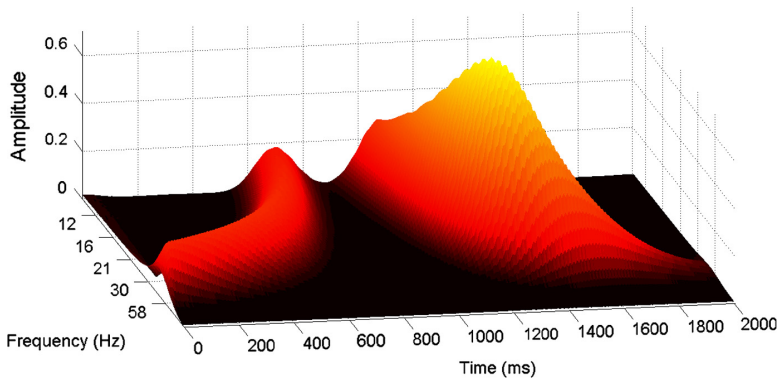


Figura 2.21: Imagen 3D representando la evolución tiempo-frecuencia del LSH obtenida mediante el módulo de la CCWT.

Fte. Pineda et al. [13].

2.3.2.3 Transformada de Wigner-Ville

El siguiente apartado se utiliza para presentar la distribución de Wigner-Ville (WVD), que permite obtener la distribución tiempo-frecuencia de la señal. Para ello se van a utilizar algunos de los trabajos presentados por el GI, como, por ejemplo [9–11].

La distribución de Wigner-Ville (WVD) es un caso particular de los tipos de distribuciones de Cohen que permite obtener una distribución tiempo-frecuencia calculada mediante la correlación de la señal con una traslación en tiempo y frecuencia de ella misma. De este modo, la WVD de una señal $x(t)$ se define como:

$$WVD(x(t, \omega)) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(t + \tau) \cdot x^*(t - \tau) \cdot e^{-j\tau\omega} d\tau \quad (2.39)$$

donde x^* denota el conjugado de x . por tanto, la integral de la transformada de Wigner-Ville es la transformada de Fourier de la señal $x(t + \tau) \cdot x^*(t - \tau)$ teniendo en cuenta un retraso τ que puede ser variable. Tal como se indica, esta distribución evita cualquier pérdida de resolución en el plano tiempo-frecuencia tal como sí ocurre, por ejemplo, si se utilizase la *short time Fourier transform* [140].

Por otro lado, la energía total de la distribución puede ser calculada tanto en tiempo como en frecuencia según la fórmula de Plancherel:

$$\|x\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |x(t)|^2 dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |x(\omega)|^2 d\omega \quad (2.40)$$

donde los valores de $|x(t)|^2$ y $|x(\omega)|^2$ pueden interpretarse como las densidades de energía en tiempo y en frecuencia respectivamente.

A pesar de que la WVD es más rápida computacionalmente que otros algoritmos exponenciales y tiene una excelente resolución tiempo-frecuencia, su uso está limitado por la aparición de interferencias externas, especialmente cuando se utilizan señales multicomponentes. Estas interferencias, también conocidas como términos cruzados, aparecen en la distribución en tiempos o en frecuencias donde no debería existir energía. Como consecuencia, es recomendable la computar la WVD de la señal analítica obtenida a partir de la transformada de Hilbert de la señal real. Esto se debe a que la señal analítica no contiene frecuencias negativas y por tanto se eliminan las posibles interferencias entre las frecuencias positivas y negativas. Otras propuestas orientadas a reducir el efecto de estos términos cruzados se basan en utilizar la WVD con otros tipos de kernels como, por ejemplo, la pseudo WVD, la distribución Choi Williams o la Zhao-Atlas-Marks.

2.3.2.4 Transformada Gabor

En este apartado se trata la transformada de Gabor, como técnica para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la señal, utilizada por primera vez en este ámbito en [12].

Al contrario de lo que sucede si se aplica la transformada de Fourier (la señal se descompone en una serie de funciones trigonométricas que no pueden reproducir los patrones tiempo-amplitud y tiempo-frecuencia de la señal), la transformada de Gabor se basa en expandir la señal $x(t)$ en una serie de funciones elementales, que están construidas a partir de un bloque elemental que se va trasladando en el tiempo y modulando (traslación en frecuencia) de la forma

$$x(t) = \sum_{m \in \mathbb{Z}} \sum_{n \in \mathbb{Z}} c_{m,n} g_{m,n}(t) \quad (2.41)$$

donde las funciones elementales $g_{m,n}$ son

$$g_{m,n}(t) = g(t - n \cdot T) e^{j2\pi \cdot m \cdot \Omega \cdot t} \quad m, n \in \mathbb{Z} \quad (2.42)$$

para una función fija $g(t)$, conocida como ventana sintética, y parámetros de traslación en tiempo-frecuencia $T, \Omega > 0$. Además, es posible realizar una normalización energética de la función

$$\int |g(t)|^2 dt = 1 \quad (2.43)$$

Las funciones $g_{m,n}$ (2.42) se obtienen moviendo la ventana g a lo largo de la cuadrícula $\Delta = T' \times \Omega'$ en el plano tiempo-frecuencia. De este modo, si la tanto la función g así como su transformada de Fourier se encuentran localizadas en el origen, entonces $g_{m,n}$ se encuentra localizada en $(n \cdot T, m \cdot \Omega)$ en el plano tiempo-frecuencia tal como puede verse en la Figura 2.22

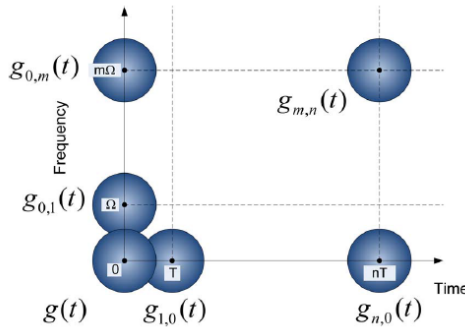


Figura 2.22: Funciones elementales $g_{m,n}(t)$ obtenidas mediante la traslación de la función g a lo largo de la cuadrícula $\Delta = T' \times \Omega'$ en el plano tiempo-frecuencia.

Fte. Riera et al. [12].

De este modo, teniendo en cuenta el teorema de Parseval

$$\sum_{m \in \mathbb{Z}} \sum_{n \in \mathbb{Z}} |c_{m,n}|^2 = \text{Energy}(x(t)) \quad (2.44)$$

los coeficientes $c_{m,n}$ en (2.41) se pueden interpretar como la medida de la energía de la señal $x(t)$ en el área del plano tiempo-frecuencia que abarca la señal $g_{m,n}$. De este modo, la elección del tipo de ventana resulta crucial para detectar las distintas componentes armónicas presentes en la señal. Con este aspecto, existen diversos criterios para seleccionar dicha ventana sintética, unos autores se decantan por seleccionar aquella que minimice el área efectiva tiempo-frecuencia ocupada por una componente [141, 142], mientras que otros autores proponen por el uso de kernels separados con distintos parámetros en distintos espacios de tiempo [143–145]. Atendiendo al primer criterio, Gabor ya en su trabajo original [146] así como en otros trabajos [12] han propuesto el uso de la ventana Gaussiana (Figura 2.23) pues con ella se consigue la menor área efectiva delimitada por el principio de incertidumbre. Sin embargo, otros autores se han decantado por el uso de otras funciones elementales como pueden ser la exponencial [147] o la chirp [148–150], entre otras. Así pues, en [12] se ha utilizado la ventana gaussiana para obtener la distribución tiempo-frecuencia del LSH debido a barra rota durante el arranque de la máquina presentado al inicio de la sección (Figura 3.1) obteniendo los resultados que se muestran en la Figura 2.24 en el que se puede observar de manera muy clara el patrón que sigue esta componente.

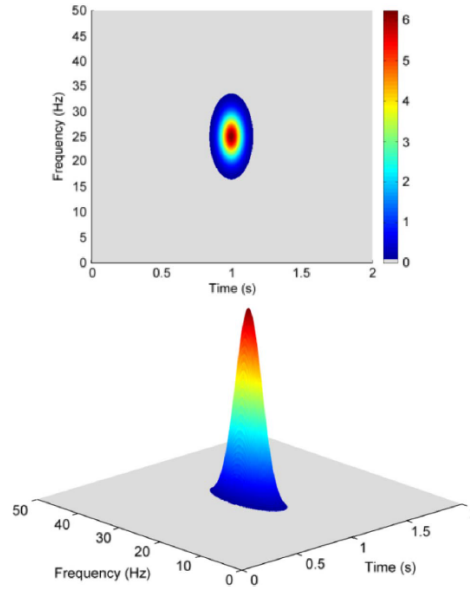


Figura 2.23: Energía de la ventana Gaussiana utilizada en [12] para la detección del LSH debido a asimetría rotórica en 2D (superior) y en 3D (inferior).
Fte. Riera et al. [12].

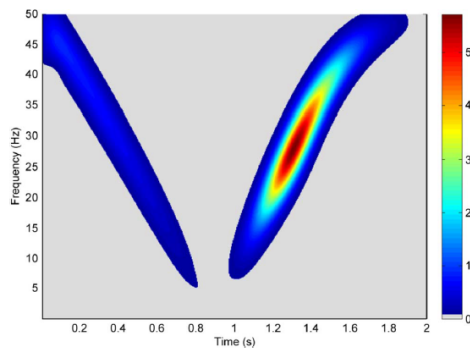


Figura 2.24: Patrón tiempo-frecuencia-amplitud del LSH obtenido aplicando la transformada de Gabor.
Fte. Riera et al. [12].

2.3.2.5 Transformada Hilbert-Huang

La transformada de Hilbert Huang (HHT) se basa en descomponer cualquier tipo de señal en número finito de funciones de las que, tras calcular la señal analítica de las mismas mediante la HT, se extraen los valores de frecuencia instantánea. A estas funciones se las conoce como funciones de modo intrínseco (IMF). Definiéndose una IMF como una señal que tiene valor medio nulo y la diferencia entre el número de extremos (máximos y mínimos) y el número de pasos por cero (ZC) es, como máximo uno, es decir, $|\text{extremos} - ZC| \leq 1$. Con el fin de extraer estas IMF se ha desarrollado el siguiente algoritmo iterativo:

1. En primer lugar se procede a localizar los puntos extremos de la señal, es decir, localizar los máximos y mínimos locales de la misma.
2. A continuación, mediante una función de interpolación, se conectan los puntos máximos locales de la señal, con lo que se genera una envolvente superior de la señal.
3. Se procede del mismo modo que en el punto anterior con los mínimos locales, obteniéndose una envolvente inferior de la señal.
4. Se calcula la media local como la diferencia entre la envolvente superior y la inferior dividido entre dos.
5. Se sustrae el valor medio local a la señal.
6. Se repite el proceso con la señal 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:

$$x(t) = R_n(t) + \sum_{k=1}^n IMF_k(t) \quad (2.45)$$

que, a partir de la misma, se obtiene la señal analítica, ésta puede expresarse como:

$$x(t) - R_n(t) = Re \left[\sum_{k=1}^n A_k(t) e^{j \int \omega_k(t) dt} \right] \quad (2.46)$$

pudiéndose obtener la frecuencia instantánea de la misma y utilizarla para el diagnóstico de la máquina, mediante un diagrama tiempo-frecuencia.

La transformada de Hilbert Huang (HHT) es una técnica cuyo uso está teniendo una gran penetración en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas [151]. En [118] se utiliza para la detección de fallos en los cojinetes mientras que en [152] se compara la HHT con la DWT para la detección de asimetrías rotóricas. Por otro lado en [153] 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 [154] se utiliza para la detección de averías en generadores sincrónicos mientras que en [155] se realiza una comparación entre la 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.

2.3.2.6 Frecuencia Instantánea

Las técnicas presentadas se basan en descomponer la señal en el plano tiempo-frecuencia para así extraer las distintas componentes armónicas y compararlas con los patrones de fallo. En cambio, las técnicas basadas en el uso de la frecuencia instantánea (IF) se fundamentan en presentar las componentes de la señal en el plano frecuencia-deslizamiento, teniendo en cuenta que cada componente de fallo describirá una trayectoria definida en este plano. 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, lo que le ha permitido tener una gran proliferación en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas [15–18, 156]. Estas rectas se pueden expresar de la forma:

$$IF = m \cdot s + c \quad (2.47)$$

donde m es la pendiente de la recta, s el deslizamiento y c el punto de corte con el eje de ordenadas.

Por otro lado, la frecuencia instantánea (IF) se calcula a partir de la señal analítica (ver punto 2.3.1.2), como la derivada de la fase de la señal analítica ($d\varphi(t)$) [18]:

$$IF(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (2.48)$$

Como ejemplo de aplicación, en [18] se ha utilizado esta técnica de manera satisfactoria para el diagnóstico de asimetrías rotóricas y estatóricas en máquinas de inducción de rotor bobinado. Y tal como puede observarse en la Figura 2.25 cuando aparece un tipo de fallo en la máquina, este sigue una trayectoria inequívoca en

el plano deslizamiento-frecuencia instantánea que permite determinar la presencia o ausencia de fallo.

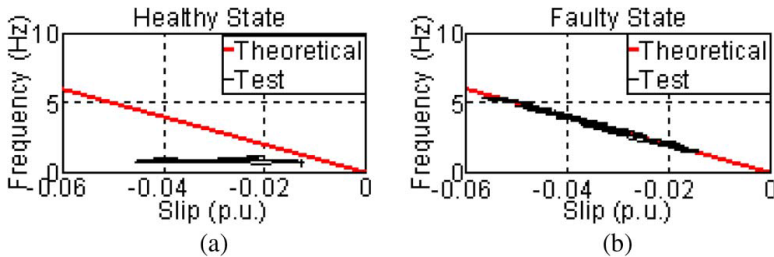


Figura 2.25: Trayectorias teóricas si existiese asimetría rotórica en la máquina, y curvas obtenidas tras realizar el test con (a) una máquina en estado sano y (b) una máquina con asimetría rotórica.

Fte. Vedreño et al. [18].

2.3.2.7 Otras técnicas utilizadas

En los puntos anteriores se han citado algunas de las técnicas que se han venido desarrollando en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas en el régimen transitorio. Se ha hecho especial hincapié en las técnicas utilizadas por el GI y que mayor proliferación han tenido en el ámbito del diagnóstico de máquinas eléctricas. No obstante, existen un elevado número de transformaciones que no se han expuesto en profundidad pero que es importante destacar.

Por un lado, existen técnicas basadas en obtener un análisis en función de la posición angular. Este tipo de técnicas están especialmente diseñadas para el estudio 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. Estas técnicas se han presentado bajo el seudónimo *angular order tracking analysis* (OT) destacando, entre las variantes existentes y más recientes, la *Vold-Kalman filtering order tracking* (VKF-OT) [157], el *angular domain order tracking method* (ADOT) [158] o el *equal phase sampling method* (ESPM) [159].

Por otro lado, las técnicas hasta ahora presentadas, se utilizan en el diagnóstico off-line de la máquina, lo que quiere decir que las señales adquiridas serán tratadas posteriormente con equipos informáticos para realizar el análisis oportuno. No obstante, existe una tendencia que trata de desarrollar equipos que sean capaces de realizar el diagnóstico en línea de la máquina. De este modo, estos quedarían instalados en el mismo emplazamiento de la máquina y se encargarían de realizar una monitorización continua del estado de la máquina. Para ello, estas técnicas deberían poder ser implementadas en equipos electrónicos de bajo coste con las consiguientes limitaciones de poder de cálculo y capacidad de memoria. De este modo, las técnicas desarrolladas para este tipo de equipos deberían ser computacionalmente rápidas y

con bajos requerimientos de memoria [81, 90] para poder ser ejecutadas en tiempo real. Diversos autores han implementado distintas técnicas en dispositivos electrónicos tales como digital signal processors (DSPs) [74, 85, 100], FPGA [110, 160], equipos portátiles [95, 161], sensores wireless [116, 162], procesadores de bajo coste [163] 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 [164, 165]. No obstante, en este último caso, se debe prestar atención a que el proceso de diagnóstico no influya negativamente en las tareas de control para las que están destinados estos equipos tal como se ha puesto de manifiesto en [81, 87, 88, 94, 95, 100, 104, 110, 112, 116, 160–164, 166].

2.4 Conclusiones

En este capítulo se han expuesto los principales defectos que dan lugar a la manifestación de fallos o averías en máquinas eléctricas rotativas. También se ha hecho una revisión de las principales magnitudes físicas que en la literatura científico-técnica se vienen empleando para el diagnóstico de los citados defectos, concluyéndose que las técnicas basadas en el análisis de las vibraciones mecánicas junto con las corrientes eléctricas estáticas son las que presentan una mayor proliferación debido a sus ventajas y a la información que contienen.

Sin perjuicio de la valiosa información que en ciertos casos puede presentar el análisis de las vibraciones mecánicas, con carácter general, la corriente estática presenta ciertas ventajas para el diagnóstico práctico e industrial en máquinas eléctricas rotativas, ya que la medida de esta magnitud se puede hacer de forma no invasiva, asequible técnica y económicamente, y contiene información muy relevante desde el punto de vista del diagnóstico. Ahora bien, esta magnitud debe ser procesada mediante avanzadas técnicas de análisis de señal para poder discernir la presencia o ausencia de cada tipo de fallo. En este capítulo se han citado brevemente las principales técnicas utilizadas en el diagnóstico de máquinas trabajando en régimen estacionario así como sus ventajas e inconvenientes. No obstante, se ha centrado el interés en las técnicas utilizadas para el diagnóstico de la máquina trabajando en regímenes transitorios debido a las ventajas que supone. En particular, durante los procesos de arranque, la máquina pasa por todo el rango de valores del deslizamiento ($s = 1$ máquina parada, a $s \simeq 0$, con máquina cargada, en funcionamiento motor), moviéndose con éste de una forma característica los armónicos asociados a los distintos tipos de fallos conforme a las expresiones matemáticas recogidas en los correspondientes apartados que han sido revisados a lo largo del capítulo lo que permite disponer de información en un amplio rango de puntos de funcionamiento en el tiempo que dura el arranque de la máquina, permitiendo obtener un diagnóstico más fiable.

Una vez expuesta la ventaja de un enfoque basado en el análisis de la señal en régimen dinámico de la máquina, se han recogido las principales herramientas matemá-

ticas que hasta la fecha se están empleando para efectuar dicho análisis, mostrando sus principales limitaciones consistente, esencialmente, en su nivel de resolución, tiempo necesarios de computación y alta capacidades de memoria que conducen a que no puedan ser implementados de una forma práctica en equipos autónomos de tratamiento de señal para realizar el diagnóstico en línea. Tratar de aportar mejoras en estos aspectos, constituyen, por tanto, la principal motivación de este trabajo de investigación y que se presentarán en los capítulos subsiguientes.

Capítulo 3

Ensayos

El objetivo fundamental de este capítulo es proceder a presentar las características de las señales y ensayos que, en capítulos posteriores, se utilizarán para demostrar teórica y experimentalmente los avances en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas que se presentan en esta tesis aplicados, principalmente, a la detección de asimetrías rotóricas en máquinas eléctricas rotativas de inducción.

3.1 Señal sintética

Actualmente, la gran mayoría de técnicas de diagnóstico de máquinas eléctricas están basadas en el análisis de la corriente estatórica de la máquina eléctrica durante el transitorio de arranque de la misma. Habitualmente, en el caso de averías por asimetría rotórica, lo que se pretende es detectar la evolución del armónico lateral izquierdo (LSH) durante dicho transitorio. Si se tiene en cuenta la ecuación que determina las frecuencias de los armónicos que se inducen en la corriente estatórica debido a la aparición de este tipo de avería:

$$f_{asym_{rot}} = (1 + 2ks)f \quad k = \pm 1, \pm 2, \pm 3 \dots \quad (3.1)$$

el LSH se corresponde con el orden de armónico $k = -1$ en (3.1):

$$f_{LSH} = (1 - 2s)f \quad (3.2)$$

Teniendo en cuenta que el deslizamiento de la máquina durante el transitorio de arranque evoluciona desde $s = 1$ cuando se inicia hasta $s \simeq 0$, y las ecuaciones características de la máquina, se ha generado una señal sintética que únicamente

contiene el LSH debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina. Esta señal queda ilustrada en la Figura 3.1. De este modo, en la presentación de los métodos de diagnóstico propuestos en la presente tesis, se utilizará esta señal para ilustrarlos.

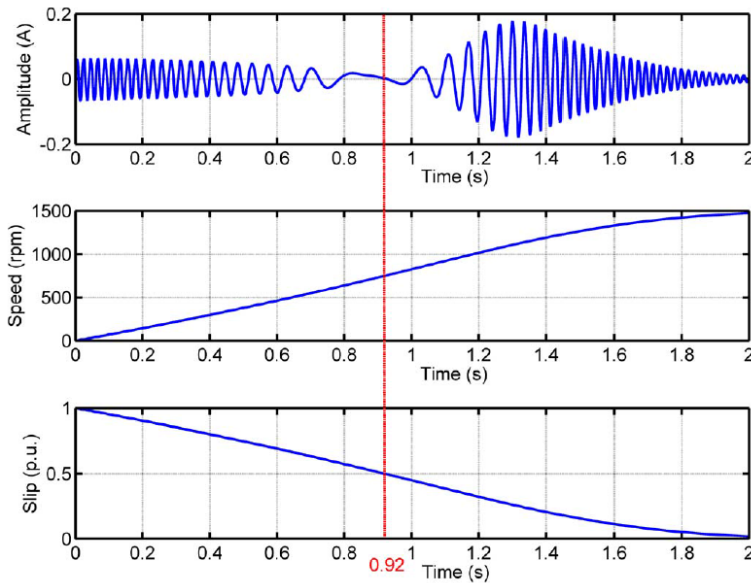


Figura 3.1: Amplitud del armónico lateral izquierdo debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina de inducción (imagen superior). Velocidad de la máquina (centro) y deslizamiento de la máquina durante el arranque (inferior). La línea vertical se corresponde con el instante en el cual se alcanza el deslizamiento $s = 0,5$.

Fte. Riera et al. [131].

La evolución del LSH ha sido estudiada por Riera et al. [131]. En este trabajo la evolución del LSH se extrae de una máquina simulada (cuyas principales características se exponen en la Tabla 3.1) considerando únicamente los armónicos espaciales fundamentales de su devanado durante $T_{muestreo} = 2s$ a $F_{muestreo} = 5kHz$. Básicamente, el LSH $i_{LSH}(t)$ es una señal sinusoidal cuya amplitud ($A(t)$) y frecuencia (β) varían continuamente con el deslizamiento (s) cuyo patrón se puede construir como:

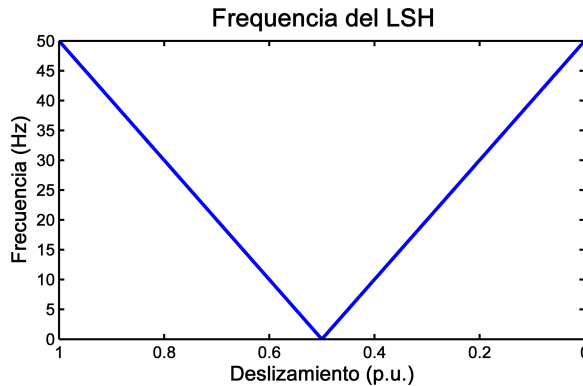
$$i_{LSH}(t) = A(t)e^{-j2\pi\beta t^2/2} \quad (3.3)$$

Tal como puede verse en la Figura 3.1, la amplitud sigue un patrón característico. En primer lugar la amplitud va decreciendo hasta que se hace nula ($s = 0,5$, $t = 0,92$). A partir de este punto ($t > 0,92$) la amplitud vuelve a crecer hasta alcanzar un máximo, momento en el cuál vuelve a decrecer hasta alcanzar el valor del régimen permanente.

Tabla 3.1: Características de la máquina simulada para extraer el LSH.

Características nominales			
Potencia	1,1 kW	Tensión	230/400 V
Corriente	2,7/4,6 A	$\cos(\varphi)$	0,8
Velocidad	1410 r.p.m.	Inercia	0,25 $kg \cdot m^2$

La frecuencia del LSH β en (3.3) varía según la forma que se muestra en la Figura 3.2. Inicialmente, como $s = 1$ la frecuencia del LSH es igual a la frecuencia de alimentación. En este punto, la frecuencia disminuye hasta convertirse nula cuando el deslizamiento es $s = 0,5$. A partir de este momento, la frecuencia vuelve a aumentar hasta mantenerse en el valor correspondiente al régimen permanente.

**Figura 3.2:** Evolución de la frecuencia del LSH en función del deslizamiento.

3.2 Máquina de inducción de elevada potencia

El grupo de investigación colabora estrechamente con otros grupos de investigación tanto a nivel nacional como internacional. Fruto de una colaboración con profesores e investigadores de la universidad de Novi Sad en Serbia se obtuvieron las medidas de corriente estática de una máquina de inducción de elevada potencia cuyas principales características se encuentran detalladas en la Tabla 3.2 y que contaba, en el momento de su medición, con una asimetría rotórica debida a dos roturas una total y otra parcial de sendas barras del rotor. La máquina de inducción se encuentra ubicada en las instalaciones de la empresa Victoria Oil dedicada a la producción de aceite de girasol (Figura 3.3). Dicha empresa, tras detectar algunas anomalías en el funcionamiento de la máquina, contactó con el departamento de computación y con-

trol de la universidad de Novi Sad donde, varios de sus miembros son especialistas en el diagnóstico de máquinas eléctricas y que a su vez se puso en contacto con el grupo de investigación en el seno del cual se realiza la tesis doctoral con el fin de ofrecer un diagnóstico contrastado y más fiable.

Tabla 3.2: Características de la máquina de inducción de elevada potencia instalada en una industria destinada a la producción de aceite de girasol en Serbia y que cuenta con una rotura total y una parcial de dos barras en su rotor.

Características nominales			
Potencia	3,15 MW	Tensión	6 kV
Corriente	373 A	$\cos(\varphi)$	0,92
Frecuencia	50 Hz	Velocidad	2982 r.p.m.

Tras los análisis realizados por ambos grupos de investigación se llegó a la conclusión de que la máquina contaba con, al menos, una barra rotórica rota. Este diagnóstico quedó confirmado cuando se procedió a la extracción del rotor y se observó una rotura total y una rotura parcial de sendas barras del mismo tal como puede verse en la Figura 3.4.

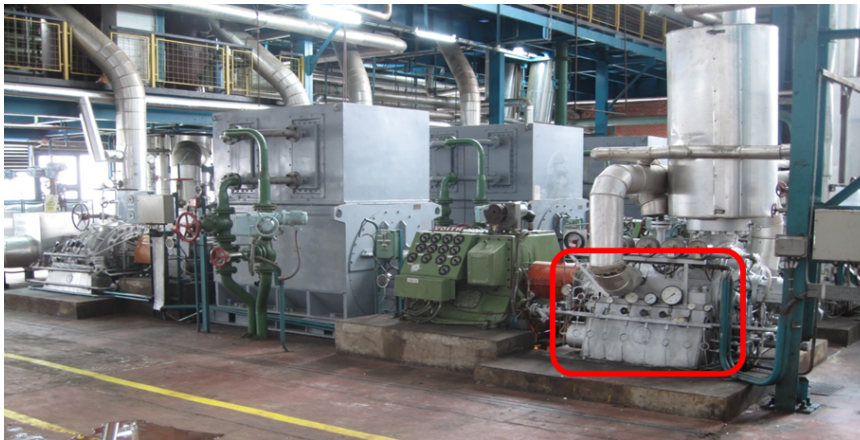


Figura 3.3: Visión general del entorno industrial y ubicación de la máquina de inducción estudiada.

Para realizar el diagnóstico se realizó el análisis de la corriente estática (Figura 3.5) de la máquina durante su transitorio de arranque, siendo las características de dicho ensayo las que se muestran en la tabla 3.3.



Figura 3.4: Rotor de la máquina de inducción de elevada potencia estudiada (superior) y detalle de la rotura total y rotura parcial de sendas barras de la máquina (inferior).

El trabajar con máquinas de estas magnitudes tiene un gran interés desde el punto de vista de la validación experimental pues son las máquinas donde la avería por asimetría rotórica tiene mayores posibilidades de aparecer. Esto es debido, al propio proceso de fabricación de las mismas en las que la unión entre las barras del rotor y los anillos de cortocircuito se realiza mediante soldadura. En las máquinas de menor potencia, la jaula rotórica se genera de una sola vez mediante la inyección del material conductor, no produciéndose, de este modo, uniones que pudiesen debilitar la jaula y/o actuar como concentradores de tensión.

Tabla 3.3: Características del ensayo realizado a la máquina de inducción de elevada potencia instalada en una industria destinada a la producción de aceite de girasol en Serbia y que cuenta con una rotura total y una parcial de barras en su rotor.

Características del ensayo			
Conexión	Directa a red	Frecuencia	50 Hz
Tiempo ensayo	8,2 s	Frecuencia muestreo	5 kHz

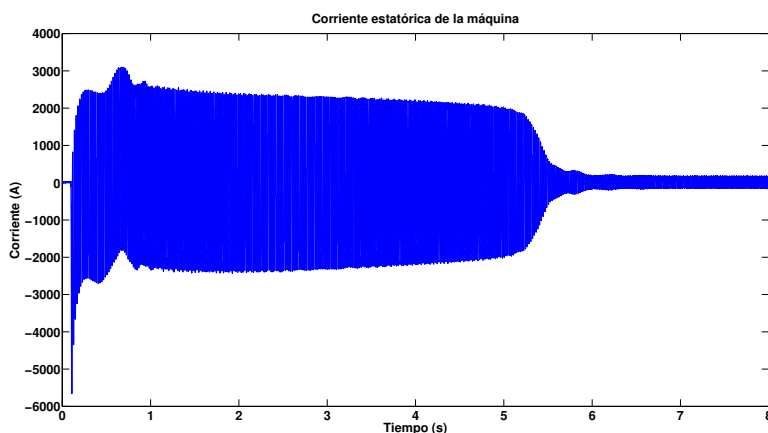


Figura 3.5: Corriente durante el transitorio de arranque de la máquina de inducción de elevada potencia.

3.3 Ensayos realizados en el laboratorio

Las dos señales presentadas en los apartados anteriores se refieren a situaciones muy concretas. Ambas tratan acerca del transitorio de arranque de la máquina. En la primera, se ha aislado la señal debida al fallo por rotura de barras, de este modo no existe ningún otro tipo de señal que pueda generar interferencias o dificultar la detección del mismo. En el segundo caso, se ha utilizado una aplicación industrial real, de una máquina de elevada potencia donde este tipo de fallo es más susceptible de aparecer. No obstante, debido al propio carácter industrial de la aplicación, no se pueden realizar mediciones en distintos rangos de funcionamiento, sino que están limitados a los propios de la aplicación donde queda instalada la máquina.

Sin embargo, se pretende que los avances presentados en esta tesis sean validados ante un mayor rango de condiciones de funcionamiento, en los que se puedan modificar distintos parámetros de funcionamiento tales como: tipo de alimentación (directa a red o través de convertidor de frecuencia), tipo de control (lazo abierto, lazo cerrado), niveles de carga y cambios en los mismos así como modificaciones en la velocidad de

referencia. Para ello se van a realizar una serie de ensayos con el banco de pruebas que se encuentra disponible en el laboratorio y cuyos principales componentes se describen en los siguientes apartados.

3.3.1 Elementos que componen el banco de ensayos

En la Figura 3.6 se muestra un plano general del banco de ensayos que se ha empleado para generar las señales que se van a utilizar para validar los avances propuestos en esta tesis. En esta imagen se pueden observar los componentes principales del mismo. En la parte inferior se muestran las máquinas de inducción que se pueden ensayar. Son cuatro máquinas con distintos tipos de averías, en concreto, una se mantiene en el mismo estado en el que salió de fábrica, en la segunda se provocó la avería en el rodamiento mediante la perforación de su pista exterior (Figura 3.7. I) mientras que en otra se han instalado unos cojinetes excéntricos en el eje rotórico para provocar una excentricidad mixta (Figura 3.7. II). Finalmente, la cuarta máquina cuenta con una avería por rotura de barras en el rotor (Figura 3.7. III). Esta máquina, junto con la que se conserva en las mismas condiciones que salió de fábrica son las que se van a utilizar en la validación experimental de esta tesis.

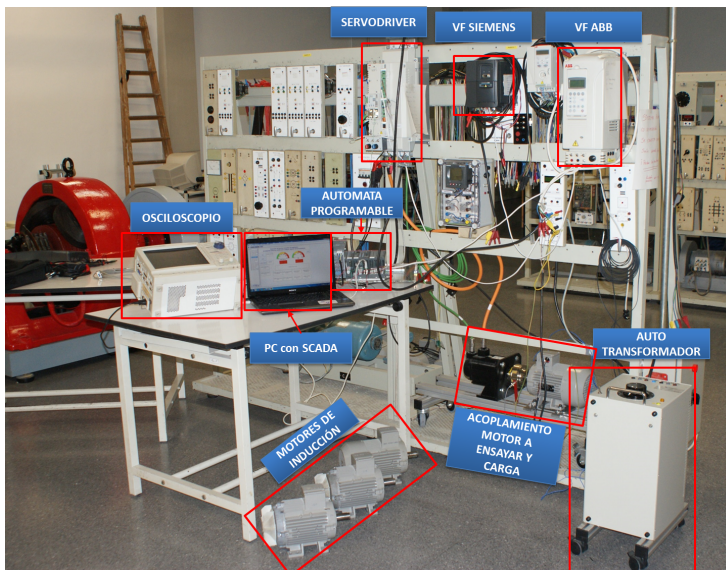


Figura 3.6: Imagen general del banco de pruebas utilizado para generar la base de datos de señales que se utilizan en la validación experimental de las técnicas de diagnóstico propuestas en la tesis doctoral.

Todas las máquinas pueden ser ensayadas con conexión a la red (a través de un auto transformador) o a través de dos convertidores de frecuencia, uno de la marca ABB y otro de la marca Siemens, con distintos tipos de control.

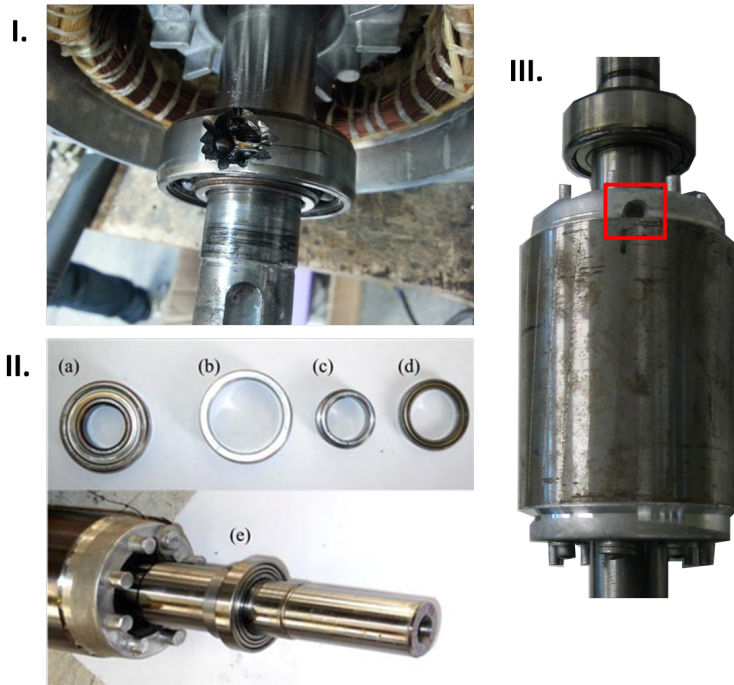


Figura 3.7: I. Avería en rodamiento por perforación del anillo exterior. II. a) cojinete original. Anillo excéntrico externo b) e interno c). Nuevo rodamiento d) y sistema montado en el eje del rotor e). III.- Rotor con barra rota.

Como carga mecánica (cuando la máquina se ensaya en régimen de motor) y como generador del par mecánico (cuando la máquina se ensaya en régimen generador) se utiliza una máquina síncrona de imanes permanentes (servomotor) controlada a través de un convertidor de frecuencia (servodriver).

Para capturar las señales de los distintos ensayos se utiliza un osciloscopio digital. Además, los ensayos se pueden realizar de manera autónoma ya que el banco de pruebas se encuentra automatizado utilizándose para tal fin un autómatas programable y un pc en el que se ha diseñado una pequeña aplicación SCADA.

A continuación se presentan con mayor detalle las principales características técnicas de los equipos que conforman este banco de ensayos.

3.3.1.1 Máquinas de inducción

El elemento principal del banco de pruebas es el equipo que se va a ensayar. En este caso, se utilizaron motores de inducción de rotor tipo jaula de ardilla de la marca Siemens, serie 1LA7090-2AA10, que se puede ver en la Figura 3.8. En todos los ensayos realizados se ha utilizado la conexión en estrella de la máquina cuyas principales características eléctricas pueden ser consultadas en la Tabla 3.4. Aunque se disponen de cuatro motores con distintos tipos de avería, en el caso de la tesis, únicamente se van a utilizar la máquina con avería por rotura de barras y la máquina que se conserva en estado sano que se utilizará como patrón.

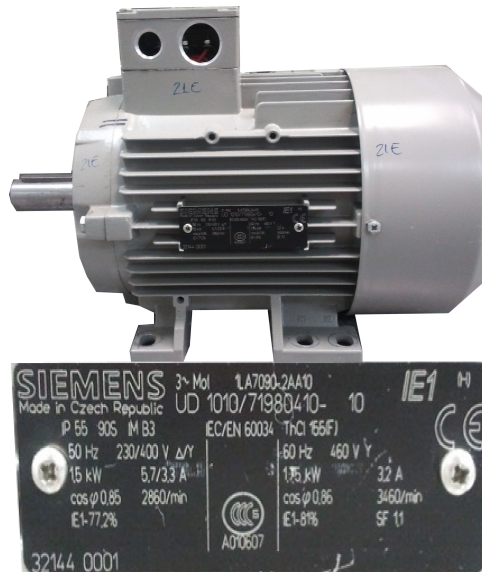


Figura 3.8: Máquina de inducción utilizada para realizar los ensayos en el laboratorio.

Tabla 3.4: Características de los motores de inducción

Potencia nominal	1,5kW	Tensión nominal	230/400VΔ/Y
Corriente nominal	5,7/3,3AΔ/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 %

3.3.1.2 Convertidores de frecuencia

Se ha realizado el ensayo de las máquinas de inducción con conexión a través de dos convertidores de frecuencia comerciales cuyas principales características y métodos de control utilizados se exponen a continuación.

- Convertidor de frecuencia **Siemens M440** (Figura 3.9 izquierda).
 - Principales características:
 - Potencia : 2 kW.
 - Tensión de entrada: 380 - 480 V (Trifásica).
 - Corriente de entrada: 7.5 A.
 - Tensión de salida: 0 - tensión de entrada.
 - Corriente de salida: 5.9 A.
 - Frecuencia de entrada: 47 - 63 Hz.
 - Frecuencia de salida: 0 - 650 Hz
 - Métodos de control utilizados.
 - Escalar.
 - Escalar con compensación de deslizamiento.
 - Vectorial sin sensor de velocidad.
 - Regímenes de frecuencia utilizados.
 - Régimen permanente a 25 Hz.
 - Régimen permanente a 50 Hz.
 - Rampas de frecuencia entre 25 y 50 Hz y viceversa.
- Convertidor de frecuencia **ABB ACS800 – 01 – 0005 – 3 + E200 + L503** (Figura 3.9 derecha):
 - Principales características:
 - Potencia: 3 kW.
 - Tensión de entrada: 380 - 415 V (Trifásica).
 - Corriente de entrada: 7.9 A.
 - Tensión de salida: 0 - tensión de entrada.
 - Corriente de salida: 8.5 A.
 - Frecuencia de entrada: 48 - 53 Hz.
 - Frecuencia de salida: 0 - 300 Hz

- Métodos de control utilizados.
 - Escalar.
 - Control directo de par (DTC).
- Regímenes de frecuencia utilizados.
 - Régimen permanente a 25 Hz.
 - Régimen permanente a 50 Hz.
 - Rampas de frecuencia entre 25 y 50 Hz y viceversa.



Figura 3.9: Convertidores de frecuencia **Siemens M440** izquierda y **ABB ACS800 – 01 – 0005 – 3 + E200 + L503** derecha utilizados en el banco de ensayos para controlar las máquinas de inducción ensayadas.

3.3.1.3 Auto-transformador

Para los ensayos de la máquina con conexión directa a la red de potencia se ha optado por hacerlo a través del auto-transformador que se muestra en la Figura 3.10. El principal motivo es el de poder prolongar el tiempo que dura un transitorio como, por ejemplo, de arranque, y así disponer de un tiempo de análisis de señal más prolongado. Para ello, se reduce la tensión de alimentación de la máquina utilizando dicho equipo y, consecuentemente, el par motor que ofrece la máquina es menor.

Un auto-transformador es una máquina eléctrica de construcción y características similares a las de un transformador convencional. No obstante, éste únicamente cuenta con un devanado arrollado al núcleo ferromagnético y dispone de, al menos, tres puntos de conexión eléctrica: la entrada y salida de tensión y la tercera utilizada como punto de conexión común entre ambas. La salida de tensión no está conectada a un punto fijo del devanado, sino que se puede desplazar a lo largo del mismo. Con ello se consigue una selección variable del número de espiras y, por ende, de la tensión de salida.

En los ensayos realizados con conexión a través del autotransformador se han utilizado dos niveles de tensión:

- Tensión nominal de la máquina en conexión estrella, es decir, 400 V. Para obtener medidas de funcionamiento de la máquina ante condiciones de alimentación nominales.
- Tensión inferior a la nominal, 300 V, para tratar que los transitorios fueran de mayor duración y poder realizar análisis de señal transitoria más prolongados.



Figura 3.10: Autotransformador utilizado en los ensayos de las máquinas eléctricas de inducción.

3.3.1.4 Máquina síncrona de imanes permanentes

Como elemento para simular la carga mecánica se utiliza una máquina síncrona de imanes permanentes que se puede ver en la Figura 3.11. Dada su versatilidad, permite ensayar las máquinas de inducción ante un amplio abanico de condiciones de funcionamiento. Además, está máquina unida a su controlador (servodriver), permiten un control muy preciso del par, de la velocidad y de la posición de la máquina.

Además, la máquina lleva acoplado un sensor de tipo resolver que permite conocer con gran precisión tanto la velocidad de giro así como la posición angular del rotor. De este modo, utilizando este sensor no ha sido necesaria la instalación de ningún sensor adicional. Como se ha visto en el capítulo dedicado al estado del arte, las frecuencias de las componentes armónicas debidas a fallo que aparecen en la corriente dependen en gran medida del deslizamiento con el que trabaja la máquina. Por tanto, resulta necesario conocer la velocidad que gira la máquina para poder calcular tanto el deslizamiento como la frecuencia de las componentes armónicas debidas a fallo.

Las principales características de la máquina son:

- Potencia: 4.9 kW
- Par: 15.5 Nm
- Velocidad nominal: 3000 r.p.m.
- Frecuencia: 50 Hz
- Frecuencia máxima: 200Hz



Figura 3.11: Máquina síncrona de imanes permanentes utilizada en el banco de ensayos.

3.3.1.5 Servodriver ABB ACSM1

El convertidor de frecuencia o servodriver utilizado para el control de la máquina de síncrona de imanes permanentes es de la marca ABB modelo ACSM1-04AS-024A-4+L516 (Figura 3.12 izquierda) cuyas principales características son:

- Potencia: 11 kW.
- Tensión de entrada: 380 - 480 V (Trifásica).
- Corriente de entrada: 17.4 - 20.2 A.
- Tensión de salida: 0 - tensión de entrada.
- Corriente de salida: 23.2 - 27 A.
- Frecuencia de entrada: 48 - 63 Hz.
- Frecuencia de salida: 0 - 500 Hz

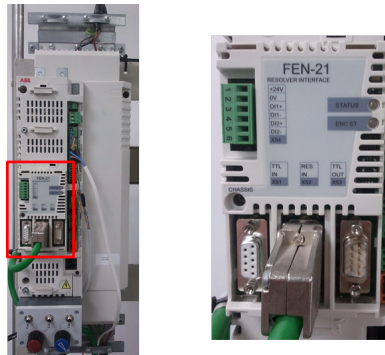


Figura 3.12: Izquierda: servodriver utilizado para el control de la máquina síncrona de imanes permanentes. Derecha: módulo FEN 21 que permite obtener una señal tipo encoder a partir de la señal resolver para la medición de la velocidad de la máquina ensayada.

El servodriver trabaja en bucle cerrado gracias a la señal que recibe del resolver instalado en la máquina síncrona de imanes permanentes. Esto permite realizar un control muy preciso de par, de velocidad así como de posición. En el caso de la tesis únicamente se ha empleado el método de control de par. Este tipo de control, permite ensayar las máquinas de inducción trabajando en régimen de motor.

Por otro lado, tal como se ha visto en el capítulo del estado del arte, para determinar si las frecuencias de los armónicos que aparecen en el espectro es necesario medir la velocidad de giro de la máquina para proceder a determinarlo. Para realizar tal medición, no fue necesaria la instalación de sensores adicionales. El servodriver cuenta con un módulo especial, la tarjeta FEN 21 que se puede ver en la Figura 3.12 derecha. Este módulo permite generar una señal tipo encoder, de resolución programable (en el caso de la base de datos empleada se utilizó una resolución de 720 pulsos por revolución), a partir de la señal resolver procedente del sensor acoplado a la máquina síncrona de imanes permanentes. Con esta señal se puede obtener una medida de la velocidad de giro del sistema máquina de inducción a ensayar y máquina síncrona de imanes permanentes sin necesidad de instalar sensores adicionales.

3.3.1.6 Autómata programable

El banco de ensayos se encuentra automatizado para dar mayor consistencia a los ensayos realizados, asegurar que se pueden volver a reproducir y repetir las mismas condiciones y permitir realizarlos de manera autónoma. Un autómata programable se encarga de realizar la batería de ensayos que se haya programado y permite que las condiciones de funcionamientos sean las mismas para las dos máquinas ensayadas. Se ha optado por utilizar un autómata programable debido a sus características de

robustez, fiabilidad e inmunidad que permite su utilización bajo ambientes industriales hostiles.

El autómata programable empleado es el modelo PM583ETH de la marca ABB que se puede ver en la Figura 3.13. Se trata de un autómata modular, lo que permite añadir tarjetas de entradas salidas en función de las necesidades del proceso a automatizar. En este caso las tarjetas que se emplearon fueron:

- 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.

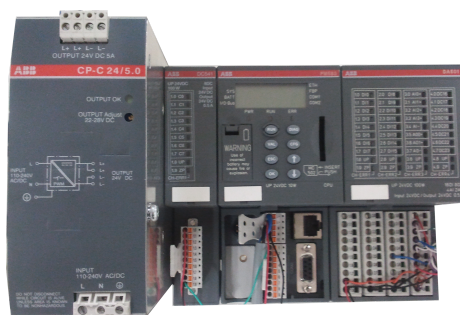


Figura 3.13: Autómata programable (PM583ETH de ABB) utilizado para la automatización del banco de ensayos.

En el caso del banco de ensayos utilizado, el autómata programable se encarga de las siguientes tareas:

- Control de la máquina a ensayar: a través de los convertidores de frecuencia o del autotransformador. El autómata programable se encarga de establecer las condiciones en las que se debe realizar el ensayo, tales como: la velocidad (actuando sobre la frecuencia de referencia de los convertidores de frecuencia), el sentido de giro, el nivel de tensión, etc.
- Control de la carga mecánica: el autómata programable se encarga de establecer los distintos tipos y niveles de par resistente que debe ofrecer la máquina síncrona de imanes permanentes en los distintos ensayos.
- Gestión del sistema de adquisición de señales: el autómata programable indica, el momento preciso en el que se debe iniciar el registro de las señales y cuando el ensayo se da por finalizado.

- Gestión de los tiempos de espera: adapta los tiempos de espera entre ensayos de modo que ningún elemento del banco de ensayos sufriese ninguna avería por sobrecalentamiento. Además, gestiona el tiempo entre ensayos con el fin de que el sistema encargado de registrar las señales (osciloscopio digital) contase con el tiempo suficiente para almacenarlas en el disco duro.

3.3.1.7 Ordenador

La automatización del banco de ensayos se completa con un pequeño sistema de control y adquisición de datos (SCADA) alojado en un ordenador. Con este scada el usuario puede realizar distintas tareas. Entre ellas destacan:

- Control manual de los elementos que componen el banco de ensayos. Con esta opción el usuario tiene acceso a cada uno de los elementos para comprobar el correcto funcionamiento de los mismos e incluso para poder realizar un ensayo que no estuviese programado.
- Configuración de la batería de ensayos a realizar. Esta alternativa permite programar la batería de ensayos que se va a realizar. Además, se puede establecer a partir de qué hora se debe iniciar la realización de los ensayos. Con ello, se realizan los ensayos en horario nocturno interfiriendo lo más mínimo el normal funcionamiento del laboratorio durante las horas lectivas, evitando las molestias, especialmente acústicas, durante el horario laboral al personal que se encuentre presente en el laboratorio, etc.

El ordenador empleado debe cumplir con los requisitos mínimos que se establecen en las características del software de programación del autómata programable, el *Control Builder Plus* cuyos requisitos mínimos son:

- Procesador: Pentium.
- Memoria RAM: 256 MB.
- Espacio disco duro: 200 MB.
- Capacidad memoria temporal: 120 MB.
- Sistemas operativos compatibles: Windows 7 enterprise de 32/64 bits y windows xp de 32/64 bits.

Así pues teniendo en cuenta, estos requisitos mínimos el ordenador utilizado (Figura 3.14) contaba con las siguientes características:

- 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.



Figura 3.14: Ordenador utilizado en la automatización del banco de ensayos en la que se puede ver una ventana de la aplicación scada diseñada.

3.3.1.8 Osciloscopio digital

El equipo seleccionado para el registro y almacenamiento de las señales de cada ensayo es el osciloscopio digital portátil modelo DL750 de la marca Yokogawa (Figura 3.15). Cuenta con un número elevado de puertos de comunicación (serie, ethernet, usb, etc.) a través de los cuales se pueden conectar distintos periféricos (impresoras, teclados, disco duros externos, etc.). Además puede ser configurado como servidor ftp a través del cuál se pueden descargar las señales adquiridas en los ensayos.



Figura 3.15: Osciloscopio digital utilizado para capturar las señales de cada ensayo.

Dicho osciloscopio tiene capacidad de captura de hasta 16 canales, en los cuales las señales adquiridas dependerán del tipo de tarjeta insertada en el osciloscopio. En este caso, el osciloscopio cuenta con las siguientes tarjetas instaladas (Figura 3.16):

- 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.



Figura 3.16: Tarjetas instaladas en el osciloscopio digital utilizado.

Durante los ensayos realizados se adquieren las siguientes señales:

- 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.

Estas se han adquirido del siguiente modo:

- Pulsos 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. Señal 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)¹. 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).

Además de la corriente estatórica se han adquirido otros tipos de señales con el fin de poder ser utilizadas en futuras líneas de investigación así como para poder participar

¹Aunque no es una medida exacta y precisa del par si se puede utilizar de modo orientativo para distinguir entre diferentes niveles de carga

en colaboraciones con otros grupos de investigación especializados, por ejemplo, en el diagnóstico de máquinas eléctricas a través del análisis de vibraciones. No obstante, como esta tesis esta basada en el análisis de las corrientes estáticas, únicamente se citarán los equipos utilizados para medir estas señales.

3.3.1.9 Pinza amperimétrica

Las pinzas amperimétricas (Figura 3.17) utilizadas para la medida de corrientes son de la marca CHAUVIN ARNOUX modelo MN 60. Su instalación es rápida y sencilla. Únicamente se precisa introducir el conductor por el interior la misma. Esto es sencillo gracias a la parte móvil que incluyen las mismas. Las principales características de estos sensores son:

- Rango de corriente: desde 100mA hasta 200A.
- Ancho de banda: $\leq 40\text{kHz}$.
- Categoría de protección: 600V CATIII-2, IEC1010-1.
- Ratio transformación: 1A/10mV.
- Precisión $\geq 98\%$.



Figura 3.17: Pinzas amperimétricas utilizadas para la medida de corrientes.

3.3.2 Ensayos realizados

Se han realizado un total de 183 ensayos distintos por máquina de inducción testada haciendo un total de 366 ensayos distintos con las 2 máquinas. A continuación se muestran unas tablas donde se indican las principales características de estos 183 ensayos. En la Figura 3.18 se muestran el número de ensayos realizados en función del tipo de equipo a través del cual se conecta la máquina de inducción y el tipo de control o nivel de tensión establecido.

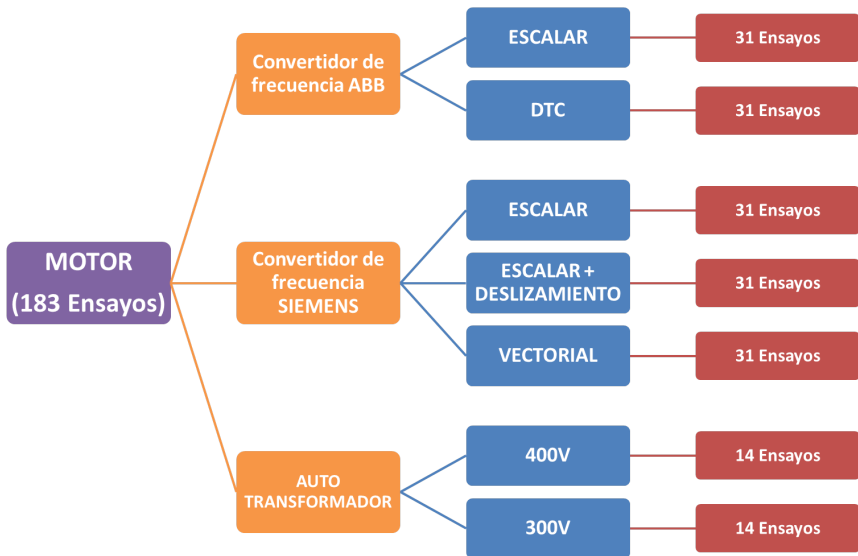


Figura 3.18: Ensayos realizados para cada máquina en función del tipo de equipo a través del cual se conecta y el tipo de control o nivel de tensión utilizado.

3.3.2.1 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 con los que se han realizado los tests que se pueden ver en la Tabla 3.5.

Tabla 3.5: Ensayos realizados con conexión a través de convertidor de frecuencia si se utiliza frecuencia constante

TIPO DE CARGA	NIVEL DE CARGA				
	Frecuencia constante		Rampas de frecuencia t=10s		
	25Hz	50Hz	fmin=20Hz fmax=25Hz	fmin=40Hz fmax=50Hz	fmin=45Hz fmax=50Hz
Constante	Vacío				
	35 %	50 %	35 %	50 %	50 %
	70 %	100 %	70 %	100 %	100 %
Rampas t=10s	25-70 %	25-100 %		50-100 %	
	25-50 %	25-75 %		25-75 %	
	25-35 %	25-50 %			
Pulsante f=10Hz	25-70 %	25-100 %	25-70 %	25-100 %	
Pulsante f=3Hz	25-70 %	25-100 %	25-70 %	25-100 %	

3.3.2.2 Ensayos con conexión a través del auto–transformador

Por otro lado, la máquina también puede ser ensayada conectada directamente a la red a través de un autotransformador para poder variar el nivel de tensión de alimentación. Con este tipo de conexión se han realizado los tests descritos en la Tabla 3.6.

Tabla 3.6: Tests realizados a través del auto–transformador

TIPO DE CARGA	NIVEL DE CARGA			
	Tensión =300V		Tensión =400V	
	Estacionario	Arranque	Estacionario	Arranque
Constante	Vacío			
	50 %			
	100 %		70 %	
Rampas t=10s	25-100 %	25-100 %	25-75 %	25-75 %
	25-75 %		25-50 %	
	25-50 %		25-35 %	
Pulsante f=10Hz	25-100 %		25-70 %	
Pulsante f=3Hz	25-100 %		25-70 %	

Capítulo 4

La transformada short time Fourier (STFT) para el diagnóstico de máquinas eléctricas.

4.1 Introducción

El principal problema de realizar el análisis de las señales no estacionarias con el análisis de Fourier es que no es posible determinar en qué instante aparece cada componente de frecuencia. Por ejemplo, si se estudia una señal como la de la parte superior de la Figura 4.1 en la que la frecuencia de la señal va cambiando a lo largo del tiempo hasta en 5 intervalos distintos que abarcan un tiempo de 2 segundos cada uno de ellos. En el primer y quinto intervalo la frecuencia de la señal es la más baja siendo de $f = 2Hz$. Por el contrario, en los intervalos 2 y 4 la frecuencia es la más elevada, $f = 6Hz$. En cambio, el intervalo central, tiene una frecuencia intermedia de $f = 4Hz$. Si a esta señal se le aplicase el análisis de Fourier, se obtendría un resultado tal como se muestra en la parte inferior de la Figura 4.1. Con el análisis de Fourier se observa claramente que existen las frecuencias antes mencionadas $f = 2, 4, 6Hz$. No obstante, no se tiene información acerca de en qué instante en concreto apareció cada una de ellas. Este hecho aun tiene un mayor impacto en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas cuando se estudia el transitorio de arranque de las mismas.

Ante estas condiciones de funcionamiento las componentes de fallo, debidas a asimetría rotórica, por ejemplo, se comportan tal como *chirps* donde la frecuencia varía constantemente a lo largo del mismo. Si se estudia el la señal correspondiente al LSH que se presentó en el apartado 3.1 se observa como su análisis de Fourier

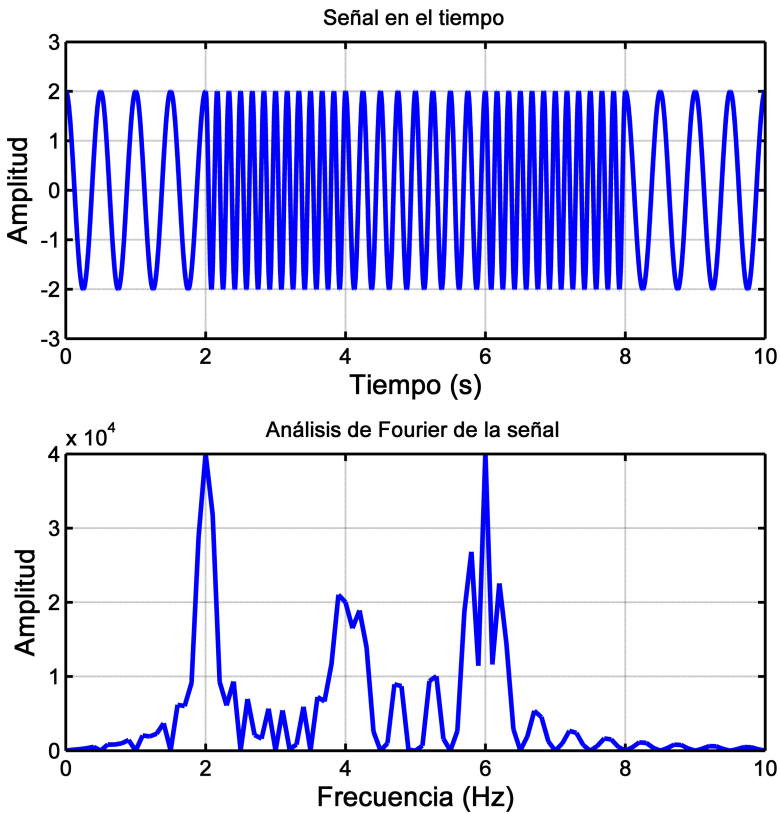


Figura 4.1: Señal en la que la frecuencia varía cada dos segundos en (superior) el dominio del tiempo y (inferior) análisis de Fourier de la misma.

mostrado en la Figura 4.2, revela que coexisten un amplio espectro de frecuencias que van desde los 0 hasta los 50 Hz. No obstante, con este espectro no se puede determinar en qué instante concreto aparece cada frecuencia. Por tanto, para poder diagnosticar la máquina es necesario obtener la distribución tiempo-frecuencia de la señal y observar si aparece el patrón en forma de V correspondiente a este tipo de avería.

La solución mas inmediata consistiría en *trocear* dicha señal en intervalos de menor duración y realizar el análisis de Fourier de cada uno de esos intervalos (Figura 4.3). Finalmente, se obtiene la distribución tiempo-frecuencia de la señal como la suma de todos estos análisis. La distribución tiempo frecuencia de la señal de la Figura 4.1 puede verse en la Figura 4.4. Con esta distribución se observa claramente en cada instante de tiempo qué frecuencia tiene la señal, obteniéndose un resultado más fidedigno de lo que ocurre en la realidad que utilizando únicamente el espectro obtenido mediante la transformada de Fourier.

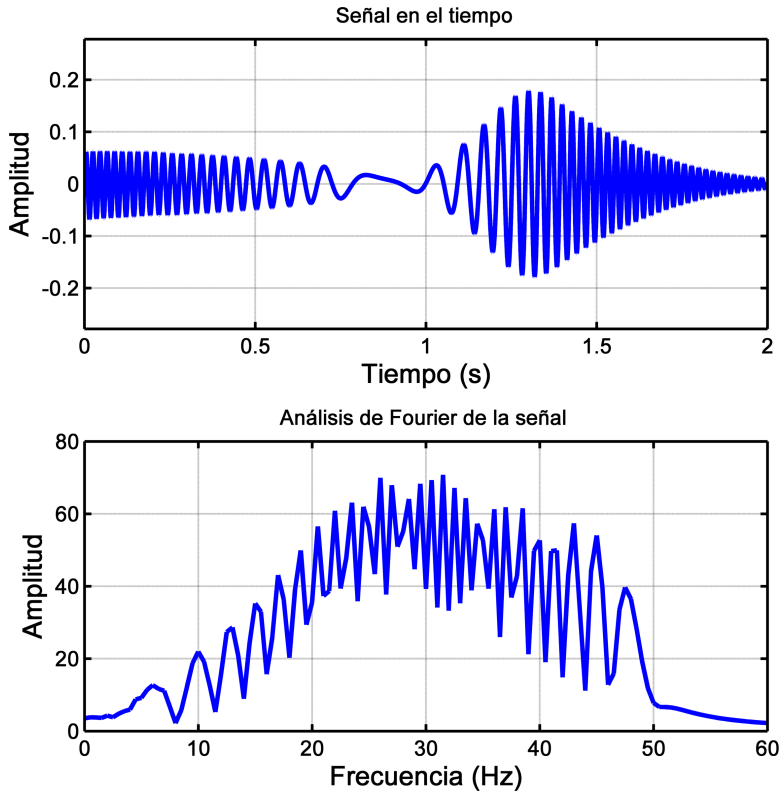


Figura 4.2: Señal correspondiente al LSH presentado en el apartado 3.1 debido a asimetría rotórica durante el arranque de una máquina de inducción (superior) en el dominio del tiempo y (inferior) en el dominio de la frecuencia.

En esta idea simple, y a la vez potente, se basa la STFT. Además, gracias a su aplicación cuasi inmediata es considerada como la extensión natural del análisis de Fourier aplicado a señales no estacionarias. No obstante, aunque el concepto que hay tras la STFT puede parecer simple, su aplicación resulta mucho más compleja y tiene serias limitaciones que se deben tener muy en cuenta para su utilización en el ámbito industrial aplicado al diagnóstico de máquinas eléctricas tal como se verá en las secciones siguientes.

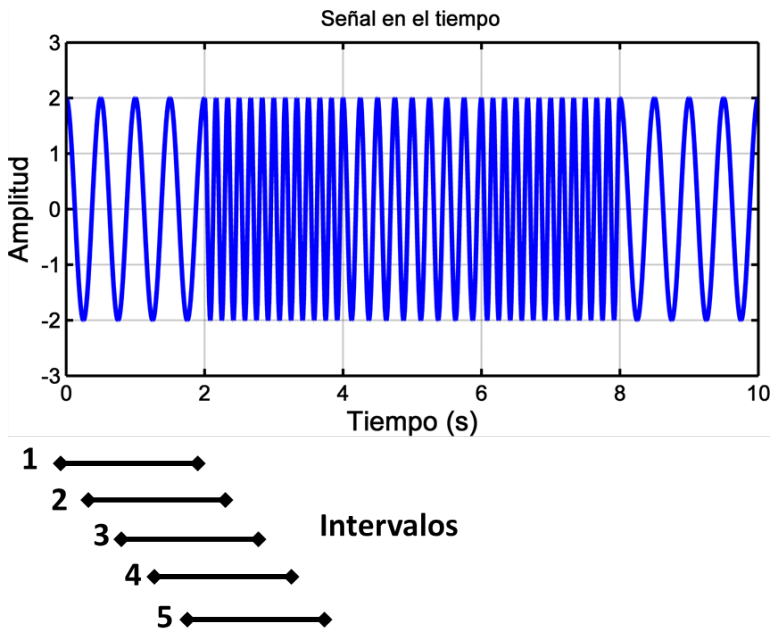


Figura 4.3: Proceso de división de la señal en intervalos más pequeños para obtener la distribución tiempo-frecuencia.

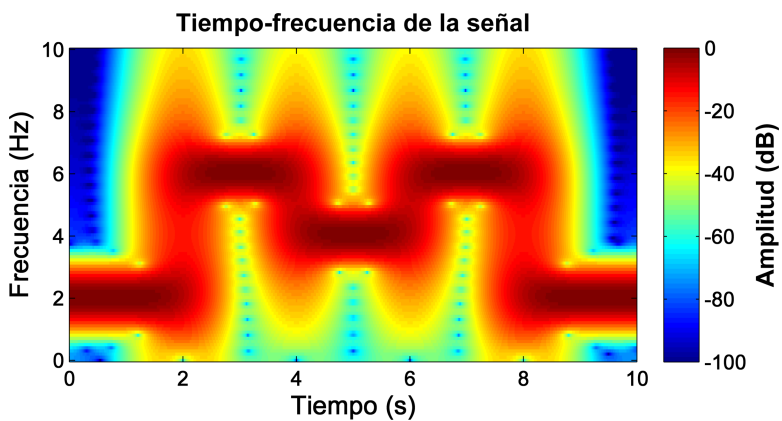


Figura 4.4: Distribución tiempo-frecuencia de la señal.

4.2 Definición

La idea de *trocear* la señal en pequeñas porciones introducida en la sección anterior no es del todo cierta. En realidad, en lugar de *trocear* la señal, la STFT se basa en utilizar ventanas¹ que enfatizen las propiedades de la señal para un cierto periodo de tiempo y las anulen en el resto del tiempo. Así pues, para estudiar las propiedades de la señal original x en el instante de tiempo t , se emplea una ventana h que acentúe las propiedades de la señal en dicho instante y las suprima en el resto del tiempo. Para ello se multiplica la señal x por la ventana h :

$$x_t(\tau) = x(\tau)h(\tau - t) \quad (4.1)$$

siendo t el instante en el que se quiere realizar el análisis frecuencial de la señal y τ el tiempo de procesado. La ventana debe ser minuciosamente seleccionada para que la señal modificada x_t mantenga las características de la señal original en instantes de tiempo τ cercanos a t con la mínima influencia de la ventana y que suprima la señal en instantes de tiempo lejanos al de estudio:

$$x_t(\tau) \sim \begin{cases} x(\tau), & \forall |t - \tau| \leq \varepsilon \\ 0, & \forall |t - \tau| > \varepsilon \end{cases} \quad (4.2)$$

Donde ε es cualquier número real que cumpla las condiciones de ser reducido y $\varepsilon > 0$.

De este modo, como la señal modificada enfatiza la señal alrededor del tiempo t la transformada de Fourier reflejará la distribución de frecuencia alrededor de dicho tiempo:

$$X_t(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} x_t(\tau) d\tau = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} x(\tau) h(\tau - t) d\tau \quad (4.3)$$

De este modo, para cada intervalo de tiempo se obtiene un espectro distinto y el total de todos ellos es la distribución tiempo frecuencia de la señal tal como puede verse en con mayor detalle en la Figura 4.5. En ella, se observa el proceso en el que se basa la STFT. Este consiste, como se ha explicado, en situar una ventana centrada en el instante de tiempo que se desea analizar de la señal y multiplicarla por ésta (Figura 4.5 izquierda). A continuación se calcula el espectro (Figura 4.5 centro). Finalmente, el computo de todos estos espectros da como resultado final la distribución tiempo-frecuencia de la señal (Figura 4.5 derecha).

¹El término *ventana* viene de la idea de que tratamos ver lo que ocurre sólo en una pequeña porción de la señal al igual que sucede cuando miramos a través de una ventana real y sólo vemos una, relativamente pequeña, porción del escenario. (Leon Cohen, 1995).

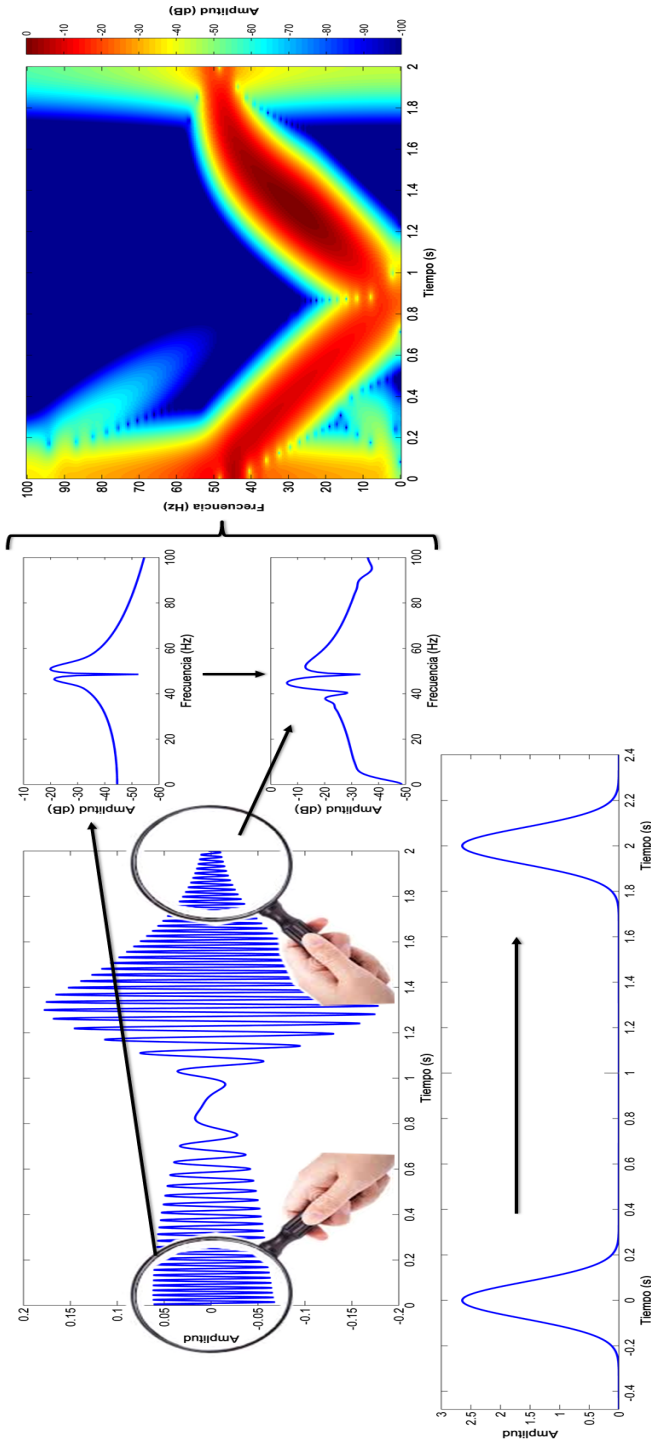


Figura 4.5: Proceso utilizado para obtener la distribución tiempo frecuencia de una señal no estacionaria mediante el uso de la transformada short time Fourier (STFT). Como se puede ver en la parte izquierda, a la señal (superior) se la multiplica por una ventana (inferior) que se va desplazando a lo largo de lo que dura la señal. En cada paso se computa el espectro de la misma (centro). Y el resultado de todos estos pasos es la distribución tiempo-frecuencia que se muestra en la parte derecha.

4.3 Limitaciones

De nuevo, tras exponer la demostración matemática de ésta transformada, la aplicación de la misma puede parecer extremadamente sencilla. No obstante, esto dista mucho de ser una afirmación cierta. Esta transformada tiene una serie de limitaciones que condicionan en gran medida el grado en que esta transformada puede ser aplicada al campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas en el ámbito industrial. Los siguientes apartados se centran principalmente en la selección del tipo y de los parámetros que constituyen la ventana, por un lado, y por otro en el tiempo de cómputo de la STFT, pues el interés de la tesis doctoral está centrado, especialmente, en optimizar ambos aspectos.

4.3.1 Selección del tipo y parámetros de la ventana

Como se ha visto, en el apartado 4.2, el proceso consiste, básicamente, en ir multiplicando la señal por una ventana. No obstante, de aquí surge la primera cuestión, ¿se puede utilizar cualquier tipo de ventana?, es decir, independientemente de la ventana utilizada ¿la distribución tiempo frecuencia será siempre la misma? y ¿esta distribución reflejará físicamente lo que sucede en la señal? La respuesta es no, el tipo de ventana y sus parámetros influyen en gran medida en los resultados obtenidos hasta el punto que, en ciertas ocasiones, se puede llegar a pensar en la señal analizando la ventana en lugar de la ventana analizando la señal. Por tanto, el tipo de ventana y sus parámetros deben ser seleccionados minuciosamente para obtener unos resultados que reflejen fehacientemente la distribución tiempo-frecuencia real de la señal analizada.

La influencia de la ventana está ligada al principio de incertidumbre y la caja de Heisenberg. Dicho principio establece que la resolución en tiempo de una señal está sujeta a su resolución en frecuencia y viceversa. En otras palabras, no se puede construir ninguna señal donde la σ_t (desviación típica en tiempo) y σ_f (desviación típica en frecuencia) sean arbitrariamente pequeñas sino que ambas está fijada por el principio de incertidumbre

$$\sigma_t \sigma_f \geq 1/4\pi \quad (4.4)$$

De este modo, mejorar la resolución en tiempo implica empeorar la resolución en frecuencia y viceversa. Por tanto, es imperativo llegar a una solución de compromiso entre ambas resoluciones teniendo en cuenta las características de la señal a utilizar para seleccionar la ventana óptima y sus parámetros. Una ventana corta en tiempo determinaría de manera muy precisa el instante preciso en el que la frecuencia varía pero registrando un amplio rango de frecuencias. Por el contrario, una ventana de larga duración y, por tanto, muy precisa en frecuencia obtendría el resultado opuesto tal como puede observarse en el ejemplo de la Figura 4.6 extraído de [122].

En este ejemplo se han utilizado tres ventanas gaussianas de distinta duración (Figura 4.6 a, corta; Figura 4.6 b, larga; Figura 4.6 c, solución de compromiso) para obtener la distribución tiempo frecuencia de la señal $s(t)$ generada como suma de una sinusoidal y un impulso:

$$s(t) = e^{j10t} + \delta(t - 10) \quad (4.5)$$

Al utilizar una ventana de corta duración (Figura 4.6 a) se observa que la aparición del impulso se localiza de manera muy precisa en el eje temporal. En cambio la detección de la frecuencia es muy imprecisa abarcando una zona muy amplia. En el caso opuesto (ventana de larga duración Figura 4.6 b) se obtiene el efecto contrario. Finalmente los mejores resultados se obtienen cuando se utiliza una solución de compromiso (Figura 4.6 c). Tal como puede observarse, se determina de manera muy precisa tanto el instante de tiempo donde aparece el impulso así como la frecuencia del mismo.

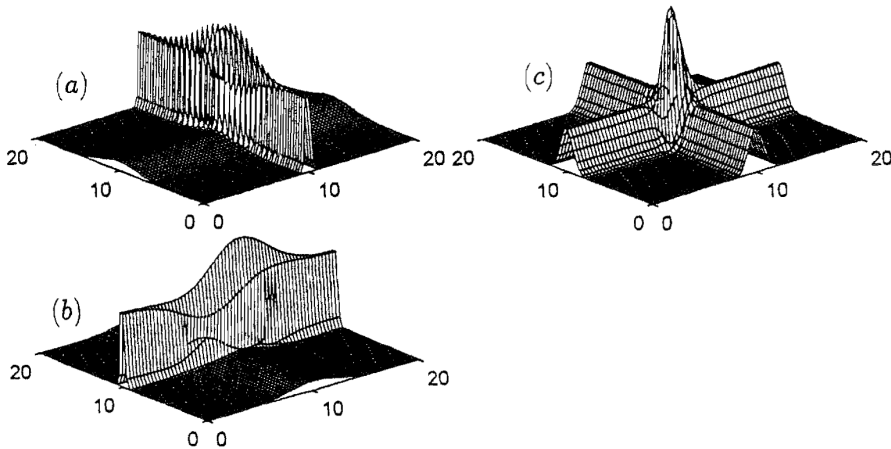


Figura 4.6: Distribuciones tiempo-frecuencia de una señal compuesta por una frecuencia constante más un impulso, $s(t) = e^{j10t} + \delta(t - 10)$. En (a) se emplea una ventana de corta duración, localizando de manera precisa el instante en que se produce el impulso. No obstante, es imprecisa a la hora de determinar el valor de la frecuencia del mismo dando lugar a una amplia banda en el eje frecuencial. En (b) se usa una ventana de larga duración obteniéndose el resultado opuesto. Finalmente, en (c) se ha utilizado una solución de compromiso que permite localizar de manera precisa tanto el instante de tiempo en el que aparece el impulso así como el valor de su frecuencia.

Fte. Cohen [122].

Retornando al ámbito del diagnóstico de máquinas eléctricas, a continuación se presenta lo que sucede al analizar la señal del LSH, debido a asimetría rotórica durante el arranque de la máquina (Figura 4.2) presentado en la sección 3.1 de la presente

tesis mediante el uso de distintas ventanas. Para ilustrar el efecto que tiene tanto los parámetros de la ventana así como su tipo se utilizarán tres ventanas de tipo gaussiana y tres de tipo triangular con distintas duraciones.

Sabiendo que la ecuación que define la ventana gaussiana es

$$h(t) = \alpha^{1/4} \cdot e^{-\frac{\alpha\pi}{2}t^2} \quad (4.6)$$

se van a construir tres ventanas en las que el valor del parámetro α sea distinto:

- ventana 1: $\alpha = 1$
- ventana 2: $\alpha = 5000$
- ventana 3: $\alpha = 125$

Para el caso de las ventanas triangulares se construirán de altura unitaria y una anchura de base, es decir, duración N :

- ventana 4: $N = 10000$
- ventana 5: $N = 100$
- ventana 6: $N = 1000$

En la Figura 4.7 y Figura 4.8 se muestran las las ventanas gaussianas y triangulares, respectivamente, en el dominio temporal así como en el dominio frecuencial. En ambas se observa que las ventanas de larga duración tienen un ancho de banda muy compacto mientras que las ventanas de corta duración tienen un ancho de banda muy amplio. De esta manera, se puede observar que al mejorar la resolución en tiempo (reducir la duración) se empeora la resolución frecuencial y viceversa. Por otro lado se observa como el tipo de la ventana tiene gran influencia en la energía concentrada en el lóbulo principal. Tal como puede deducirse de las figuras para ventanas de simular duración: larga duración en las ventanas 1 (Figura 4.7 (a)) y 4 (Figura 4.8 (a)), corta duración en las ventanas 2 (Figura 4.7 (b)) y 5 (Figura 4.8 (b)) y una solución de compromiso adoptada en las ventanas 3(Figura 4.7 (c)) y 6 (Figura 4.8 (c)), la ventana gaussiana siempre concentra una mayor cantidad de energía en su lóbulo principal.

Los resultados obtenidos tras analizar la señal del LSH con estas 6 ventanas se puede observar en la Figura 4.9 y la Figura 4.10. Conviene recordar que esta señal es de tipo chirp donde la frecuencia varía constantemente. En este caso, la frecuencia varía desde 50 Hz hasta los 0 Hz cuando el deslizamiento de la máquina alcanza el valor $s = 0,5$, o sea, cuando se ha cumplido, prácticamente, la mitad del transitorio de arranque. A partir de aquí la frecuencia vuelve a incrementarse hasta estabilizarse a su valor de régimen estacionario y que es cercana a los 50 Hz.

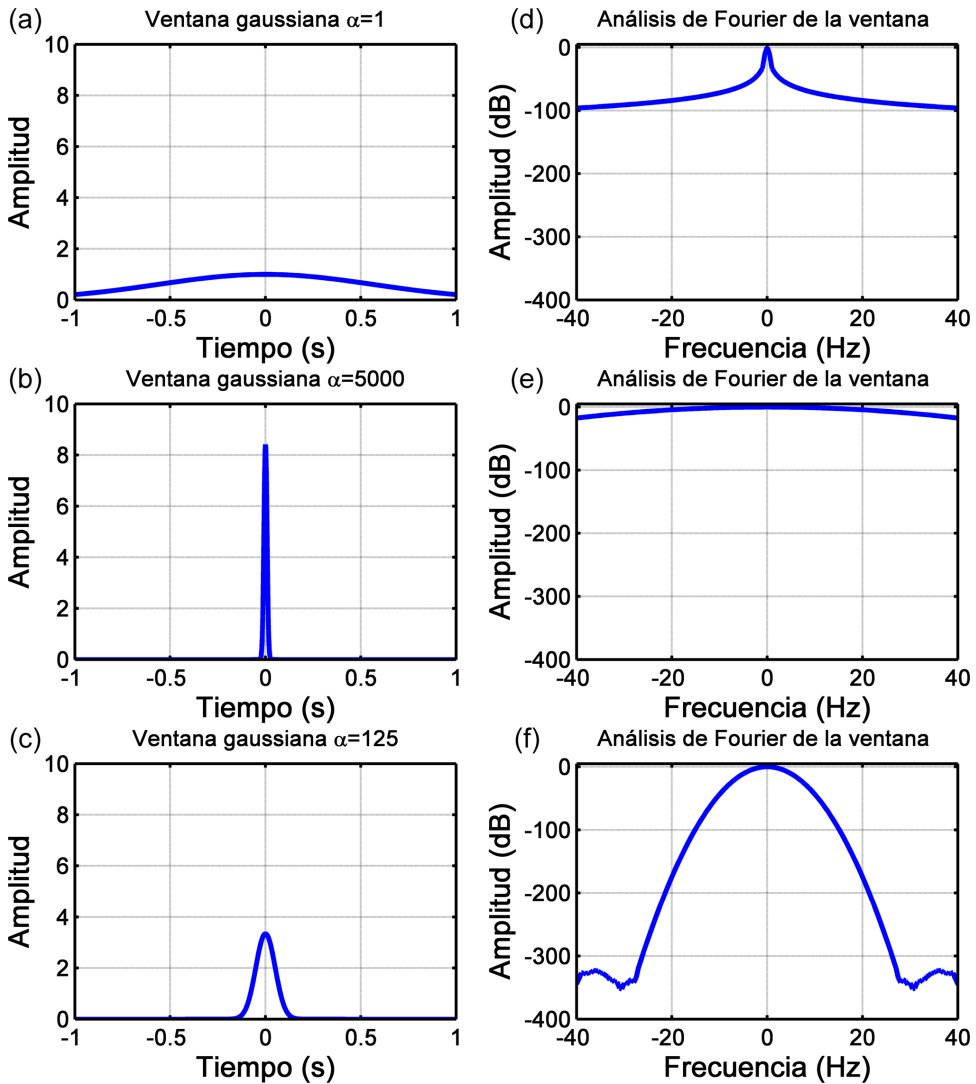


Figura 4.7: Ventanas gaussianas que se van a utilizar para el análisis de la señal del LSH. En (a) se puede ver la ventana 1, ($\alpha = 1$) y su espectro en (d). Esta es una ventana de larga duración y estrecho ancho de banda. Por el contrario en (b) se puede ver la ventana 2, ($\alpha = 5000$) y su espectro en (e) donde se tiene una situación totalmente opuesta, es decir, es una ventana de muy corta duración pero, por contra tiene un ancho de banda bastante amplio. Finalmente, en (c) se puede ver la ventana 3, ($\alpha = 125$) y su espectro en (f), que es una solución de compromiso.

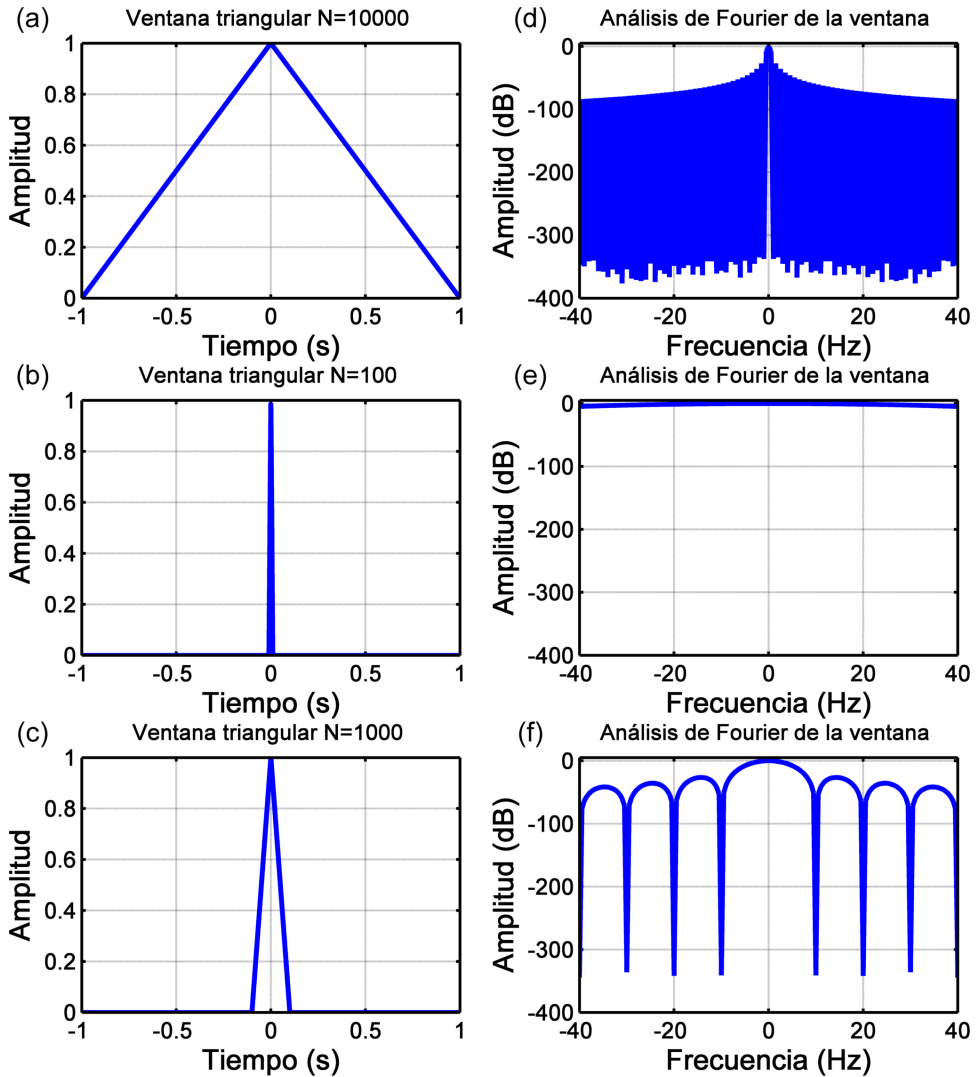


Figura 4.8: Ventanas triangulares que se van a utilizar para el análisis de la señal del LSH. En (a) se puede ver la ventana 4, ($N = 10000$) y su espectro en (d). Esta es una ventana de larga duración y estrecho ancho de banda. Por el contrario en (b) se puede ver la ventana 5, ($N = 100$) y su espectro en (e) donde se tiene una situación totalmente opuesta, es decir, es una ventana de muy corta duración pero, por contra tiene un ancho de banda bastante amplio. Finalmente, en (c) se puede ver la ventana 6, ($N = 1000$) y su espectro en (f), que es una solución de compromiso.

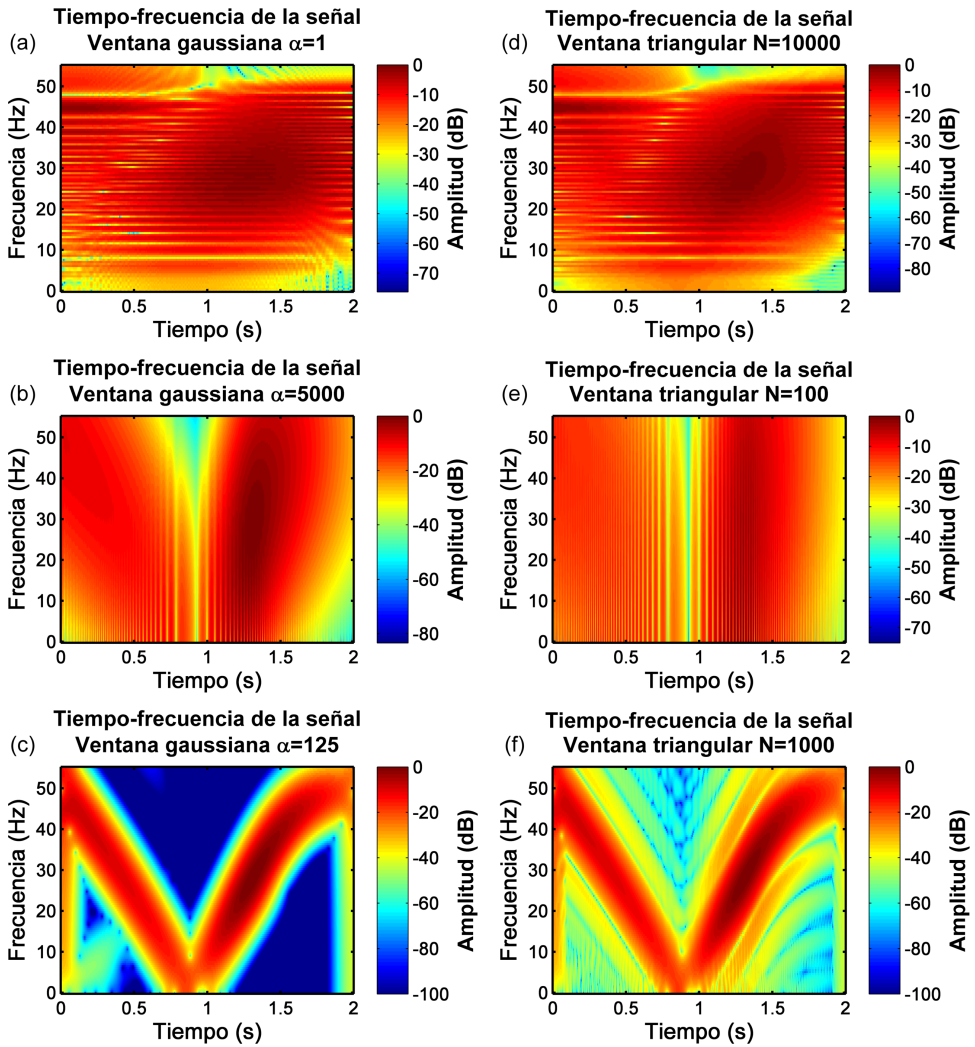


Figura 4.9: Distribución tiempo frecuencia y amplitud de la señal del LSH obtenida si se utiliza las distintas ventanas propuestas. En (a) se observa que sucede si se utiliza la ventana 1 que es de tipo gaussiana y de larga duración mientras que en (c) se muestran los resultados de utilizar la ventana 4 que es también de larga duración pero de forma triangular. Análogamente, se presentan los resultados al utilizar ventanas de corta duración de tipo gaussiana (ventana2) en (b) y de tipo triangular (ventana 5) en (d). Finalmente se presentan los resultados al adoptar una solución de compromiso tanto si se utiliza una ventana de tipo gaussiana (ventana 3) en (c) y de tipo triangular (ventana 6) en (f).

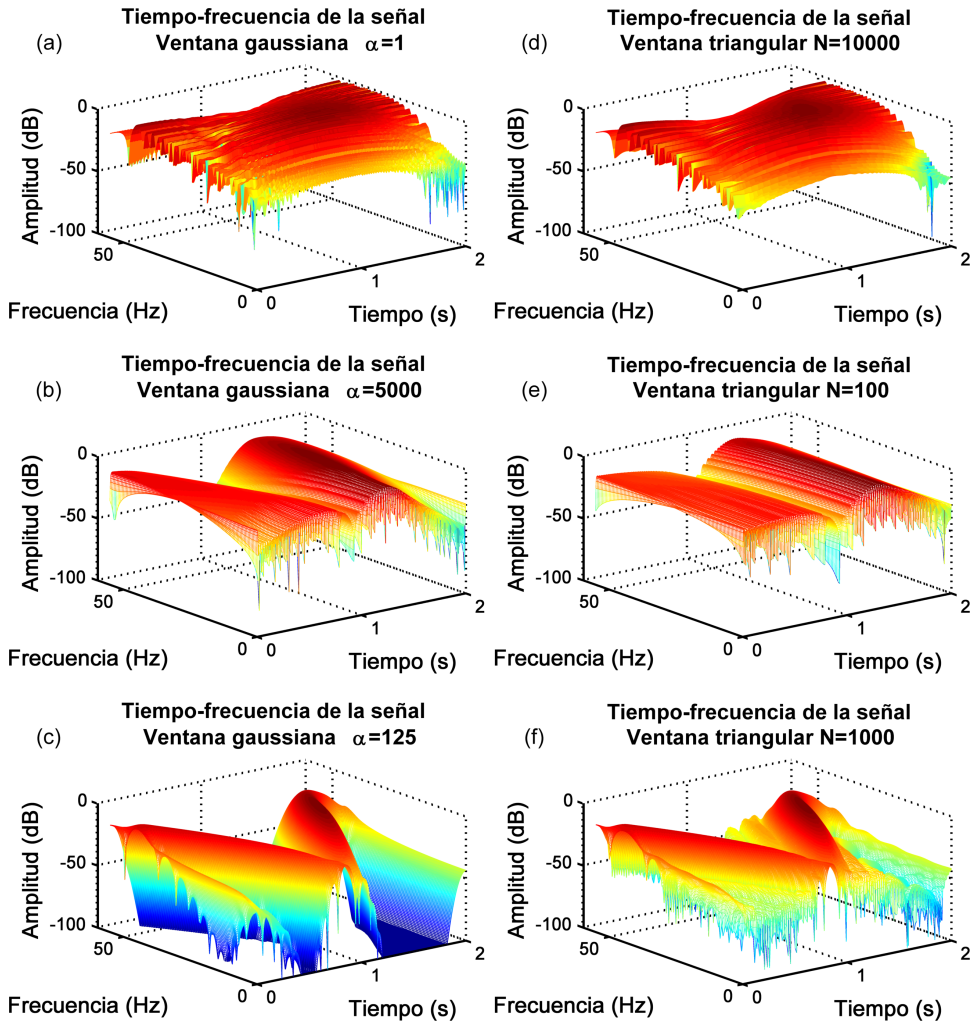


Figura 4.10: Distribución tiempo frecuencia y amplitud en tres dimensiones de la señal del LSH obtenida si se utiliza las distintas ventanas propuestas. En (a) se observa que sucede si se utiliza la ventana 1 que es de tipo gaussiana y de larga duración mientras que en (c) se muestran los resultados de utilizar la ventana 4 que es también de larga duración pero de forma triangular. Análogamente, se presentan los resultados al utilizar ventanas de corta duración de tipo gaussiana (ventana2) en (b) y de tipo triangular (ventana 5) en (d). Finalmente se presentan los resultados al adoptar una solución de compromiso tanto si se utiliza una ventana de tipo gaussiana (ventana 3) en (c) y de tipo triangular (ventana 6) en (f).

A la vista de los resultados, se observa como al utilizar una ventana de larga duración Figura 4.9 (a),(d) y Figura 4.10 (a), (d) no se puede obtener información relevante acerca de lo que ocurre con la señal. Se puede ver que están presentes todas las frecuencias desde los 0 hasta los 50 Hz pero no se distingue en qué momento preciso aparece cada una de ellas. Una situación similar sucede cuando se utiliza una ventana de corta duración tal como puede verse en la Figura 4.9 (b),(e) y Figura 4.10 (b), (e). No obstante, en esta se puede apreciar un hecho relevante, en ella se detecta de manera muy precisa en el instante ($t \simeq 0,92s$) en el cuál la frecuencia es 0 Hz. Además se puede apreciar ligeramente como aparece el patrón en forma de V característico de este tipo de señal, siendo, más visible si se utiliza la ventana de tipo gaussiana (Figura 4.9 (b) y Figura 4.10 (b)) por tener una mayor concentración de energía en el lóbulo principal.

Por otro lado, se observa como, finalmente, si se opta por utilizar una solución de compromiso entre la resolución en frecuencia y en tiempo se obtienen, para este tipo de señal, los mejores resultados. En la Figura 4.9 (c), (f) y Figura 4.10 (c), (f) se puede observar cómo tanto utilizando una ventana triangular así como una gaussiana se obtiene la distribución tiempo-frecuencia más aproximada a lo que sucede en la señal correspondiente al LSH. No obstante, si se observan los resultados obtenidos con la señal gaussiana (Figura 4.9 (c) y Figura 4.10 (c)) se puede concluir que este tipo de ventana alcanza una mayor precisión que si se emplea la ventana triangular (Figura 4.9 (f) y Figura 4.10 (f)). La trayectoria que sigue esta componente de fallo aparece más nítida si se utiliza la ventana gaussiana, la concentración de energía entorno a ella es mayor y no aparecen prácticamente interferencias. En cambio, si se utiliza la ventana triangular, se observa como la nitidez es menor y existe mayor dispersión de energía. Además, aparecen una serie de componentes que discurren en trayectorias paralelas a la componente fundamental. Éstas aparecen debidas a las propias características de este tipo de ventana. Si se examina el espectro de esta ventana triangular utiliza en este análisis (Figura 4.8 (f)) se puede ver como, además del lóbulo principal, aparecen una serie de lóbulos adyacentes con una concentración de energía considerable y que tienen su repercusión en las distintas componentes que aparecen en la distribución tiempo-frecuencia, discurrendo de manera paralela a la componente fundamental.

En estos ejemplos se acaba de ver que, la elección del tipo de ventana, así como de sus parámetros, resulta crucial en el campo del análisis de señales no estacionarias en general, y en el ámbito en el que se centra esta tesis, el diagnóstico de máquinas eléctricas, en particular. Por tanto, la primera propuesta de esta tesis se centrará en este aspecto.

En el capítulo 5 se introducirá el tipo de ventana que obtiene mejores resultados en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas. A su vez se propondrán distintos criterios para ajustar los parámetros de la misma de manera que se obtenga la ventana con la mejor resolución tiempo-frecuencia para analizar una corriente en función del régimen de funcionamiento de la máquina. No obstante, antes de introducir dicha propuesta, en el siguiente apartado se cita la segunda limitación de la STFT que

condiciona su uso en el ámbito industrial y de la cuál se propondrá una mejora en el capítulo 6.

4.3.2 Procesado de la señal

Al aplicar la STFT la ventana de análisis se mueve a lo largo de toda la duración de la señal tal como puede verse en la Figura 4.5 aun en el caso de estar interesados en sólo un pequeño intervalo de frecuencias o ancho de banda en el caso del campo del diagnóstico de máquinas eléctricas. Por ejemplo, en caso de estudiar el transitorio de arranque de una máquina eléctrica con avería por rotura de barras en el rotor, la componente más estudiada, el LSH, varía su frecuencia entre 0 y 50 Hz mientras que las frecuencias de muestreo son del orden de kHz. En caso de señales de corta duración, mover la ventana a lo largo de toda su duración, puede no tener una gran influencia en el tiempo de cómputo de la distribución tiempo frecuencia. No obstante, en el caso de señales con una duración considerable, esta técnica ralentiza, en gran medida, el proceso de obtener la distribución tiempo-frecuencia de la señal. Por otro lado, se obtiene una distribución tiempo-frecuencia para toda la duración de la señal y para el ancho de banda que va desde los 0Hz hasta la mitad de la frecuencia de muestreo. Esto requiere una extensa capacidad de memoria. Todo ello hace que sea muy complicada la implementación de este tipo de análisis en equipos electrónicos de tratamiento de señal para realizar el diagnóstico on-line de la máquina. Visto de otra manera, realizar la STFT es ir rellenando las posiciones de una matriz tal como la que puede verse en la Figura 4.11 que contendrá la información correspondiente a la distribución tiempo-frecuencia.

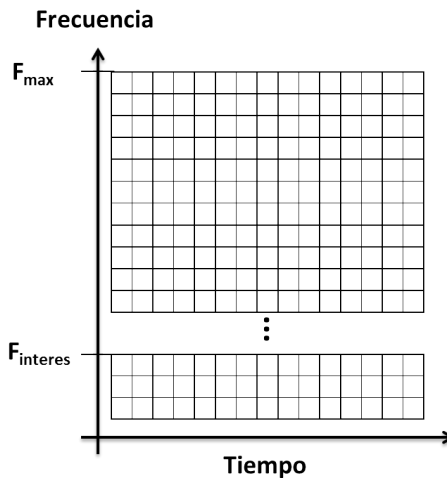


Figura 4.11: Matriz que contiene la información correspondiente a la distribución tiempo frecuencia computada con la STFT.

El proceso completo para obtener la distribución tiempo frecuencia para el diagnóstico de la máquina se muestra en la Figura 4.12. En primer lugar se multiplica la señal por la ventana situada en el origen, obteniéndose una señal modificada para un determinado intervalo de tiempo de estudio. Con esta señal modificada se computa la FFT y se obtiene un espectro compuesto por N puntos, con $N = T_{muestreo} \cdot F_{muestreo}$. El rango de frecuencias que son de interés para poder realizar el diagnóstico de la máquina ocupa una pequeña porción de las mismas. Por tanto, la siguiente acción consiste en eliminar la parte del espectro que es irrelevante para el estudio del estado de la máquina y se almacena la información que sí es necesaria para ello. En el siguiente paso, la ventana se mueve a lo largo de la señal y se vuelve a repetir dichas acciones. Así, paso tras paso se va obteniendo la distribución tiempo frecuencia en el intervalo de frecuencias de interés. De esta manera, se puede ver que este proceso es ineficiente desde el punto de vista de tiempo de procesado así como de uso de memoria y restringe enormemente su implementación en equipos de tratamiento de señal de bajo coste para realizar el diagnóstico on-line de la máquina. Se deben computar un elevado número de pasos y, por consiguiente, un elevado número de FFT (tantas como pasos) lo que ralentiza enormemente el proceso de cálculo. Además estas FFT son de elevado tamaño y se obtienen unos unos espectros de los cuáles se descarta la mayor parte de la información obtenida.

Así pues, la cuestión inmediata que surge es: *¿Existe algún modo o método de obtener la distribución tiempo-frecuencia con un coste computacional (menor tiempo de computo y menor capacidad de memoria) para poder ser implementado en dispositivos electrónicos de bajo coste?* La respuesta es afirmativa, en esta tesis, en el capítulo 6, se propone el uso de la SFTT para solventar estos problemas habilitando la implementación de técnicas basadas en la distribución tiempo-frecuencia en equipos electrónicos de tratamiento de señal de bajo coste.

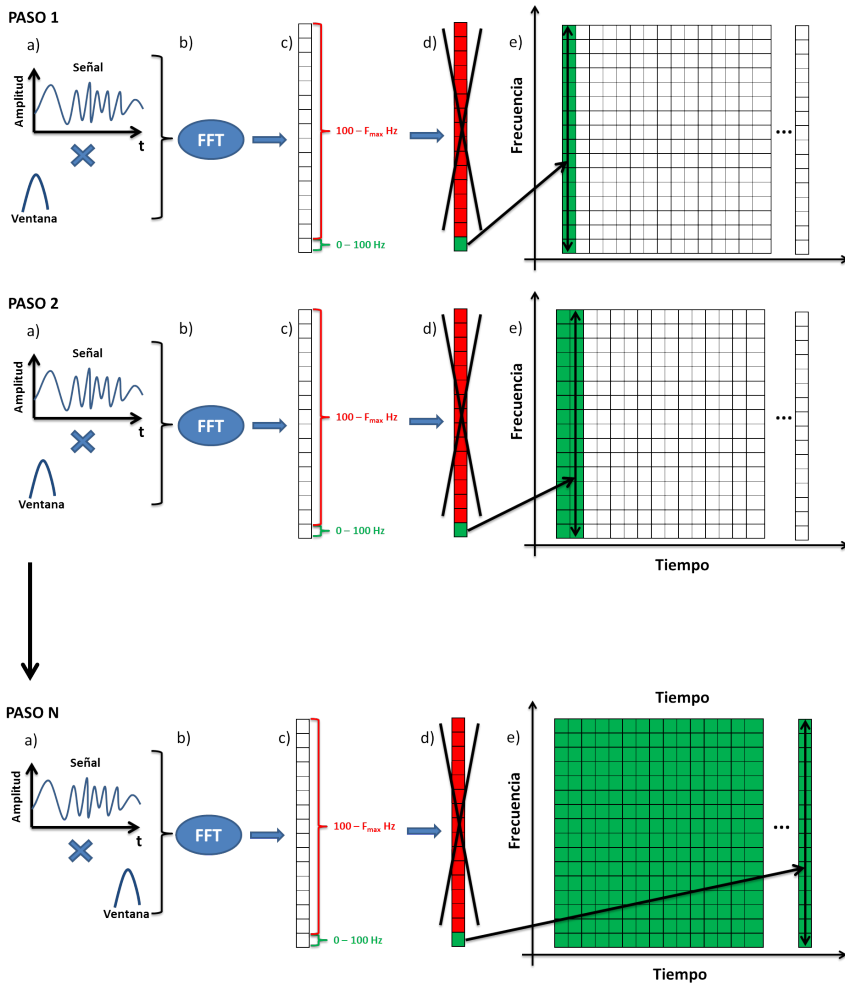


Figura 4.12: Proceso realizado para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la corriente en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas a través de la STFT. Como se puede observar, este proceso tiene N pasos, que son los mismos que el número de puntos que se han muestreado de la corriente, con $N = T_{muestreo} \cdot F_{muestreo}$. Cada paso consiste, a su vez en 5 acciones. En primer lugar (a), se multiplica la señal por la ventana centrada en el instante de tiempo de interés. Una vez hecho esto, se calcula la FFT de la señal modificada (b). Con ello, se obtiene un espectro formado por N puntos, mientras que las frecuencias que son de interés para el diagnóstico de la máquina ocupan una pequeña porción de este espectro (c). Por tanto, se elimina la parte del espectro irrelevante para el diagnóstico de la máquina (d) y se almacena el resto (e) para ir conformando la distribución tiempo-frecuencia.

Capítulo 5

Propuesta de selección de la ventana óptima, la función prolate esferoidal, y de sus parámetros para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la corriente a través de la STFT

5.1 Introducción

En el capítulo 4 se ha demostrado que tanto la elección del tipo de ventana como la selección de sus parámetros tienen una gran influencia en la distribución tiempo-frecuencia de la corriente. Además, considerando que la STFT de la corriente estatórica puede definirse como [122]:

$$S_f(t, \omega) = \int i(\tau)h(t - \tau)e^{-j\omega\tau} d\tau, \quad (5.1)$$

donde i es la corriente estatórica y h es la ventana utilizada. Con ello, el espectrograma que se obtiene $P_{SP}(t, \omega)$ se define como:

$$P_{SP}(t, \omega) = |S_f(t, \omega)|^2, \quad (5.2)$$

pudiéndose reescribir como [167]

$$P_{SP}(t, \omega) = \frac{1}{2\pi} \int \int W_i(\tau, \nu) W_h(\tau - t, \nu - \omega) d\tau d\nu, \quad (5.3)$$

donde $W_i(t, \omega)$ y $W_h(t, \omega)$ son la WVD de la corriente y de la ventana respectivamente. Por tanto, el espectrograma puede ser considerado como el suavizado de la WVD de la corriente por medio del uso de la ventana [168]. En otras palabras, la ventana permite reducir la interferencia oscilatoria entre componentes individuales debido a la naturaleza cuadrática de la WVD. No obstante, una mala elección de la ventana puede hacer que el espectrograma obtenido no sea un fiel reflejo de lo que realmente sucede en la señal analizada. Por consiguiente, la ventana debe ser seleccionada con el fin de enfatizar la información contenida en la corriente y, al mismo tiempo, reducir al mínimo las distorsiones en el espectrograma.

En la literatura científica se han considerado diversas funciones para construir la ventana a utilizar en el análisis. Entre ellas destacan, entre otras, la ventana rectangular, la ventana sinc, la exponencial [147], la chirp [148–150], la gaussiana [12], etc. De hecho se puede adelantar que la ventana óptima es aquella que, para una determinada duración, maximiza la cantidad de energía total en un ancho de banda concreto. No obstante, tal como indica el principio de incertidumbre, una señal no puede ser arbitrariamente pequeña tanto en duración (σ_t) como en ancho de banda (σ_f) sino que cumple con

$$\sigma_t \sigma_f \geq 1/4\pi \quad (5.4)$$

Y esta igualdad únicamente puede ser alcanzada por un pulso de tipo gaussiano de longitud infinita. Sin embargo, las señales en el mundo real tienen duración finita (una corriente es adquirida durante un cierto tiempo para, posteriormente, ser analizada) y una ventana gaussiana recortada no suele ser una buena opción [169]. Entonces, surge como cuestión inmediata ¿cuál es la ventana óptima? La respuesta no resulta sencilla. Dependerá del tipo de señal a analizar y el criterio que se proponga para su selección. Harris F. J. [170] realizó una comparativa entre distintos tipos de ventana en función de cuatro criterios citando la ventana que mejor cumplía con cada uno de ellos:

- Conseguir el menor tamaño en tiempo y en frecuencia, es decir, la que más se aproxime a la igualdad con el principio de incertidumbre ($\sigma_t \sigma_f \geq 1/4\pi$). Ventana Gaussiana.
- Para un tiempo dado, el lóbulo principal de la transformada de Fourier de la ventana sea lo más estrecho posible. Ventana Dolph-Chebyshev.

- Para un tiempo dado, maximice la energía existente en un ancho de banda determinado, o sea, consiga la mayor concentración de energía. Ventana prolate esférica.
- Minimizar la energía fuera de una banda de frecuencias. Ventana Barcion-Temes.

No obstante, en este trabajo [170] se concluye que para realizar un análisis tiempo-frecuencia de una señal no estacionaria la ventana óptima debe construirse con la función prolate esférica. Por tanto, el criterio que se recomienda a tener en cuenta para seleccionar la ventana es la de maximizar la energía para un duración y ancho de banda determinados, tal y como se ha mencionado *ut supra*. Años antes, este criterio ya había atraído el interés de tres investigadores de los laboratorios Bell: D. Slepian, H.O. Pollack and H.J. Landau quienes realizaron un extenso trabajo que culminó con el desarrollo de las funciones prolate esféricas de distintos órdenes. Más concretamente, David Slepian concluyó que la función prolate esférica de orden cero es la óptima atendiendo a dicho criterio [171–176]. Además, este tipo de funciones son relativamente sencillas de calcular [170]. Esto abrió todo un campo nuevo de aplicaciones donde utilizar este tipo de funciones para el filtrado de señales así como la transmisión de datos. Este tipo de ventana se ha utilizado exitosamente en otros campos tales como el diagnóstico médico por imágenes [177], transmisión inalámbrica [178], acústica [179], etc. No obstante, a pesar de las ventajas que este tipo de ventana ofrece, éstas nunca han sido utilizadas en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas a través del análisis de la corriente estatística. Por tanto, en este capítulo se estudia la viabilidad para aplicarlas a este campo y se proponen distintos criterios para optimizar sus parámetros en función del régimen de funcionamiento de la máquina.

5.2 Introducción teórica a las funciones prolate esféricas

Al igual que con la distribución gaussiana, cada función prolate esférica (PSWF), $\varphi_n(t)$, es proporcional a su FFT, $\hat{\varphi}_n$, en un intervalo finito

$$\hat{\varphi}_n(\omega) \approx \varphi_n\left(t = \frac{T}{\Omega}\omega\right) \quad \text{para } |\omega| < \frac{\Omega}{2}, \quad (5.5)$$

donde T es la duración y Ω es el ancho de banda. Las PSWF se definen como las soluciones de la ecuación integral

$$\int_{-T}^T \varphi(x) \frac{\sin \Omega(t-x)}{\pi(t-x)} dx = \lambda \varphi(t) \quad (5.6)$$

para valores propios $\lambda = \lambda_n$. Existen infinitos valores propios, todos ellos reales, positivos y menores que 1, ($1 > \lambda_0 > \lambda_1 > \dots > \lambda_n > \dots > 0$) la ecuación integral

(5.6) determina que recortar la función $\varphi_n(t)$ a $\pm T$ con una ventana rectangular reproducirá la función $\varphi_n(t)$, excepto por un factor λ_n . Además, el kernel de convolución $\sin(\Omega t)/\pi t$ en (5.6) representa un agudo proceso de filtrado paso banda en el dominio de la frecuencia. Por tanto, $\varphi(t)$ es una función de filtrado paso banda que no contiene energía a frecuencias angulares fuera del intervalo $(-\Omega, \Omega)$.

Las PSWFs tiene la remarcable propiedad de la ortogonalidad, tanto con respecto a un finito así como a un infinito rango de variables independientes [180]. Dado que $\varphi_n(t)$ compone un conjunto completo de funciones ortonormales, funciones limitadas en ancho de banda, $s(t)$, con el mismo ancho de banda, pueden ser expandidas en términos de funciones de tipo $\varphi_n(t)$

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \varphi_n(t), \quad (5.7)$$

donde

$$a_n = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \varphi_n(t) dt. \quad (5.8)$$

La principal aplicación de las PSWF es el diseño de señales con una máxima concentración de energía para un intervalo de tiempo y ancho de banda determinado. En las siguientes secciones, dicha concentración de energía se obtiene, en primer lugar, por separado para cada dominio y, posteriormente, en conjunto para el dominio tiempo-frecuencia.

5.2.1 Energía de las PSWFs en un intervalo de tiempo

Dada una señal limitada en ancho de banda, $s(t)$, ésta puede ser expandida utilizando funciones $\varphi_n(t)$ (5.7). La energía total de la señal E se puede calcular como

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} s^2(t) dt = \sum_{n=0}^{\infty} a_n^2. \quad (5.9)$$

Por otro lado, la energía de la señal E_T contenida en el intervalo de tiempo $(-T, T)$ se calcula como

$$E_T = \int_{-T}^T s^2(t) dt = \sum_{n=0}^{\infty} \lambda_n a_n^2. \quad (5.10)$$

De (5.9) y (5.10), se deduce que la fracción de energía contenida en ese intervalo $\alpha = E_T/E$ es:

$$\alpha = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} \lambda_n a_n^2}{\sum_{n=0}^{\infty} a_n^2}. \quad (5.11)$$

Sabiendo que λ_0 es el coeficiente más grande que cualquier otro λ_n , α se maximiza estableciendo cada a_n a 0 excepto a_0 . Por tanto, $\alpha_{max} = \lambda_0$, donde λ_0 depende del producto duración y ancho de banda $T \cdot \Omega$. Por ejemplo, si $T \cdot \Omega = 1$ entonces $\alpha \approx 0,6$. Por el contrario, si se requiere que α sea tan alto como 0,95 entonces $T \cdot \Omega \approx 3$ [171,172]. Así, de entre todas las funciones acotadas con el mismo ancho de banda la PSWF de orden cero, $\varphi_0(t)$, es la que maximiza la concentración de energía en un intervalo de tiempo determinado.

5.2.2 Energía de las PSWFs en un intervalo de frecuencia (ancho de banda)

De manera análoga, utilizando las expresiones (5.5) y (5.7), una señal, $s(t)$, limitada en el tiempo puede ser expandida en términos de la FFT de $\varphi_n, \hat{\varphi}_n$, que se anula fuera del intervalo $[-T, T]$

$$s(t) = \sum_{n=0}^{\infty} b_n \hat{\varphi}_n \left(\frac{\Omega}{T} t \right). \quad (5.12)$$

La energía de la señal E_Ω contenida en el ancho de banda $(-\Omega, \Omega)$ es

$$E_\Omega = \int_{-\Omega}^{\Omega} |\hat{s}(\omega)|^2 d\omega, \quad (5.13)$$

y la fracción de energía con respecto al total de energía $\beta = E_\Omega/E$ es

$$\beta = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} \lambda_n b_n^2}{\sum_{n=0}^{\infty} b_n^2}. \quad (5.14)$$

Del mismo modo que en el caso anterior, la máxima fracción de energía β_{max} de la señal en un ancho de banda $-\Omega < \omega < \Omega$ es igual a λ_0 . Por tanto, de entre todas las funciones limitadas en tiempo y con la misma duración, la PSWF de orden cero, $\varphi_0(t)$, es la que maximiza la concentración de energía en dicho ancho de banda.

5.2.3 Energía de la PSWF en dominio tiempo frecuencia

Tal como puede deducirse de las ecuaciones (5.11) y (5.14), la máxima concentración de energía tanto en tiempo como en frecuencia se consigue con la PSWF de orden cero, $\varphi_0(t)$. Del mismo modo, para la unión en el dominio tiempo frecuencia, la PSWFs de orden cero es, al mismo tiempo, la función con el mayor producto posible de fracciones de energía, $\alpha\beta$, que se obtiene para $\alpha = \beta$ [169]

$$(\alpha\beta)_{max} = \left(\frac{1 + \sqrt{\lambda_0}}{2} \right)^2. \quad (5.15)$$

5.2.4 Las función prolate esferoidal (PSWF) y el principio de incertidumbre

El principio de incertidumbre determina que no se puede confinar una función $f(t)$ y su transformada de Fourier $F(\omega)$ en un espacio arbitrariamente pequeño. O sea, si se midiese la propagación en el tiempo T de $f(t)$

$$T^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (t - t_0)^2 |f(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt} \quad (5.16)$$

y la propagación en frecuencia Ω de $F(\omega)$

$$\Omega^2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\omega - \omega_0)^2 |F(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega} \quad (5.17)$$

entonces para cualquier elección de t_0 y ω_0 se cumplirá que, $T \cdot \Omega \geq 1/2$. Por tanto, T y Ω no pueden ser arbitrariamente pequeños. La igualdad, únicamente se conseguiría en el caso de utilizar una función gaussiana, y t_0 junto con ω_0 fuesen elegidos como los valores centrales de $|f(t)|^2$ y $|F(\omega)|^2$. Esto, aunque supone una realidad matemática, no revela información útil para entender lo que sucede realmente. Es necesario conocer cuánto se puede limitar simultáneamente en tiempo y en frecuencia una señal y cuál es el precio que se debe pagar. Se precisa, por tanto, de una medida de la concentración de $f(t)$ y $F(\omega)$ mejor que la ofrecida por las varianzas de $|f(t)|^2$ y $|F(\omega)|^2$. Una medida que, siempre que sea posible, dependa del comportamiento de $f(t)$ en un intervalo de tiempo definido y del comportamiento de $F(\omega)$ en un ancho de banda finito.

De este modo, tomando como punto de partida el principio de incertidumbre, en [171] se hizo una re-definición, o adaptación del mismo, de modo que indicase la concentración de energía en un intervalo de tiempo y un ancho de banda determinado. Considerando

$$\frac{\int_{t_0-T/2}^{t_0+T/2} |f(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt} = \alpha^2 \quad (5.18)$$

y

$$\frac{\int_{-\Omega}^{+\Omega} |F(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega} = \beta^2 \quad (5.19)$$

entonces

$$\Omega \cdot T \geq \Phi(\alpha, \beta) \quad (5.20)$$

donde $\Phi(\alpha, \beta)$ queda definida de manera explícita.

Un caso especial y de sencilla comprensión es aquel que acontece cuando $\beta = 1$. Esto indica que toda la señal $F(\omega)$ esta contenida en $|\omega| \leq \Omega$ y se anula ($F(\omega) = 0$) para $|\omega| > \Omega$. Partiendo de esta característica, surgen dos cuestiones inmediatas. Por un lado, si para este valor de β , el valor α también estuviese prefijado, entonces, ¿cuál sería el mínimo producto $\Omega \cdot T$? En cambio, si lo que estuviese prefijado fuese el producto $\Omega \cdot T$, entonces ¿cuál sería el máximo valor de α ? Para dar respuesta a estas cuestiones en ello [171] se introdujo la siguiente notación. La norma al cuadrado de f es la energía total contenida en f :

$$\|f\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 dt \quad (5.21)$$

Si se limita en tiempo la función f , entonces se obtiene una nueva función Df que es la propia función f pero restringida a un intervalo de tiempo $|t| \leq T/2$

$$Df = \begin{cases} f & \text{si } |t| \leq T/2 \\ 0 & \text{si } |t| > T/2 \end{cases} \quad (5.22)$$

Por otro lado, si se restringe la función f a un ancho de banda limitado, entonces se genera una nueva función Bf cuya transformada de Fourier es la propia transformada de Fourier de la función f en la banda de frecuencias $|\omega| \leq \Omega$, siendo nula para $|\omega| > \Omega$

$$Bf = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Omega}^{+\Omega} F(\omega) e^{i\omega t} d\omega \quad (5.23)$$

Si se escribe

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(s) e^{-i\omega s} ds \quad (5.24)$$

se observa que una manera alternativa de expresar Bf es

$$Bf = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} f(s) \frac{\sin \Omega(t-s)}{t-s} ds \quad (5.25)$$

Tal como se demuestra en [181] y, recordando lo expuesto en la ecuación (5.6), si una función está limitada tanto en frecuencia como en tiempo entonces su energía se puede reducir, al menos, a un factor λ_0 , siendo λ_0 el mayor valor propio de la función

$$\lambda f(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-T/2}^{T/2} f(s) \frac{\sin \Omega(t-s)}{t-s} ds \quad (5.26)$$

Así, si una función en particular está ya limitada en frecuencia ($f = Bf$), entonces $\|Df\|^2 \leq \lambda_0$. Por tanto, esto es justo otro caso especial del principio de incertidumbre, si $\beta = 1$ entonces $\alpha \leq \sqrt{\lambda_0}$.

En [171] deducen y demuestran el teorema que determina que existe una función f que cumple que $\|f\| = 1$, $\|Df\| = \alpha$ y $\|Bf\| = \beta$, bajo las siguientes condiciones y solo bajo ellas:

1. Si $\alpha = 0$, cuando $0 \leq \beta < 1$
2. si $0 < \alpha < \sqrt{\lambda_0}$, cuando $0 \leq \beta \leq 1$
3. si $\sqrt{\lambda_0} \leq \alpha < 1$, cuando $\cos^{-1} \alpha + \cos^{-1} \beta \geq \cos^{-1} \sqrt{\lambda_0}$
4. si $\alpha = 1$, cuando $0 < \beta \leq \sqrt{\lambda_0}$

Los resultados de este teorema quedan ilustrados en la Figura 5.1 [171] donde se ilustra la región permisible en el plano (α^2, β^2) para varios valores de $c = \Omega T$. Para cada valor c está región está limitada por las siguientes fronteras:

$$\alpha^2 = 0 \quad \text{para } 0 \leq \beta^2 < 1,$$

$$\beta^2 = 0 \quad \text{para } 0 \leq \alpha^2 < 1,$$

$$\alpha^2 = 1 \quad \text{para } 0 < \beta^2 \leq \lambda_0(c),$$

$$\beta^2 = 1 \quad \text{para } 0 < \alpha^2 \leq \lambda_0(c),$$

y la curva $\cos^{-1} \alpha + \cos^{-1} \beta = \cos^{-1} \sqrt{\lambda_0(c)}$ que se encuentra etiquetada en la Figura 5.1 con su valor apropiado de c .

Otro fenómeno interesante es el que marca la línea $\alpha^2 + \beta^2 = 1$ etiquetada con $c = 0$ cuyo etiquetado cumple con lo dicho en el teorema del siguiente modo:

Si $\alpha^2 + \beta^2 \leq 1$ entonces $\cos^{-1} \alpha + \cos^{-1} \beta \geq \pi/2$, siendo superior que $\cos^{-1} \sqrt{\lambda_0(c)}$ para cualquier valor de c sin importar lo reducido que éste fuese. Físicamente esto indicaría que la suma de las porciones de energía de $f(t)$ en $|t| \leq T/2$ y de $F(\omega)$ en $|\omega| \leq \Omega$ sería inferior que el total de energía de $f(t)$. Esto sería indicativo de que, en realidad, no se ha establecido ningún tipo de restricción tanto en ancho de banda Ω , así como en duración T . Esto permitiría un producto arbitrariamente pequeño de $\Omega \cdot T$ para esta distribución de energía. Es sólo cuando se cumple que $\alpha^2 + \beta^2 > 1$ cuando las energías en $|t| \leq T/2$ y en $|\omega| \leq \Omega$ suman más del total de energía, lo que significa que existe un límite inferior no nulo para $\Omega \cdot T$, tal como se expone, además, en el principio de incertidumbre.

La Figura 5.2 [171] es un detalle del límite superior de la Figura 5.1. En ella se representa el valor propio $\lambda_0(c)$, el máximo valor de α^2 en función de c , habiendo fijado $\beta^2 = 1$. Se puede observar como $\lambda_0(c)$ tiende a 1 rápidamente ($\lambda_0(c) \rightarrow 1$) a medida que c se va incrementando ($c \rightarrow +\infty$). Además, a modo de comparación se incluye la representación de la proporción de energía de la función $f(t) = \sin \Omega t/t$ en $|t| < T/2$. Esta función, en algunas ocasiones, ha sido considerada intuitivamente la función limitada en frecuencia que consigue la mayor concentración en tiempo. Se puede observar que en valores bajos de λ_0 esta función se comporta como la función óptima, pero a medida que λ_0 crece, esta función tiene un comportamiento peor que la ventana óptima, ya que para conseguir los mismos valores de λ_0 hay que trabajar con productos $\Omega \cdot 0T$ mayores.

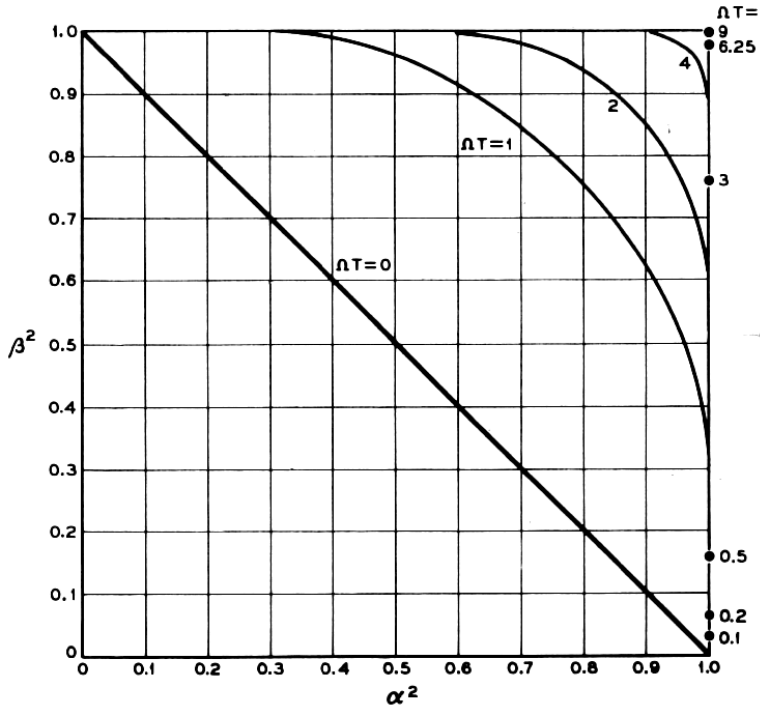


Figura 5.1: Posibles combinaciones de α^2 y β^2 para distintos ΩT .
Fte. Landau and Pollak [171].

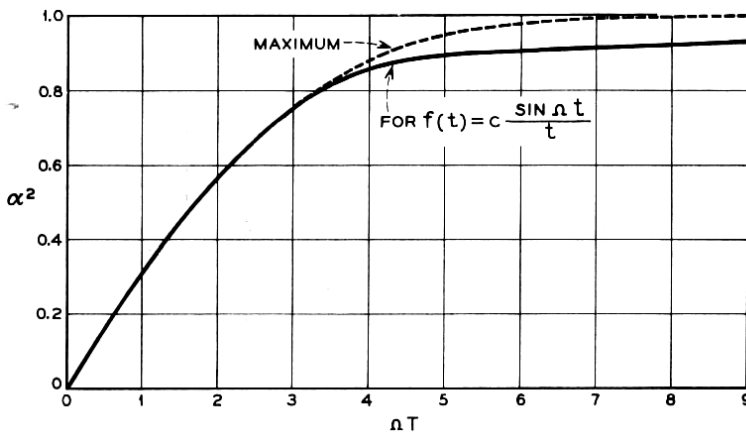


Figura 5.2: Posibles valores de α^2 si $\beta^2 = 1$.
Fte. Landau and Pollak [171].

5.3 Comparativa entre la ventana PSWF y la ventana gaussiana

La ventana gaussiana $h(t)$ se define como

$$h(t) = \left(\frac{\gamma}{\pi}\right)^{1/4} e^{-\frac{\gamma t^2}{2}}, \quad (5.27)$$

siendo

$$\gamma = \frac{1}{\sigma_t^2}. \quad (5.28)$$

Tal como sucede con la PSWF, la FFT de la ventana gaussiana, $\hat{h}(\omega)$, es una versión escalada de sí misma

$$\hat{h}(\omega) = \left(\frac{1}{\gamma\pi}\right)^{1/4} e^{-\frac{\omega^2}{\gamma}} \quad (5.29)$$

donde

$$\gamma = 2\sigma_\omega^2 \quad (5.30)$$

La ventana gaussiana de longitud infinita es la única que consigue la igualdad en el principio de incertidumbre (5.4). No obstante, para una duración finita y para un ancho de banda dado, la PSWF de orden cero es la que consigue la máxima concentración de energía en el dominio tiempo frecuencia. Por ejemplo, tal como se expone en [169], para $\lambda_0 = 0,6$, ($\Omega \cdot T \approx 1$), si se utiliza la ventana PSWF de orden cero el producto de las fracciones de energía (5.15) es $(\alpha\beta)_{max} = 0,787$. Por contra, para la ventana gaussiana, estableciendo $T = \sigma_t$ y $\Omega = \sigma_\omega$, el producto $(\alpha\beta)$ apenas alcanza 0,466. De este modo, se puede comprobar que para esta limitación de duración y ancho de banda, la ventana gaussiana consigue una concentración de energía un 41 % inferior a la que se conseguiría con la ventana PSWF de orden cero.

La Figura 5.3 muestra una comparativa, en el dominio tiempo frecuencia, de los átomos de una ventana PSWF de orden cero (A) y de una ventana gaussiana (B). Los átomos correspondientes a la ventana A son rectangulares. Por el contrario, los átomos de la ventana B se extienden en forma radial. Además, los átomos de la ventana A ocupan menor espacio que los de la ventana B en el plano tiempo-frecuencia. Por otro lado, tal como puede verse, la forma rectangular permite, cubrir de una manera más

eficiente todo el dominio tiempo frecuencia. Esta propiedad es especialmente útil en el caso del diagnóstico de máquinas eléctricas, tal como se verá en puntos posteriores.

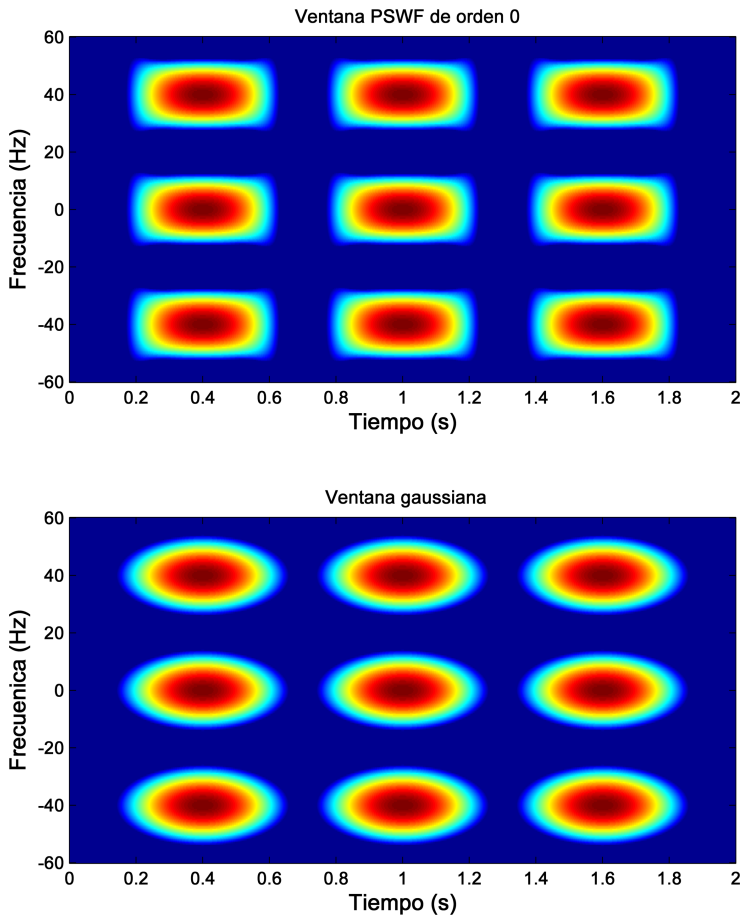


Figura 5.3: Átomos en el dominio tiempo-frecuencia de la ventana PSWF de orden cero (arriba) y de la ventana gaussiana (abajo).

5.3.1 La secuencia prolate esferoïdal discreta (DPSS) de orden cero

En los apartados anteriores se ha estado tratando con las PSWF prolate continuas. No obstante, en el caso del mundo real, las señales que se pueden adquirir/construir, son de tipo discreto. Por tanto, es necesario tratar con ventanas de tipo discreto. Los familiares directos de las PSWF de carácter discreto son las secuencias prolate esferoïdal discretas (DPSS). Éstas mantiene las mismas propiedades que sus homónimas en el dominio continuo, las PSWF. Por tanto, la ventana discreta que tiene una máxima

concentración de energía en un intervalo de tiempo y ancho de banda determinado es la ventana de tipo DPSS de orden cero [170–172, 174, 175, 181]. Ésta se obtiene utilizando todos los N grados de libertad (número de puntos muestreados) para construir la ventana $w(n)$ de tamaño N cuya transformada $W(\omega) \simeq \delta(\omega)$ maximiza la energía contenida en el lóbulo principal con respecto a la energía total contenida en la ventana:

$$\max_{\omega} \left[\frac{\text{energía lóbulo principal}}{\text{energía total}} \right] \quad (5.31)$$

Como se ha visto, en el caso continuo, la función $W(\omega)$ que maximiza este ratio es la PSWF de orden cero para un ancho de banda $\Omega = \omega_c$ tal como se ha visto anteriormente. Así pues, en el dominio de la frecuencia, una PSWF se define como una eigenfunción de la integral:

$$\int_{-\omega_c}^{\omega_c} W(\nu) \frac{\sin(\pi D(\omega - \nu))}{\pi(\omega - \nu)} d\nu = \lambda W(\omega) \quad (5.32)$$

donde $D = 2T > 0$ es la duración de la ventana $w(t)$ en segundos. Esta ecuación puede ser entendida como si $W(\omega)$ fuese nula fuera de su ancho de banda (destacar que la integral va desde $-\omega_c$ hasta ω_c , seguida de una convolución de $W(\omega)$ con una función sinc que, de alguna manera, limita en tiempo la ventana $w(t)$ a una duración de D segundos centrada en $t = 0$ en el dominio temporal. En notación matemática

$$[CHOP_{2\omega_c}(W)] * [T \text{sinc}(T\omega)] = FT(CHOP_T(IFT(CHOP_{2\omega_c}(W)))) = \lambda W \quad (5.33)$$

donde $CHOP_T(\omega)$ es una operación con una ventana rectangular $w(t)$ nula fuera del intervalo $t \in [-T, T]$. Así pues, la ecuación (5.32) indica que la transformada de la ventana $W(\omega)$ es una función propia de esta secuencia de operaciones. Esto es, ésta se puede anular fuera del intervalo $[-\omega_c, \omega_c]$, realizar la transformada inversa de Fourier, anularla fuera del intervalo $[-T, T]$, y computar la transformada de Fourier para obtener la transformada de la ventana original $W(\omega)$ multiplicada por un factor de escala λ (el valor propio de la operación). Se podría decir que W es la *extrapolación limitada en ancho de banda* del lóbulo principal. Además, la función *sinc* en (5.32) puede ser considerada como el kernel de la matriz Toeplitz simétrica, y la integral de W por este kernel se puede demonimar como el operador Toeplitz simétrico siendo un caso especial del operador Hermítico. Y, por la teoría general de los operadores Hermíticos, existe un número infinito de funciones $W_m(\omega)$, mutuamente ortogonales, asociados, cada uno de ellos, a valores propios reales λ_m . Sabiendo que λ_0 se corresponde con el mayor valor propio, entonces su función propia correspondiente, $W_0(\omega) \leftrightarrow w_0(t)$, es la ventana con mayor concentración de energía en el caso continuo y, por tanto, la ventana óptima.

En el ámbito discreto las DPSSs pueden ser definidas como los eigenvectores de la matriz Toeplitz simétrica $\rho(N, L)$ de tamaño $N \times N$ cuyos elementos se calculan:

$$\rho(N, L)_{mn} = \frac{\sin 2\pi L(m-n)}{\pi(m-n)} \quad m, n = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (5.34)$$

donde N indica el número de puntos que conforma la ventana y, por tanto, indica directamente la duración que tendrá la ventana. Por otro lado, $0 < L \leq 1/2$ indica la proporción de energía contenida en la mitad de la ventana, $\alpha\beta/2$, directamente relacionada con el producto $\Omega \cdot T$ tal como se ha expuesto en los apartados anteriores y cuya relación puede observarse en la Figura 5.1 y Figura 5.2. Así pues la ventana DPSS $\psi_k(N, L)$ de orden k puede obtenerse como función de dos términos N , la longitud total de la ventana, y L que pueden ser directamente relacionados con la duración de la ventana y con el producto $\Omega \cdot T$. Por tanto, a partir de este momento, la ventana se diseñará en función de ambos parámetros, la duración T y del producto $\Omega T = BT$. De este modo, en los puntos subsiguientes se empleará la DPSS de orden cero, ψ_0 , calculada en función de estos parámetros, $\psi_0(T, \Omega \cdot T)$.

5.4 Selección de los parámetros de la ventana

Una vez, seleccionado el tipo de ventana, el siguiente paso consiste en ajustar los parámetros de la misma en términos de duración en el tiempo y concentración de energía, $\psi_0(T, \Omega T)$. En el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas, se han seguido distintos criterios para seleccionar los parámetros que definen las distintas ventanas. Por ejemplo, en [182, 183] el óptimo ancho de banda en frecuencia para el análisis de señales no estacionarias se selecciona como el raíz cuadrada del tiempo derivativo de la frecuencia instantánea (IF) de la señal. Por otro lado en [150] se utiliza una ventana gaussiana. En ésta sus parámetros característicos se ajustan de modo que se maximice el solapamiento del área ocupada por una determinada componente armónica con el área ocupada por la ventana con el fin de mejorar la trazabilidad y visibilidad de esta componente armónica en la distribución tiempo-frecuencia. Este mismo criterio, ha sido también utilizado en [12] para establecer los parámetros óptimos de la ventana gaussiana para la detección del LSH debido a barra rota y excentricidad mixta durante el arranque de una máquina de inducción. En la presente tesis, se seguirá el mismo criterio para seleccionar los parámetros de la ventana $\psi_0(T, \Omega T)$.

En [12] queda demostrado que dicha maximización se consigue cuando se selecciona una ventana que consiga el máximo solape con la trayectoria del armónico de fallo a detectar en el plano tiempo-frecuencia. Como las señales a analizar son transitorias, esta condición se cumple cuando la trayectoria de la componente de fallo (en el plano tiempo-frecuencia) coincide con el ratio $\Omega \cdot T$ de los átomos de la caja de Heisenberg de la ventana tal como se muestra en la Figura 5.4. Esta trayectoria

dependerá del tipo de fallo y de las condiciones de funcionamiento de la máquina. Por ejemplo, durante el arranque de la máquina, la pendiente β de la componente LSH debida a la avería por asimetría rotórica tiene un valor absoluto fijo de

$$\beta = \frac{f_{\text{alimentación}}}{t_{s=0,5}} \quad (5.35)$$

donde $t_{s=0,5}$ es el tiempo en el cual, durante el arranque, la máquina alcanza el valor de deslizamiento $s = 0,5$. Siguiendo este criterio se procederá a la selección de los parámetros de la ventana en los distintos casos estudiados. Así pues, los parámetros de la DPSS de orden cero se seleccionarán de modo, que la diagonal de su caja de Heisenberg $\Omega \cdot T$ tenga la misma pendiente que la del armónico que se desea detectar, β . Por tanto:

$$\frac{\Omega}{T} = \beta \quad (5.36)$$

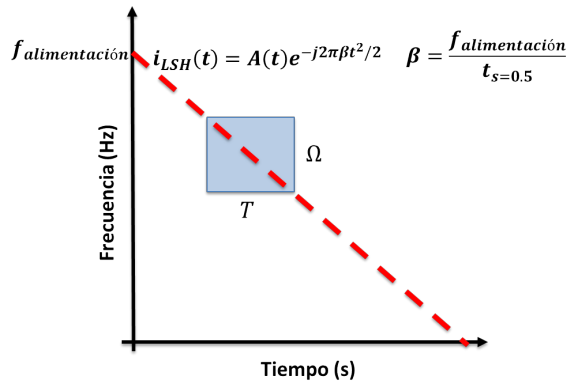


Figura 5.4: Selección de los parámetros de la ventana prolate para que el ratio Ω/T de los átomos de su caja de Heisenberg coincidan con la pendiente de la componente de fallo a buscar. En este caso, se ha utilizado como pendiente, la que describe el armónico de fallo LSH de barra rota durante el arranque de una máquina de inducción que se ha presentado en el punto 3.1.

No obstante, con esta ecuación no es condición suficiente para fijar los parámetros de la ventana, pues como se puede observar, el ancho de banda dependerá de la duración y viceversa. Por tanto, es necesario un criterio adicional que permita fijar ambos parámetros. En este caso se propone que se fijen en función de la fracción de energía que se desea concentrar en la ventana a diseñar y, por ende, a través de la Figura 5.1 se obtiene el valor que debe tener el producto $\Omega \cdot T$. Para todos los casos se utilizará una concentración de energía cercana a uno, $\alpha\beta \simeq 1$, es decir, prácticamente

la máxima concentración que se puede lograr. Para este nivel de concentración, si se observa la Figura 5.1 se puede optar por $\Omega \cdot T = 8$. Con ello, se obtienen las dos condiciones necesarias para fijar los parámetros de la ventana:

$$\begin{cases} \frac{\Omega}{T} = \beta \\ \Omega \cdot T = 8 \end{cases} \quad (5.37)$$

5.5 Validación

5.5.1 Caso teórico: señal sintética del LSH debido a asimetría rotórica

El primer caso que se va a estudiar con el tipo de ventana propuesto es la onda sintética del LSH que se ha presentado en el punto 3.1 de la presente tesis. El primer paso, consiste en seleccionar los parámetros de la ventana a utilizar. Como se ha dicho anteriormente la concentración de energía se va a establecer $\alpha\beta \simeq 1$ y por tanto $\Omega \cdot T = 8$ (Figura 5.1). En segundo lugar es necesario determinar la pendiente que va a tener el armónico de fallo. En este caso, tal como puede observarse en la Figura 3.1, $f_{\text{alimentación}} = 50\text{Hz}$ y $t_{s=0,5} = 0,92\text{s}$, por tanto

$$\frac{\Omega}{T} = \beta = \frac{f_{\text{alimentación}}}{t_{s=0,5}} = \frac{50}{0,92} \quad (5.38)$$

Así pues, teniendo en cuenta (5.38) y que $\Omega \cdot T = 8$, entonces

$$T = 383,7\text{ms} \quad \Omega = 20,85\text{Hz} \quad (5.39)$$

Con ello, se construye la ventana $\psi_0(T = 383,7\text{ms}, \Omega = 20,85\text{Hz})$. Esta ventana se puede observar en dominios de tiempo y frecuencia separados (Figura 5.5) o en el plano tiempo frecuencia (Figura 5.6). En la Figura 5.6 además se ha incluido la trayectoria que describe la componente de fallo durante el arranque de la máquina. Tal como puede observarse, con esta ventana se consigue la máxima superposición de la componente de fallo con la ventana, pues la trayectoria de esta componente coincide con la diagonal del átomo de la ventana en el dominio tiempo frecuencia.

Una vez los parámetros de la ventana han sido seleccionados y ésta ha sido construida, se procede a aplicar la STFT para obtener la distribución tiempo frecuencia de la señal. Tal como puede observarse en la Figura 5.7 se obtiene una imagen de alta resolución con la evolución tiempo - frecuencia - amplitud que sigue el LSH durante el

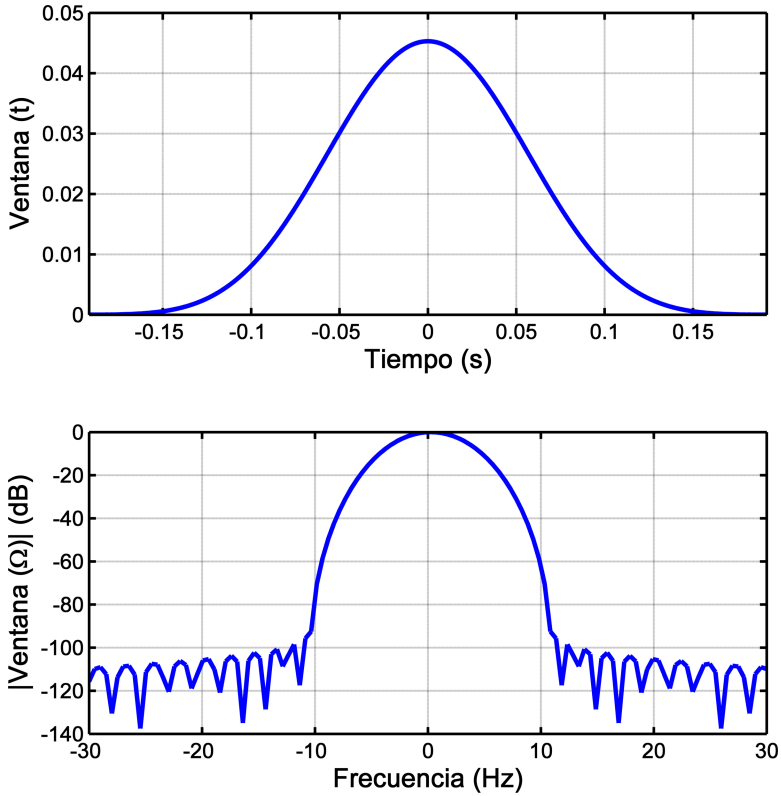


Figura 5.5: Ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 383,7ms, \Omega = 20,85Hz)$ optimizada para la representación del LSH en el dominio del tiempo (arriba) y en el dominio de la frecuencia (abajo).

transitorio de arranque de una máquina de inducción (IM). Por un lado, se puede observar claramente la evolución tiempo-frecuencia que sigue esta componente. Partiendo de una frecuencia igual a la frecuencia de alimentación, 50Hz, ésta va decreciendo hasta hacerse nula en el momento en que el deslizamiento alcanza el valor $s = 0,5$. Desde este momento, la frecuencia se incrementa hasta que alcanza el valor con el que se mantendrá durante el régimen estacionario de funcionamiento de la máquina. Por otro lado, se observa también, el patrón en lo que a amplitud se refiere. En la primera mitad del transitorio ($s < 0,5$) la amplitud decrece hasta anularse cuando el deslizamiento alcanza el valor $s = 0,5$. Instante en el cual, da inicio a la segunda mitad del transitorio ($s \geq 0,5$). En ésta, el valor de la amplitud crece rápidamente hasta alcanzar su máximo. Seguidamente, la amplitud decrece hasta estabilizarse en el valor que mantendrá durante el régimen de funcionamiento estacionario de la máquina.

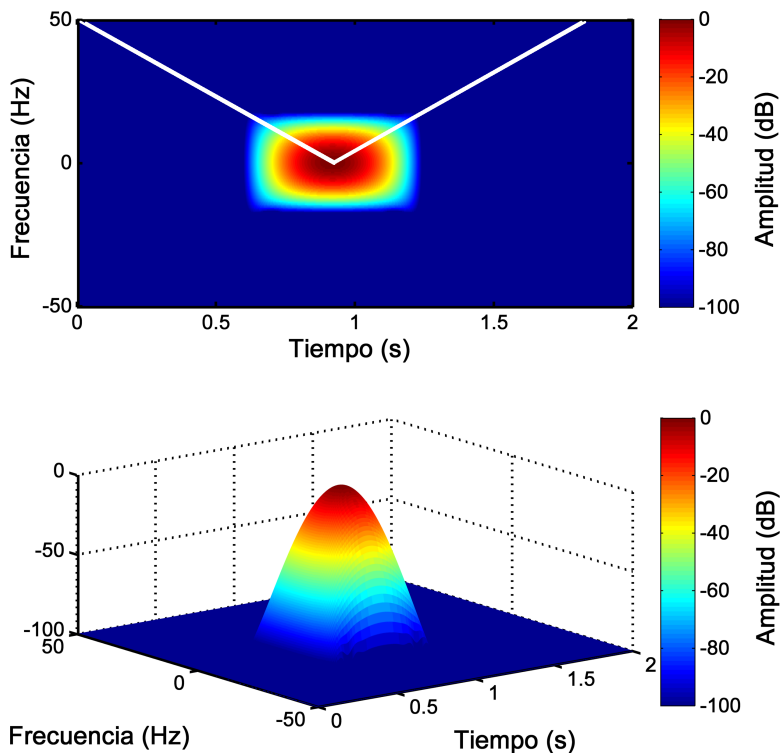


Figura 5.6: Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 383,7ms, \Omega = 20,85Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo). Además en la imagen superior se ha incluido una línea en blanco que indica la trayectoria que describe el LSH durante el arranque de la máquina para este caso. Tal como puede observarse, con esta ventana se consigue la máxima superposición de esta componente de fallo con la ventana.

En este caso los parámetros de la ventana óptima $\psi_0(T = 383,7ms, \Omega = 20,85Hz)$ han podido ser computados gracias al conocimiento de la frecuencia de alimentación y el instante de tiempo en el cual el deslizamiento alcanza el valor $s = 0,5$. La frecuencia de alimentación es un información que se encuentra de manera implícita en la corriente (puede ser obtenida a partir del análisis espectral de la misma). En cambio, para conocer el valor de $t_{s=0,5}$ es necesario tener una medida de la velocidad de la máquina. No obstante, en un gran número de aplicaciones no se dispone de esta medida adicional. Por tanto, a continuación se estudia la validez de la elección de los parámetros de la ventana y la sensibilidad del método con respecto a variaciones de estos parámetros. Esta validez y sensibilidad se puede estudiar vía la entropía de la distribución tiempo-frecuencia obtenida partir de la STFT. Esto mismo, se ha realizado en otros trabajos de investigación tales como [12, 184–186]. Cuanto menor es la entropía mayor es la

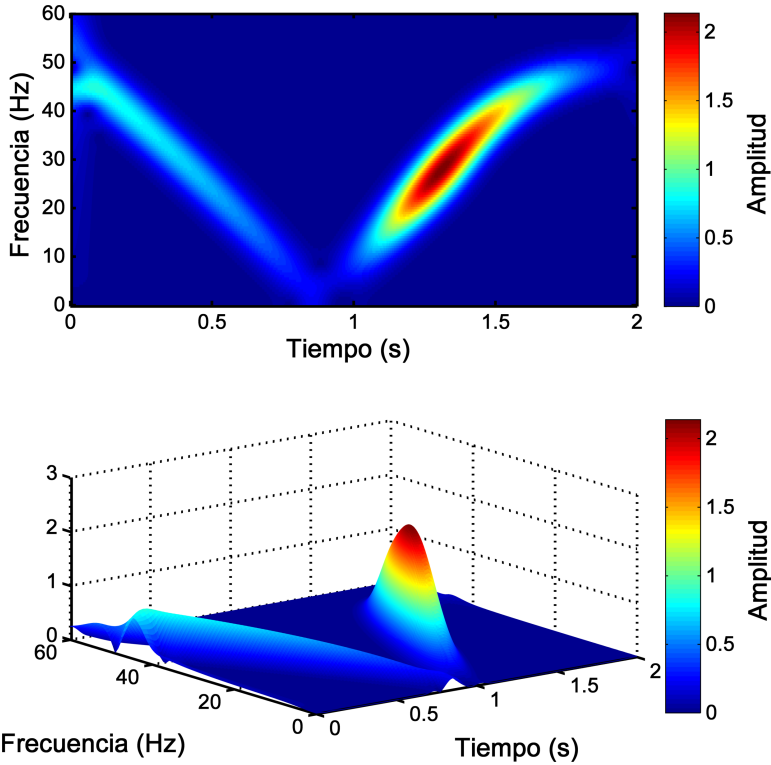


Figura 5.7: Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la señal LSH utilizando la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 383,7ms, \Omega = 20,85Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo).

concentración de energía o dicho de otro modo, menor redundancia en la información estudiada. La Figura 5.8 muestra la entropía de la señal analizada utilizando la ventana ψ_0 para una concentración de energía $\alpha\beta \simeq 1$, es decir, $\Omega T = 8$ para distintos valores de la pendiente $\beta = \Omega/T$.

Los valores de Ω/T varían desde $1Hz/s$ hasta $2000Hz/s$. Así pues en la Figura 5.8 se puede observar como el criterio utilizado para seleccionar los parámetros de la ventana coincide con los valores de mínima entropía ($\Omega/T = 54,35Hz/s$). En otras palabras, con este valor de Ω/T se alcanza la máxima concentración de energía en la distribución tiempo-frecuencia de la señal del LSH. Además, se observa cómo la curva alrededor del valor óptimo es bastante suave. Esto es indicativo de que el cálculo del valor de la pendiente Ω/T (5.38) puede tolerar pequeños errores en la determinación del valor de $t_{s=0,5}$. Por tanto, en máquinas donde la medida de la velocidad no sea posible, $t_{s=0,5}$ puede, a grandes rasgos, ser estimado como la mitad de la duración total del transitorio de arranque.

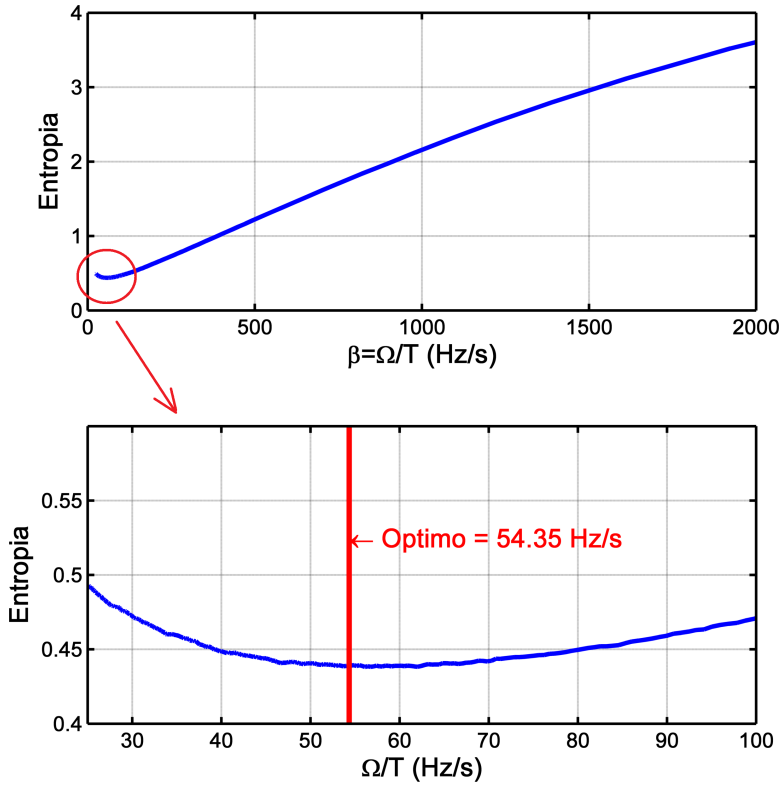


Figura 5.8: Entropía de la distribución tiempo-frecuencia del LSH utilizando la ventana ψ_0 para una concentración de energía $\alpha\beta \simeq 1$, es decir, $\Omega T = 8$ en función de la pendiente $\beta = \Omega/T$. La línea roja corresponde con el valor obtenido aplicando el criterio de máxima superposición de la señal con la ventana propuesta.

De ello se deduce que, en el caso de no haber sido posible medir la velocidad de la máquina durante el transitorio de arranque, el valor $t_{s=0,5}$ podría estimarse, sin cometer excesivos errores, como la mitad del tiempo total que dura el transitorio. Si se aplica esta condición a la señal de LSH estudiada, se estima $t_{s=0,5} \simeq 1s$. Empleando esta información en (5.38), y teniendo en cuenta que $\Omega \cdot T = 8$ se obtendrían como parámetros de la ventana:

$$T = 400ms \quad \Omega = 20Hz \quad (5.40)$$

Con estos parámetros ($T = 400ms$, $\Omega = 20Hz$), se construye la ventana que se muestra en la Figura 5.9 y que se compara con la ventana óptima ($T = 383,7ms$, $\Omega = 20,85Hz$). Tal como puede observarse, ambas figuras guardan un alto grado de

similitud si bien la nueva ventana tiene una duración ligeramente superior mientras su ancho de banda, por el contrario, se ha reducido mínimamente.

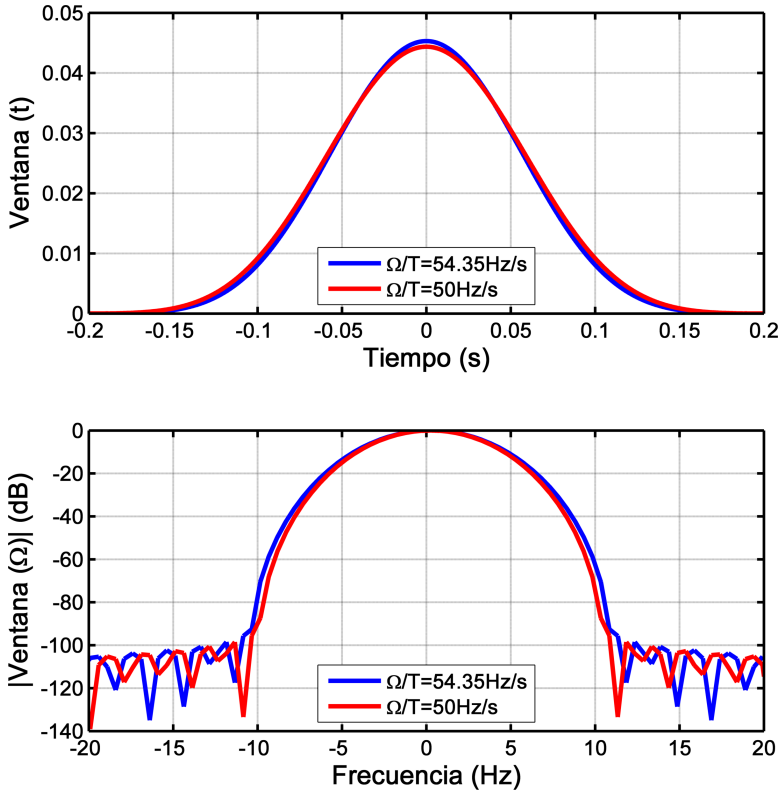


Figura 5.9: Comparación de la ventana óptima, $\Omega/T = 54,35 \text{ Hz/s}$, con la ventana construida a partir de la aproximación $t_{s=0,5} = 1 \rightarrow \Omega/T = 50 \text{ Hz/s}$ en el dominio del tiempo (superior) y en el dominio de la frecuencia (inferior).

Con esta ventana se analiza, de nuevo, el LSH obteniéndose los resultados mostrados en la Figura 5.10. Si se compara con la ventana óptima Figura 5.7 se observa que hay escasas diferencias en los resultados, quedando demostrado, nuevamente, la validez de realizar esta aproximación para construir la ventana.

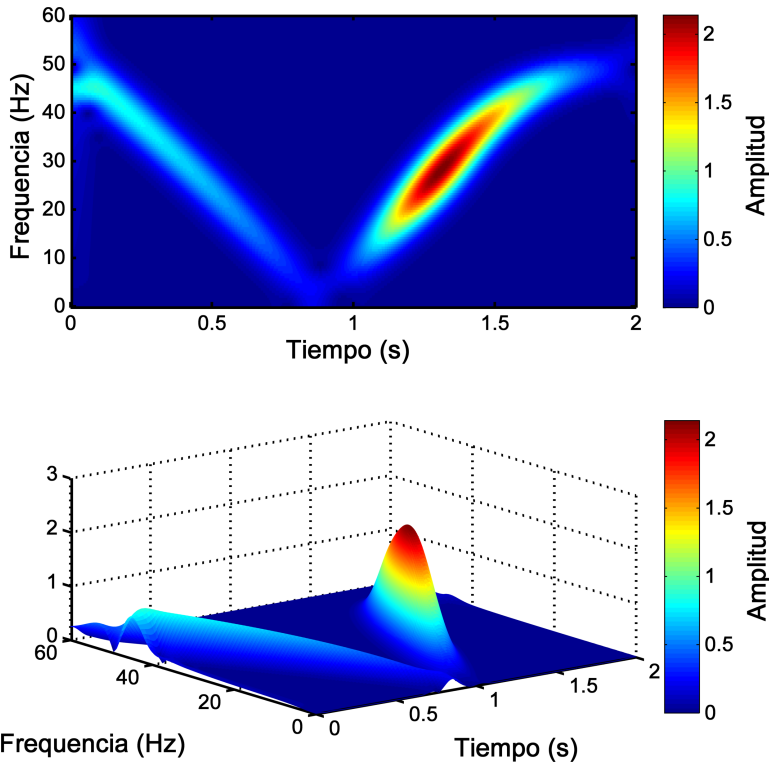


Figura 5.10: Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la señal LSH utilizando la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 400ms, \Omega = 20Hz)$ aproximando $t_{s=0,5} \simeq 1$ para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo).

5.5.2 Caso práctico industrial: arranque máquina industrial de elevada potencia

A continuación se procede a estudiar la señal de arranque de la máquina de elevada potencia que se presentó en el punto 3.2. Para seleccionar los parámetros de la ventana se van a seguir los criterios expuestos anteriormente con la salvedad que, en este caso, no se tiene medida de la velocidad de la máquina. Por tanto $t_{s=0,5}$ se estimará como la mitad de la duración total del transitorio pues esta aproximación es válida tal como se ha demostrado en el punto anterior.

En primer lugar se ha fijado la concentración de energía de la ventana $\alpha\beta \simeq 1$, es decir, $\Omega \cdot T = 8$. Así pues únicamente resta fijar el valor de Ω/T que dependerá de la pendiente de la componente de fallo. Teniendo en cuenta que la $f_{alimentación} = 50Hz$

y que, tal como puede observarse en la Figura 3.5, el tiempo en el que el deslizamiento alcanza el valor $s = 0,5$ puede estimarse en $t_{s=0,5} \simeq 3s$, entonces:

$$\frac{\Omega}{T} = \beta = \frac{f_{\text{alimentación}}}{t_{s=0,5}} = \frac{50}{3} \quad (5.41)$$

obteniéndose los siguientes parámetros para la construcción de la ventana:

$$T = 693ms \quad \Omega = 11,55Hz \quad (5.42)$$

Con ello se construye la ventana, $\psi_0(T = 693ms, \Omega = 11,55Hz)$ cuyas características en tiempo y en frecuencia se pueden ver en la Figura 5.11.

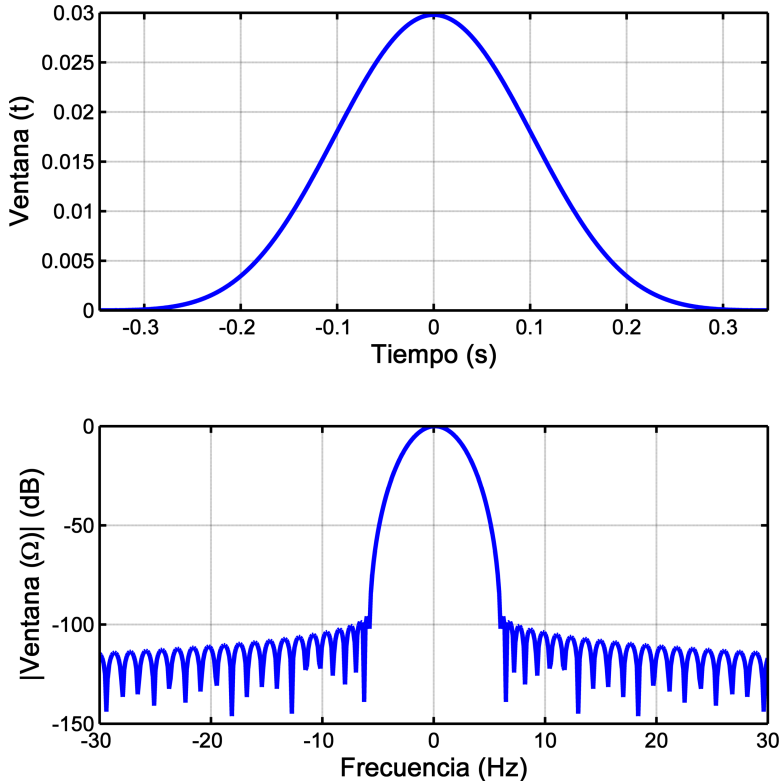


Figura 5.11: Ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 693ms, \Omega = 11,55Hz)$ optimizada para la representación del LSH en el dominio del tiempo (arriba) y en el dominio de la frecuencia (abajo).

Por otro lado, en la Figura 5.12 se muestra la representación de dicha ventana en el dominio tiempo-frecuencia-amplitud. Se incluye, a su vez, una línea blanca que indica la trayectoria que describe la componente de fallo durante el arranque de la máquina. A tenor de los resultados se observa que esta ventana consigue la máxima superposición, en el menor espacio posible, con la trayectoria de la componente de fallo y, por tanto, se conseguirá la menor dispersión de energía y la mayor resolución posible, tratando de mejorar sustancialmente el proceso de diagnóstico.

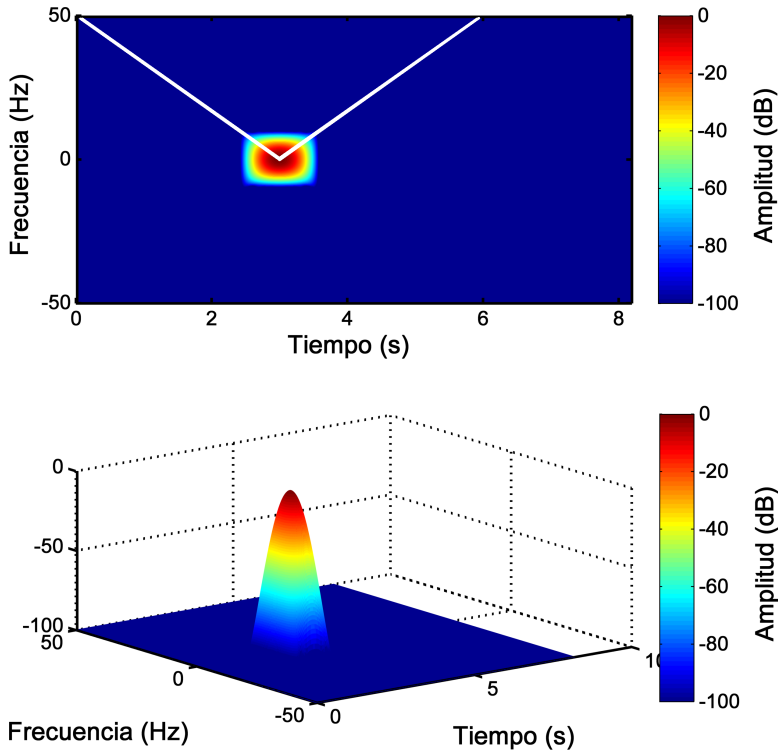


Figura 5.12: Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 693ms, \Omega = 11,55Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo). Además, en blanco se ha añadido la trayectoria que describe la componente de fallo durante el arranque de la máquina.

Una vez esta ventana es aplicada a la señal a analizar, se obtiene la distribución tiempo-frecuencia-amplitud que puede verse en la Figura 5.13. Tal como puede apreciarse, la influencia de la componente fundamental, varios órdenes de magnitud superior a las componentes de fallo, obliga a utilizar una escala logarítmica para poder representar la amplitud. Por otro lado, se puede observar como, la frecuencia de la componente de fallo, alcanza el valor nulo, aproximadamente, en $t \simeq 3s$ por lo que se

puede dar por buena la aproximación utilizada $t_{s=0,5} \simeq 3s$ con la que se han calculado los parámetros de la ventana.

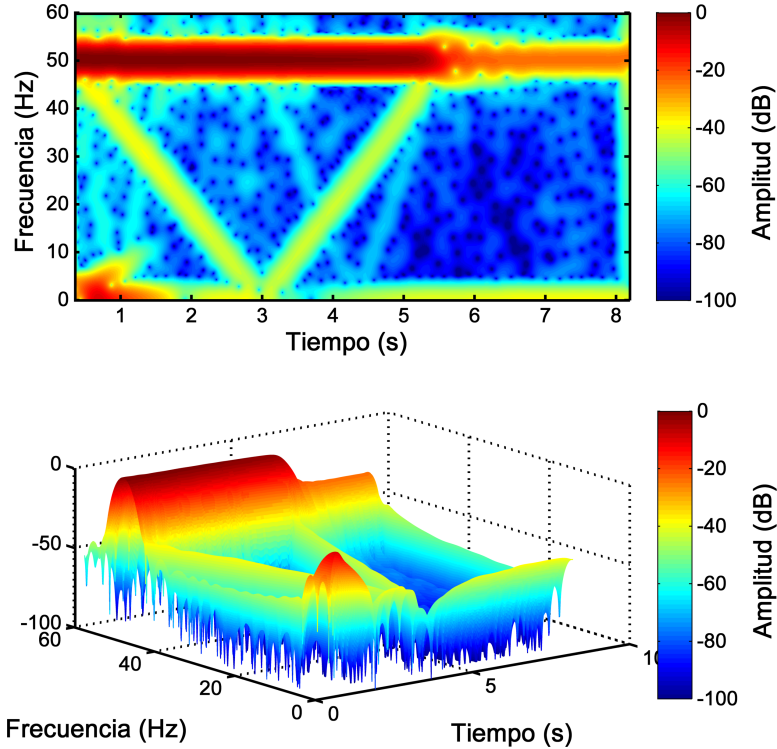


Figura 5.13: Distribución tiempo-frecuencia-amplitud de la señal LSH utilizando la ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 693ms, \Omega = 11,55Hz)$ optimizada para la representación del LSH en dos dimensiones (arriba) y en tres dimensiones (abajo).

5.5.3 Caso práctico laboratorio: ensayos de laboratorio

A continuación se procede a aplicar el método propuesto para obtener la distribución tiempo-frecuencia de distintos ensayos realizados en el laboratorio. En este caso, se trata de demostrar la validez del método, no sólo para los arranques de la máquina sino para otros tipos de transitorios que puedan acontecer en el funcionamiento de la máquina tales como: cambios en la frecuencia de referencia (en caso de máquinas controladas a través de un variador de frecuencia) o cambios en la carga. Además, se pretende demostrar la validez del método independientemente del tipo de control con el que se configura el variador de frecuencia que controla la máquina.

La estructura de los ensayos que se presentan a continuación es siempre la misma. En primer lugar se muestra una tabla con las condiciones del ensayo. Y a partir de

ellos, los parámetros con los que se construye la ventana. Seguidamente se muestra una figura en la que se puede ver la ventana en el dominio del tiempo, en el dominio de la frecuencia y en el dominio tiempo-frecuencia, tanto en dos como en tres dimensiones. Finalmente, se muestra una figura donde se comparan los resultados obtenidos con el ensayo de la máquina sana y de la máquina con asimetría rotórica.

5.5.3.1 Ensayo 1

En la tabla 5.1 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. Este ensayo se ha realizado con conexión a través del convertidor de frecuencia, variando la frecuencia de referencia entre dos niveles, 20 y 25 Hz, con una rampa que dura 10 segundos. Por otro lado, el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 5.1: Características del ensayo 1 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	ABB	Control:	DTC
Captura de datos			
F_{muestreo}	100 kHz	T_{ensayo}	100s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	20:25 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	70 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	$(25 - 20)/10$
T	4 s	Ω	2 Hz

En la Figura 5.14 se pueden observar las características de la ventana $\psi_0(T = 4s, \Omega = 2Hz)$ generada. Esta ventana se muestra en el dominio del tiempo (Figura 5.14 a) y en el dominio de la frecuencia (Figura 5.14 b) por separado. Además, se incluye la distribución tiempo-frecuencia de sí misma, tanto en dos dimensiones (Figura 5.14 c) como en tres dimensiones (Figura 5.14 d) distinguiéndose claramente la forma rectangular de sus átomos.

Finalmente en la Figura 5.15 se muestra el resultado de analizar la corriente estatórica capturada durante el ensayo para, una máquina con asimetría rotórica y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica y que

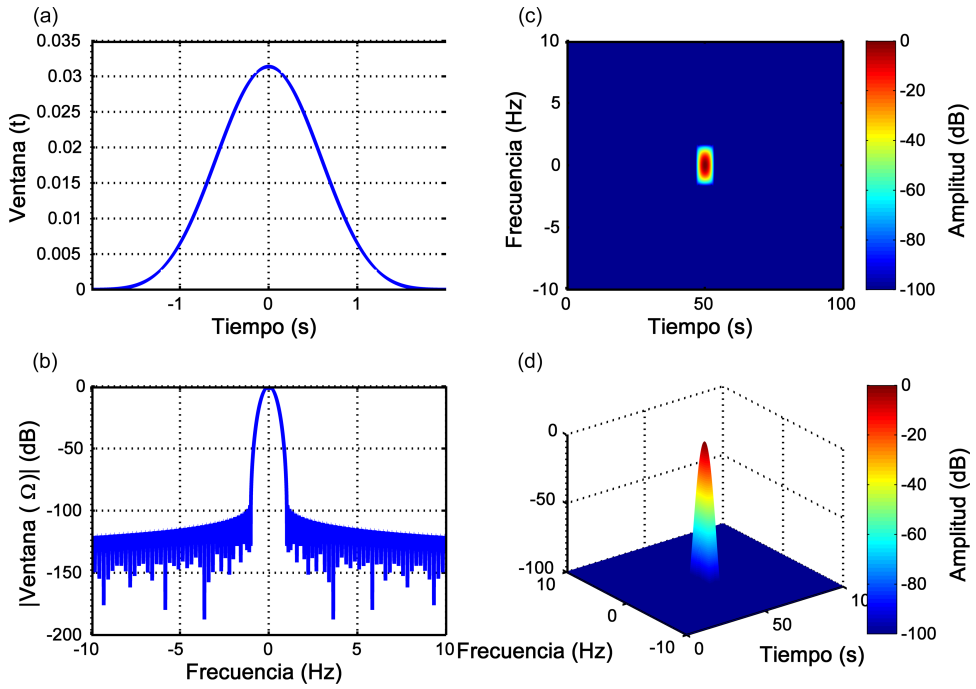


Figura 5.14: Ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 4s, \Omega = 2Hz)$ optimizada para la representación del LSH del ensayos de la tabla 5.1 en el dominio del tiempo (a), en el dominio de la frecuencia (b) y en el dominio tiempo-frecuencia en dos dimensiones (c) y en tres dimensiones (d).

se utiliza como patrón. En ella, se puede observar como para la máquina con asimetría rotórica, en la distribución tiempo-frecuencia, aparecen una serie de componentes armónicas que discurren de forma paralela a la componente fundamental y que, por el contrario, no aparecen en la máquina que sirve de patrón. Tras computar las trayectorias que describirían las componentes de fallo (a partir de la medida de velocidad y de la frecuencia fundamental) se confirma que las componentes armónicas que aparecen en la distribución tiempo-frecuencia se deben, precisamente, a este tipo de avería. Además, estas se distinguen de una manera muy clara gracias a la mejora que supone emplear el tipo de ventana propuesto en la presente tesis.

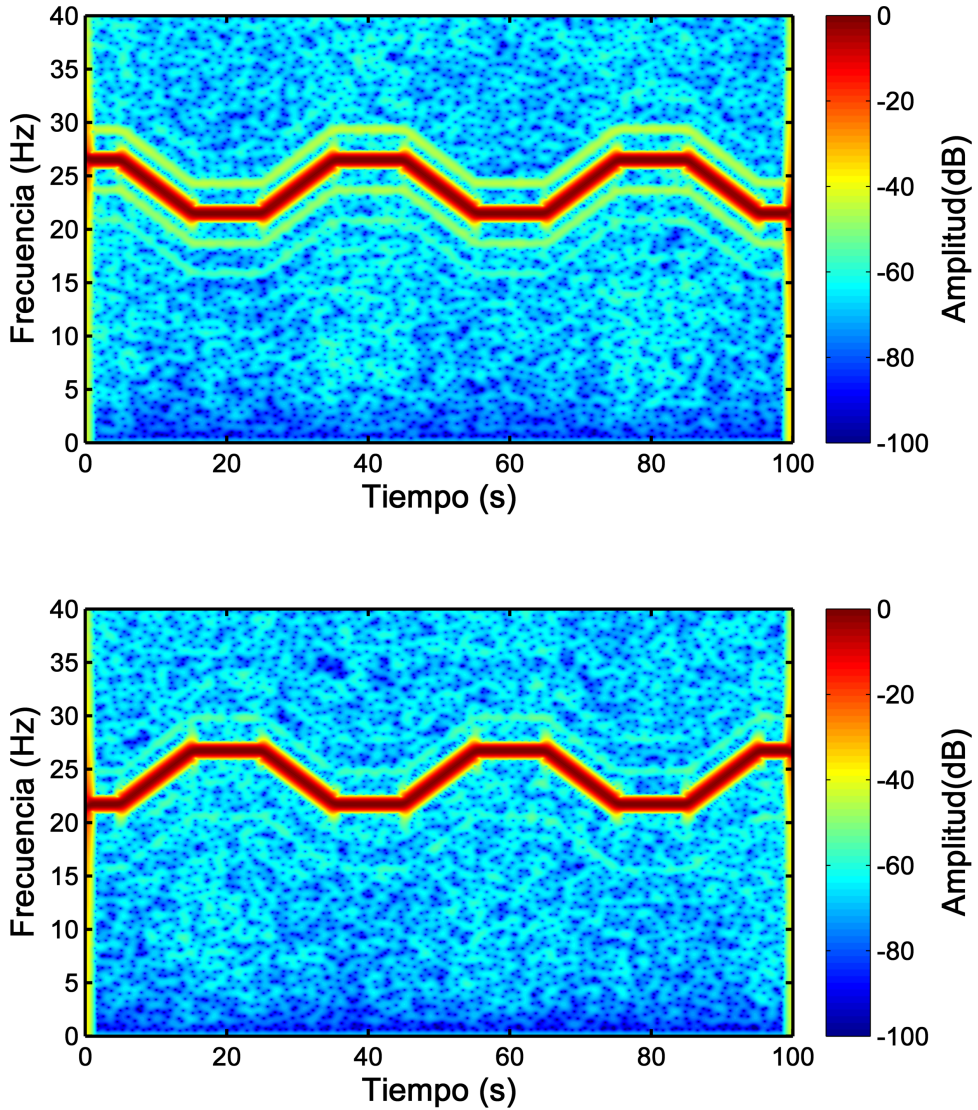


Figura 5.15: Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 1 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica.

5.5.3.2 Ensayo 2

En la tabla 5.2 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. Las características de este ensayo son similares a las del ensayo anterior pero en este caso se ha utilizado un convertidor de frecuencia de distinta marca y distinto tipo de control. La frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 20 y 25 Hz, con una rampa que dura 10 segundos mientras que el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 5.2: Características del ensayo 2 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	Siemens	Control:	Vectorial
Captura de datos			
F_{muestreo}	100 kHz	T_{ensayo}	100s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	20:25 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	70 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	(25 – 20)/10
T	4 s	Ω	2 Hz

Tal como se puede ver, en este caso la ventana de análisis cuenta con los mismos parámetros que la utilizada en el 1 ensayo y que se muestra en la Figura 5.14. Lo que se pretende en este ejemplo, es investigar la influencia que tiene el tipo de control en la distribución tiempo-frecuencia obtenida.

Finalmente en la Figura 5.16 se muestra el resultado de analizar la corriente estática capturada durante el ensayo para, una máquina con asimetría rotórica y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica. En ella, se puede observar como para la máquina con asimetría rotórica, en la distribución tiempo-frecuencia, aparecen una serie de componentes armónicas que discurren de forma paralela a la componente fundamental y que en el análisis de la máquina que sirve como patrón aparecen debidas a la influencia del tipo de control pero de nivel inferior. Se encuentran por debajo del umbral en el que se puede considerar la presencia de fallo (<55dB). Tras computar las trayectorias que describirían las componentes de fallo (a partir de la medida de velocidad y de la frecuencia fundamental) se confirma que las componentes armónicas que aparecen en la distribución tiempo-frecuencia se

deben, precisamente, a este tipo de avería. Además, estas se distinguen de una manera muy clara gracias a la mejora que supone emplear el tipo de ventana propuesto en la presente tesis.

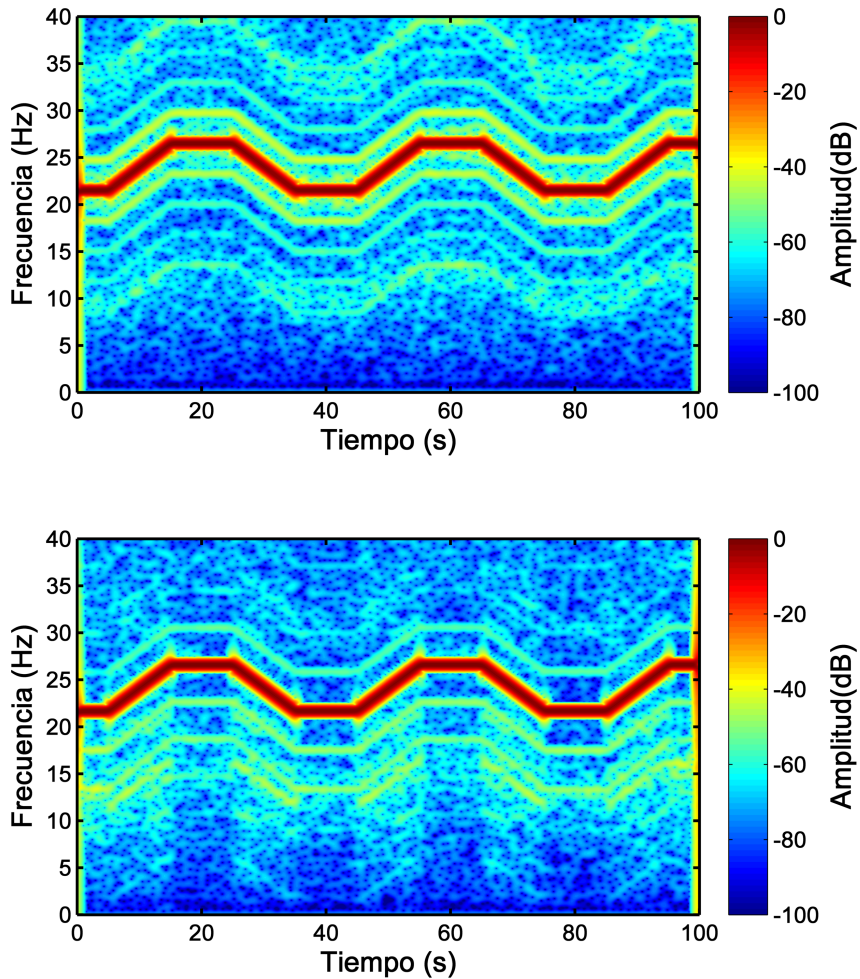


Figura 5.16: Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 2 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica.

5.5.3.3 Ensayo 3

En la tabla 5.3 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. En este ensayo la frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 45 y 50 Hz, con una rampa que dura 10 segundos mientras que el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 5.3: Características del ensayo 3 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	ABB	Control:	Escalar
Captura de datos			
F_{muestreo}	100 kHz	T_{ensayo}	100s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	45:50 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	100 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	(25 – 20)/10
T	4 s	Ω	2 Hz

Tal como se puede ver, en este caso la ventana de análisis mantiene los mismos parámetros que en los ensayos anteriores (Figura 5.14). Lo que se pretende con este ensayo, es investigar la influencia de trabajar en otro rango de frecuencias.

En la Figura 5.17 se muestra el resultado de analizar la corriente estática capturada durante el ensayo para, una máquina con asimetría rotórica y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica. En ella, se puede observar como para la máquina con asimetría rotórica, en la distribución tiempo-frecuencia, aparecen una serie de componentes armónicas que discurren de forma paralela a la componente fundamental y que en el análisis de la máquina que sirve como patrón no son apenas visibles. Tras computar las trayectorias que describirían las componentes de fallo (a partir de la medida de velocidad y de la frecuencia fundamental) se confirma que las componentes armónicas que aparecen en la distribución tiempo-frecuencia se deben, precisamente, a este tipo de avería. Se observa como trabajando en un rango distinto de frecuencias no tiene mayor influencia pues se obtienen unos excelentes resultados para estos análisis.

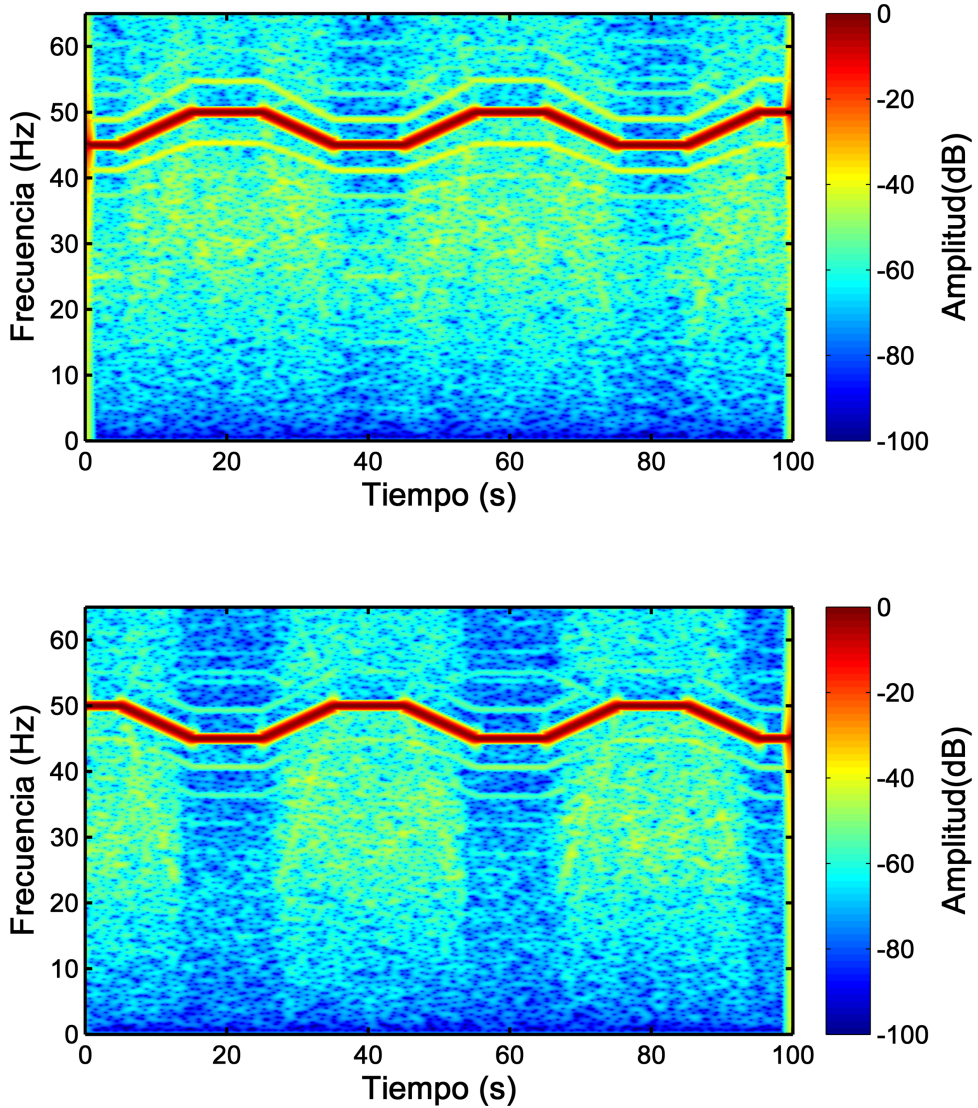


Figura 5.17: Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 3 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica.

5.5.3.4 Ensayo 4

En la tabla 5.4 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. Este ensayo es similar al anterior pero, utilizándose un convertidor de frecuencia y un tipo de control distinto. La frecuencia de referencia se va alternando entre dos niveles, 45 y 50 Hz, con una rampa que dura 10 segundos mientras que el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 5.4: Características del ensayo 4 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	Siemens	Control:	Escalar
Captura de datos			
F_{muestreo}	100 kHz	T_{ensayo}	100s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	45:50 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	100 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	(25 – 20)/10
T	4 s	Ω	2 Hz

Tal como se puede ver, la ventana de análisis tiene las mismas propiedades que en los ensayos anteriores (Figura 5.14). Lo que se pretende en este ejemplo, es investigar la influencia de trabajar en otro rango de frecuencias. Este ensayo, se realiza para comprobar la influencia que tiene el tipo de convertidor en el diagnóstico de la máquina. Los resultados de este ensayo pueden ser comparados con los resultados del ensayo 3, pues las condiciones del ensayo son exactamente las mismas, lo único que se han utilizado convertidores de distinto fabricante pero con el mismo tipo de control.

En la Figura 5.18 se muestra el resultado de analizar la corriente estática capturada durante el ensayo para, una máquina con asimetría rotórica y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica. En ella, se puede observar como para la máquina con asimetría rotórica, en la distribución tiempo-frecuencia, aparecen una serie de componentes armónicas que discurren de forma paralela a la componente fundamental y que en el análisis de la máquina que sirve como patrón también aparecen pero de un nivel considerablemente inferior y por debajo del umbral en el que se puede considerar la presencia de fallo (55dB). Tras computar las trayectorias que describirían las componentes de fallo (a partir de la medida de veloci-

dad y de la frecuencia fundamental) se confirma que las componentes armónicas que aparecen en la distribución tiempo-frecuencia se deben, precisamente, a este tipo de avería. Además, estas se distinguen de una manera muy clara gracias a la mejora que supone emplear el tipo de ventana propuesto en la presente tesis. Si se comparan los resultados obtenidos de este ensayo con los obtenidos en el ensayo 3, y el ensayo 1 con el ensayo 2 se observa como el tipo de control que incluye el fabricante tiene cierta influencia en el diagnóstico de la máquina. Ya que, tal como puede observarse cuando se utiliza el convertidor de la marca Siemens, se produce cierta amplificación de las componentes de falta en la distribución tiempo-frecuencia obtenida con la máquina que se mantiene en condiciones de fábrica. Esto quiere decir que, remarca, en cierto modo, la propia asimetría inherente que tiene toda máquina. No obstante, no llega a tener la influencia suficiente como para diagnosticar erróneamente la máquina.

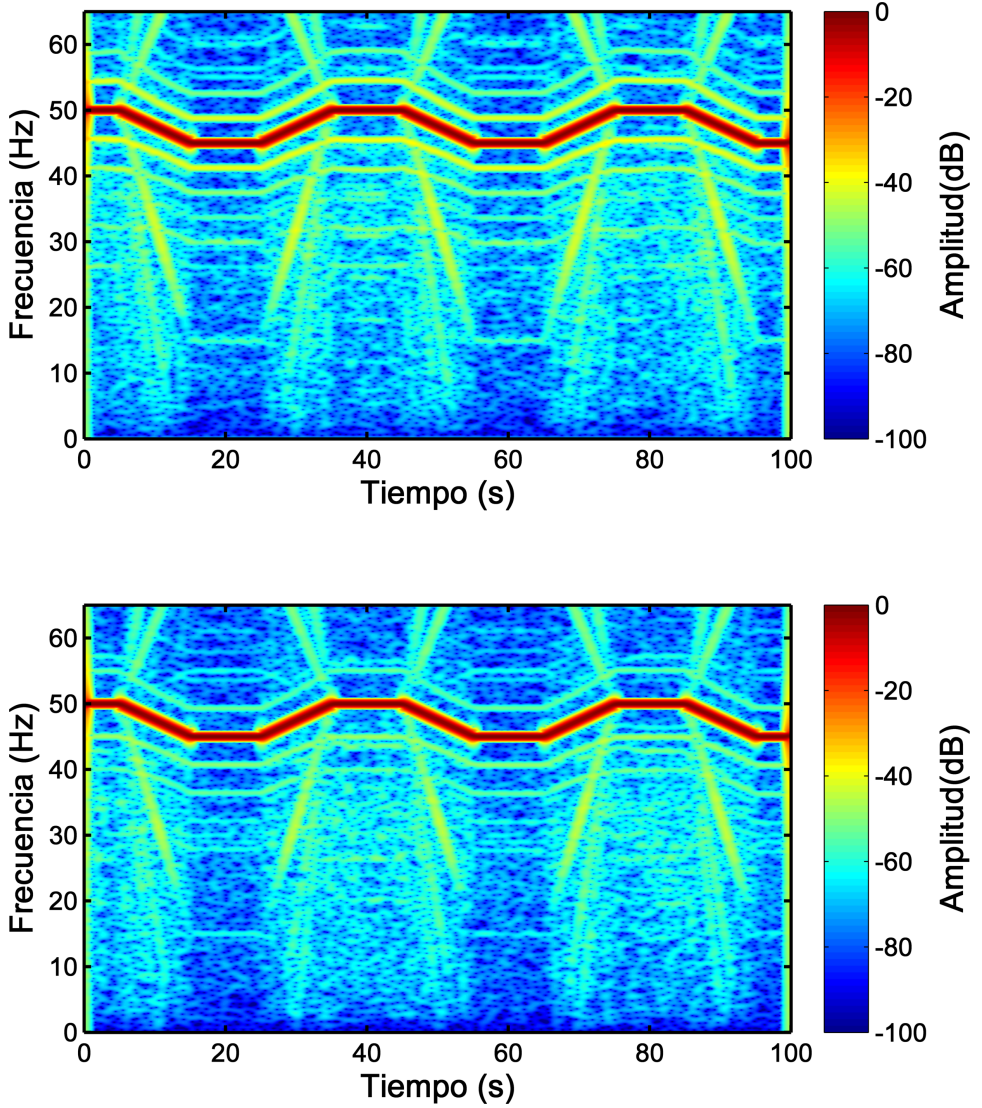


Figura 5.18: Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 4 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica.

5.5.3.5 Ensayo 5

En la tabla 5.5 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. En este ensayo la frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 40 y 50 Hz, con una rampa que dura 10 segundos. Por otro lado, este ensayo tiene, también, la particularidad de que el nivel de carga también se va a ir variando en forma de rampa de 10 segundos de duración entre un 25 y un 75 % de la carga nominal. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 5.5: Características del ensayo 5 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	ABB	Control:	DTC
Captura de datos			
F_{muestreo}	100 kHz	T_{ensayo}	100s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	40:50 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Rampa	Nivel:	25 : 75 % cada 10 segundos
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	(25 – 20)/10
T	2.83 s	Ω	2.83 Hz

En la Figura 5.19 se pueden observar las características de la ventana $\psi_0(T = 2,83s, \Omega = 2,83Hz)$ generada. Esta ventana se muestra en el dominio del tiempo (Figura 5.19 a) y en el dominio de la frecuencia (Figura 5.19 b) por separado. Además, se incluye la distribución tiempo frecuencia de sí misma, tanto en dos dimensiones (Figura 5.19 c) y en tres dimensiones (Figura 5.19 d) observándose claramente la forma rectangular de sus átomos.

Finalmente en la Figura 5.20 se muestra el resultado de analizar la corriente estática capturada durante el ensayo para, una máquina con asimetría rotórica y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica. En ella, se puede observar como para la máquina con asimetría rotórica, en la distribución tiempo-frecuencia, aparecen una serie de componentes armónicas que discurren de forma paralela a la componente fundamental y que no aparecen en la máquina que sirve de patrón. Tras computar las trayectorias que describirían las componentes de fallo (a partir de la medida de velocidad y de la frecuencia fundamental) se confirma que las componentes armónicas que aparecen en la distribución tiempo-frecuencia se

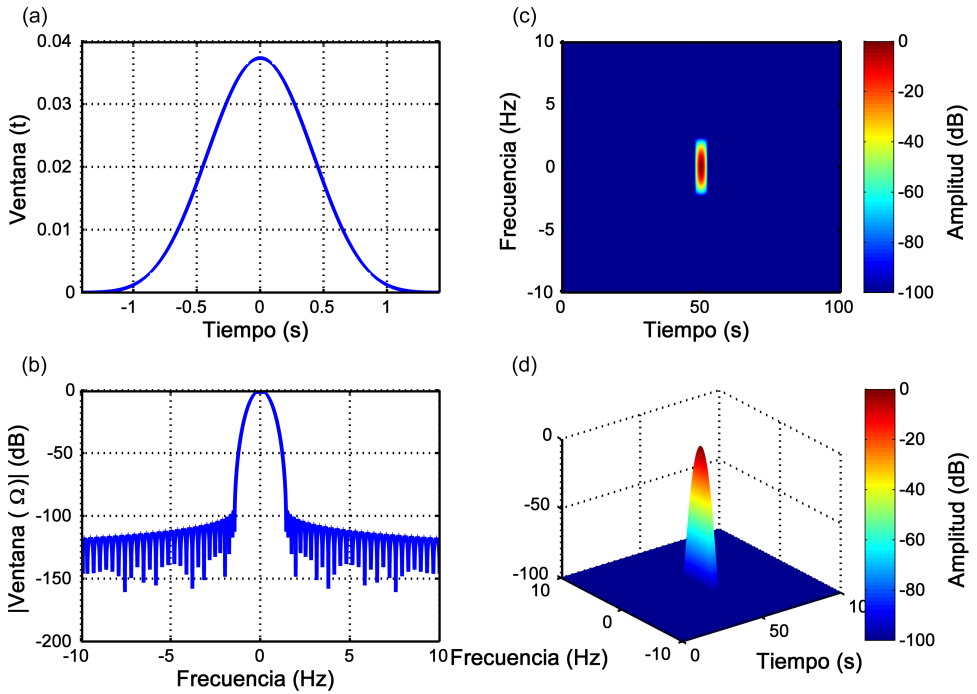


Figura 5.19: Ventana DPSS de orden cero $\psi_0(T = 2,83s, \Omega = 2,83Hz)$ optimizada para la representación del LSH del ensayos de la tabla 5.5 en el dominio del tiempo (a), en el dominio de la frecuencia (b) y en el dominio tiempo-frecuencia en dos dimensiones (c) y en tres dimensiones (d).

deben, precisamente, a este tipo de avería. Además, estas se distinguen de una manera muy clara gracias a la mejora que supone emplear el tipo de ventana propuesto en la presente tesis.

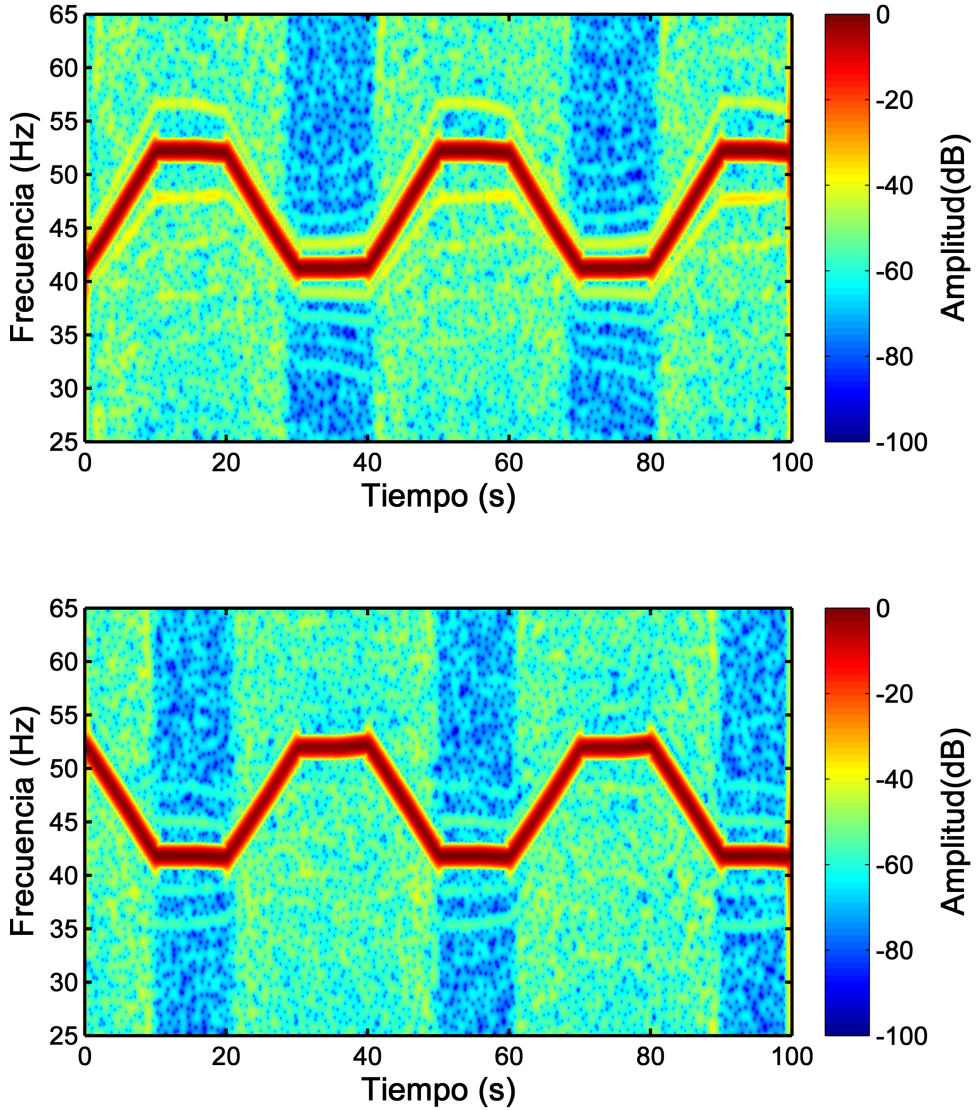


Figura 5.20: Distribución tiempo frecuencia obtenida del ensayo 5 para una máquina con asimetría rotórica (superior) y una máquina que se conserva en las mismas condiciones en las que salió de fábrica.

5.6 Conclusiones

En este capítulo se ha remarcado la importancia que tiene el tipo de ventana así como los parámetros de la misma en la calidad de los resultados obtenidos en la distribución tiempo-frecuencia obtenida a partir de la STFT. En este capítulo de la tesis se ha propuesto el uso de las funciones prolate esferoidal como ventanas de análisis en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas pues son las óptimas en cuanto a máxima concentración de energía para una duración y ancho de banda dadas. Se han presentado las principales propiedades de dichas funciones y se han presentado sendos criterios para seleccionar sus parámetros de manera óptima para el diagnóstico de la máquina en función de las condiciones de funcionamiento de la máquina.

La validez de este tipo de ventana y del criterio propuesto para la selección de sus parámetros se ha validado tanto de manera teórica, utilizando la señal sintética del LSH así como de manera experimental con la corriente de una máquina de elevada potencia instalada en una industria y con los ensayos realizados en el laboratorio. Además, el criterio de selección de parámetros se ha validado, también, desde el punto de vista de la entropía, demostrando que éste alcanzaba la menor entropía posible en la distribución tiempo-frecuencia y por ende, la mayor concentración de energía, reduciendo al máximo las interferencias que pudiesen aparecer y podrían difuminar el espectrograma haciéndolo no válido para el diagnóstico de la máquina.

Con los ensayos de laboratorio se ha estudiado, además, la influencia que tiene el convertidor de frecuencia y el tipo de control en el diagnóstico de la máquina. Se ha observado, como con el convertidor de la marca Siemens se remarca, en cierto modo, la asimetría inherente de toda máquina sin llegar a ser determinante para establecer un diagnóstico en falso de la misma. Por otro lado, se puede concluir que el tipo de ventana propuesto arroja unos resultados excelentes en cuanto mejora sustancialmente la resolución de los espectrogramas obtenidos.

Capítulo 6

Propuesta para reducir los recursos necesarios para el cálculo de la distribución tiempo-frecuencia de la corriente utilizada en el diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas

6.1 Introducción

Desde el punto de vista industrial, disponer de sistemas de diagnóstico en línea de las máquinas eléctricas resulta crucial para poder establecer el plan de mantenimiento adecuado evitando paradas inesperadas por avería que generarían ingentes pérdidas económicas. Desde el punto de vista de equipamiento, lo ideal sería utilizar equipos embebidos de bajo coste para poder extender su uso a una cantidad mayor de máquinas.

No obstante, estos equipos, a pesar de la rápida evolución y desarrollo que están experimentando, tienen una serie de limitaciones tales como escasa capacidad de memoria (por ejemplo los DSPs de más elevadas prestaciones cuentan con 1MB aproximadamente) y limitado poder de computación.

Otra tendencia, que está atrayendo un elevado interés es la de implementar estas técnicas de diagnóstico en los propios equipos que se encargan del control de la máquina, tales como los convertidores de frecuencia. Por tanto, los algoritmos de diagnóstico deben ser simples, precisos, compactos, rápidos y con escasos requerimientos

de memoria, no sólo para que se puedan implementar en equipos embebidos, sino para que, en el caso de ser implementados en los equipos de control de la máquina, no interfieran en la ejecución de su tarea principal.

El diagnóstico de la máquina debe ser un valor añadido del dispositivo, y no convertirse en la tarea principal del equipo. Dicho de otra forma, la tarea de diagnóstico debe ser ejecutada en un segundo plano y con la utilización de recursos lo más baja posible de modo que esta tarea no influya en la correcta ejecución de la tarea principal, el control de la máquina.

Ahora bien, todos estos requisitos son difíciles de acometer con las técnicas actuales. Por ejemplo, para obtener una buena resolución espectral, que permita diferenciar las componentes armónicas de fallo de otro tipo componentes, se puede utilizar un tiempo de muestreo elevado. Esto, unido a elevadas frecuencias de muestro, genera una elevada cantidad de datos que deben ser almacenadas y tratados en los propios equipos lo que se traduce en equipos con elevada capacidad de memoria y poder computacional. En el caso, de máquinas trabajando en régimen estacionario, se han propuesto diversos avances para obtener el análisis espectral con menores requisitos computaciones y de memoria, tales como el uso de la envolvente reducida de la corriente estatórica [29], el operador de energía Teager-Kaiser [27,28] o la transformada deslizante de Fourier [31], entre otras.

En el caso del diagnóstico en máquinas trabajando en regímenes no estacionarios la dificultad es mayor. Las técnicas de diagnóstico son más complejas, y además, es necesario añadir la dimensión temporal, lo que incrementa sustancialmente los requisitos de memoria. En esta tesis se propone el uso de la transformada short frequency time (SFTT) con el fin de dar solución a estos problemas.

En las siguientes secciones se procederá a presentar la técnica propuesta, la SFTT, teóricamente para posteriormente proceder a su validación experimental mostrando las ventajas y mejoras conseguidas con esta técnica en contraposición a la utilizada tradicionalmente, la STFT.

6.2 La transformada short time Fourier transform (STFT)

La STFT es la extensión natural del análisis de Fourier para el estudio de señales no estacionarias [122]. La STFT de la corriente estatórica y de las vibraciones de la máquina han sido extensivamente utilizadas para detectar, en régimen transitorio, distintos tipos de averías [187], tales como cojinetes averiados [188], rotura de barras rotóricas [189], entre otras.

Esta técnica utiliza una función ventana $h(\tau)$ centrada en el instante de tiempo t para obtener una señal modificada $s_t(\tau)$ que enfatiza la señal $s(\tau)$ en el instante t mientras que suprime la señal para otros tiempos. En otras palabras, la señal

no-estacionaria, para un pequeño intervalo de tiempo puede considerarse como estacionaria, y obtener las componentes frecuenciales existentes en ese periodo de tiempo. Moviendo, la ventana a lo largo de la duración de la señal se obtendría, finalmente, la distribución tiempo-frecuencia de la misma. Así pues, considerando

$$s_t(t) = s(\tau)h(\tau - t) \quad (6.1)$$

la señal modificada puede considerarse como función de dos periodos

$$s_t(t) \simeq \begin{cases} s(\tau), & \text{si } \tau \text{ es próximo a } t \\ 0, & \text{si } \tau \text{ es lejano a } t \end{cases} \quad (6.2)$$

De este modo, la transformada de Fourier de la señal modificada reflejará la distribución de frecuencias alrededor del tiempo t ,

$$S_t(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s(\tau)h(\tau - t)d\tau \quad (6.3)$$

y la densidad de energía del espectro en el instante t es

$$|S_t(\omega)|^2 = \left| \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega\tau} s(\tau)h(\tau - t)d\tau \right|^2 \quad (6.4)$$

Para cada instante distinto de tiempo la STFT obtiene un espectro diferente, y la totalidad de dichos espectros constituye la distribución tiempo frecuencia de la señal, $P(t, \omega)$.

6.3 La transformada short frequency time transform (SFTT)

Del mismo modo que la STFT enfatiza el estudio de las propiedades frecuenciales para un determinado instante t , la SFTT permite estudiar las propiedades temporales para una determinada frecuencia. Por tanto, en este caso, el espectro de la señal $S(\omega)$ es recorrido por una ventana en el dominio de la frecuencia $H(\omega)$, y las propiedades temporales para cada frecuencia se obtienen mediante la transformada inversa de Fourier. De este modo, la SFTT se define como:

$$s_\omega(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int e^{-j\omega't} S(\omega')H(\omega - \omega')d\omega' \quad (6.5)$$

La relación entre la función ventana en el dominio del tiempo $h(t)$ y en dominio frecuencial $H(\omega)$ es

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int h(t)e^{-j\omega t} dt \quad (6.6)$$

Entonces, teniendo en cuenta (6.3) y (6.5)

$$S_t(\omega) = e^{-j\omega t} s_\omega(t) \quad (6.7)$$

Por tanto, se puede concluir que la STFT y la SFTT obtienen los mismos resultados exceptuando el factor de fase $e^{-j\omega t}$. No obstante, dado que la distribución es el valor absoluto al cuadrado, el factor de fase $e^{-j\omega t}$ no tiene efecto y tanto la STFT como la SFTT pueden ser utilizadas para obtener la distribución tiempo frecuencia, $P(t, \omega)$

$$P(t, \omega) = |S_t(\omega)|^2 = |s_\omega(t)|^2 \quad (6.8)$$

6.4 Método propuesto: Diagnóstico de fallos en máquinas eléctricas rotativas utilizando la SFTT

Tal como puede deducirse de las secciones 6.2 y 6.3 y tal como se ilustra en la Figura 6.1 la misma distribución tiempo-frecuencia se puede obtener utilizando tanto la STFT y la SFTT. Entonces, ¿cuál es el interés de aplicar la SFTT a la detección de averías en máquinas eléctricas rotativas? Hablando en términos generales, en ambos métodos se mueve una ventana o bien a lo largo del tiempo (STFT) o bien a lo largo del espectro (SFTT) para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la corriente. No obstante, si se utiliza la STFT la ventana debe moverse a lo largo de toda la duración de la señal para obtener la distribución tiempo-frecuencia, incluso si sólo se desea conocer esta distribución en un ancho de banda limitado, lo cual no sería necesario en el caso de utilizar la SFTT. De hecho, en el caso de la SFTT, la traslación de la ventana puede limitarse al ancho de banda en el cuál tiene interés realizar el estudio.

Para clarificar este hecho, se considera realizar la detección de la avería de una máquina con rotura de barras en el rotor durante el arranque de la misma. Tal como, se ha citado en secciones anteriores, en este caso, la componente armónica más estudiada para la detección de este tipo de fallo y en estas condiciones de funcionamiento es la LSH. La frecuencia de esta componente, durante el transitorio de arranque de la máquina, varía desde la frecuencia de la fuente de alimentación (habitualmente 50 Hz para la mayoría de países europeos) hasta hacerse nula y volver a crecer hasta situarse en su valor en el régimen estacionario que es cercano a la frecuencia de la

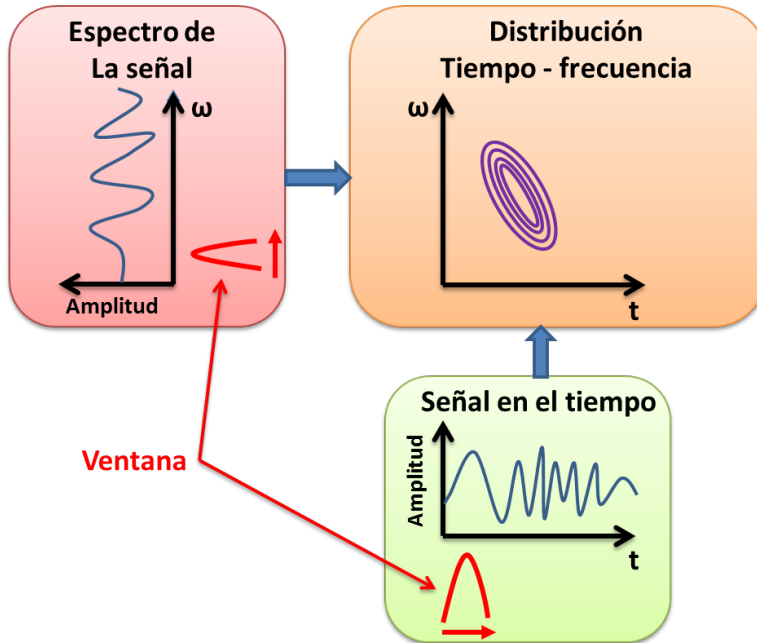


Figura 6.1: Aplicación de la técnica propuesta, SFTT (izquierda) y aplicación de la STFT (inferior) para obtener la distribución tiempo-frecuencia de la corriente (superior-derecha).

fuelle de alimentación. Un ejemplo claro es la señal de LSH que se ha presentado en la sección 3.1 de la presente tesis. En este caso, la SFTT podría limitarse a estudiar este ancho de banda $[0, f_{\text{alimentación}}]$. De este modo, la ventana se movería, únicamente, en este intervalo. Se obtendría, pues, una distribución tiempo-frecuencia limitada a este ancho de banda que contiene la misma información, en términos de detección de fallos, que la obtenida con la STFT en la que se requiere mover la ventana a lo largo de toda la duración de la señal y se obtiene un espectrograma para un rango mayor de frecuencias, en concreto la mitad de la frecuencia de muestreo. Con ello, se conseguiría, por un lado, una sustancial reducción del número de traslaciones de la ventana con la consecuente reducción del tiempo de procesado y, por otro lado, una reducción importante en cuanto al tamaño de memoria necesario para almacenar los resultados. Esto abre una puerta a poder implementar técnicas de diagnóstico en línea en equipos de bajo coste tales como DSP y FPGA basadas en distribuciones tiempo-frecuencia.

Visto de otra manera, recordando el proceso necesario para realizar la STFT, tal y como se muestra en la Figura 6.2, para realizar esta transformada, se sitúa la ventana al inicio de la señal, se multiplica la señal por la ventana, y se realiza la STFT de la señal modificada. Con este resultado, se obtiene, la primera columna del espec-

tograma. Así, se mueve la ventana y se vuelve a realizar el proceso hasta completar el espectrograma. No obstante, este espectrograma contiene información acerca de las componentes que aparecen en la señal desde los 0 Hz hasta la mitad de la frecuencia de muestreo utilizada y que es, habitualmente, varios órdenes de magnitud superior que las frecuencias de interés, es decir, el ancho de banda donde aparecen las componentes debidas al fallo. Por ello, se descarta gran parte de la información obtenida para centrar el estudio en la distribución tiempo-frecuencia, pero limitada al rango donde aparecerán las componentes armónicas relativas al fallo. Por tanto, aplicar esta transformada es ineficiente desde el punto de vista de rapidez y de uso de memoria. Por un lado, la ventana se mueve a lo largo de todo lo que dura la señal y se tiene que realizar tantas FFT como traslaciones de la ventana se realicen. Por otro lado, requiere una elevada capacidad de memoria para almacenar una extensa cantidad de memoria de la cual la gran parte será descartada por ser irrelevante para la realización del diagnóstico y con el fin de aligerar la densidad de datos a almacenar y/o tratar en posteriores etapas ya sea en la toma de decisiones, realización de históricos y/o gráficos de tendencias, utilización en sistemas expertos, etc.

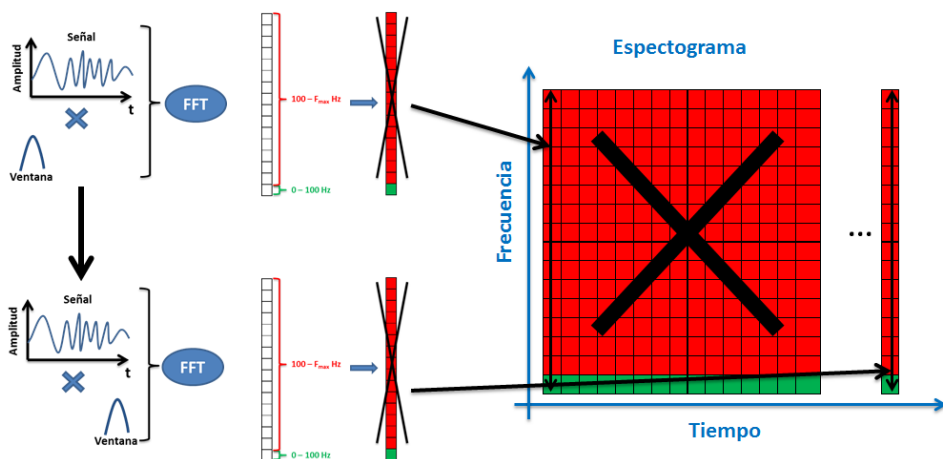


Figura 6.2: Resumen de los pasos necesarios para realizar la transformada STFT. Se sitúa la ventana al inicio de la señal se realiza el producto de la ventana por la señal y se computa la FFT del resultado. Este proceso se repite reiterativamente tras cada traslación de la ventana hasta obtener el espectrograma completo. Finalmente de este espectrograma gran parte de la información es eliminada por ser irrelevante para realizar el diagnóstico de la máquina (rojo) y sólo es necesario realizar el estudio de una pequeña porción del espectrograma (verde) .

En cambio, cuando se aplica el método propuesto en la tesis basado en la SFTT se hace un uso más eficiente de los recursos. Por un lado, el tiempo de cómputo se reduce sustancialmente, pues únicamente se calcula la distribución tiempo-frecuencia en el ancho de banda de interés lo que supone, además, un mejor aprovechamiento de la memoria, ya que no se genera información irrelevante que deba ser almacenada,

tratada o eliminada en pasos posteriores tal como si sucedía en el caso de utilizar la STFT.

En la Figura 6.3 se puede ver el proceso necesario para obtener el espectrograma si se utiliza la SFTT. En primer lugar se computa el espectro de la corriente y un espectro de la ventana (es importante remarcar que en este caso, únicamente se realiza una FFT de la corriente mientras que en el caso de la STFT se calcula una FFT cada vez que se realiza una traslación del espectro con la consiguiente reducción de las necesidades de cálculo). Una vez computados ambos espectros, el de la corriente y el de la ventana, se sitúa este último al inicio del ancho de banda en el que se quiere estudiar el comportamiento de la corriente, y se realiza el producto de ambos espectros, obteniéndose un espectro modificado que enfatiza las propiedades en un intervalo de frecuencias dado. Seguidamente se reconstruye la señal a partir de este espectro modificado, y se obtiene, una fila de la distribución tiempo frecuencia a calcular. En los siguientes pasos, se realiza la traslación del espectro de la ventana y se repiten las mismas acciones. El proceso finaliza una vez el espectro de la ventana ha sido trasladado en el ancho de banda de interés para el diagnóstico de la máquina. Finalmente, se obtiene una distribución tiempo frecuencia limitada al ancho de banda que contiene la información relevante en lo que al diagnóstico de la máquina concierne. Destacar que, al contrario que con la STFT, con la técnica propuesta (la SFTT) únicamente se computa la información que es relevante para el diagnóstico no siendo necesarias posteriores etapas para tratar, almacenar o eliminar información irrelevante desde el punto de vista del diagnóstico de la máquina.

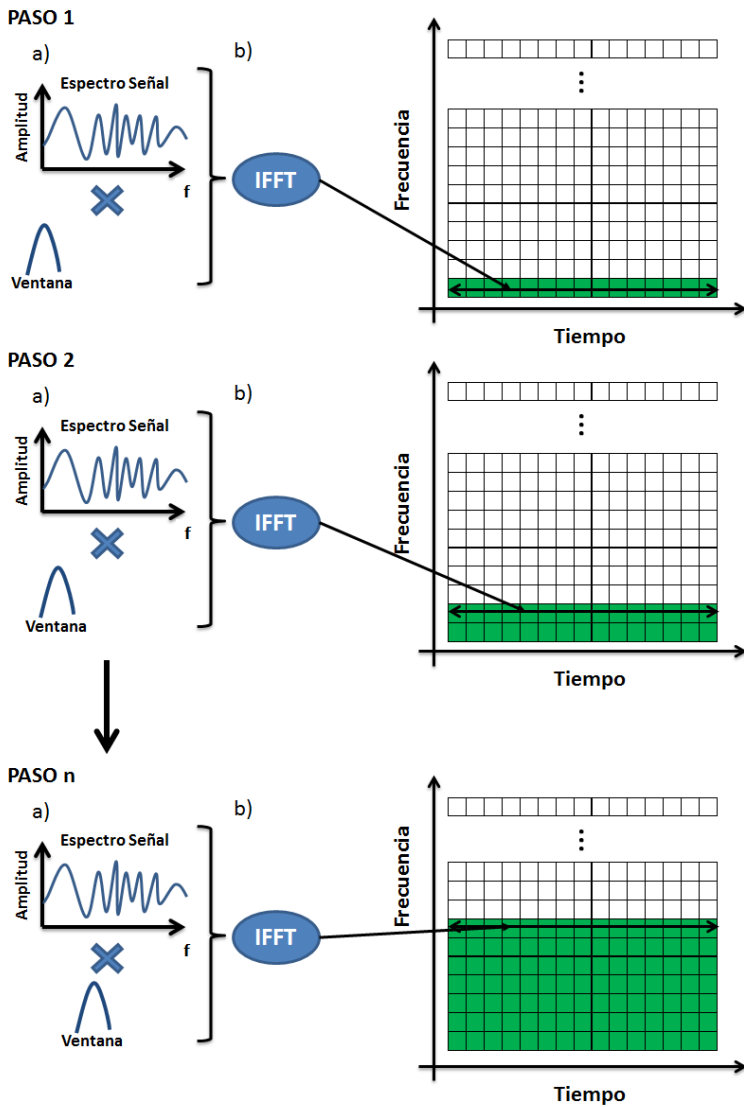


Figura 6.3: Pasos para aplicar el método propuesto al diagnóstico de máquinas eléctricas basado en la SFTT. En primer lugar (Paso 1) se obtiene el espectro de la señal. Seguidamente, se sitúa la ventana de análisis (en el dominio de la frecuencia) al inicio del intervalo de frecuencias de interés para el diagnóstico y se procede a la multiplicación del espectro de la señal con el espectro de la ventana obteniéndose un espectro modificado a partir del cual se reconstruye la señal en el tiempo para las frecuencias dadas, es decir, se rellena una fila del espectrograma. En los siguientes pasos (Paso 2...Paso n) se repiten estas acciones tras la traslación de la ventana dentro del ancho de banda de estudio. Una vez se ha recorrido el ancho de banda deseado, el proceso finaliza y se obtiene un espectrograma en el que únicamente se incluye la información relevante en cuanto al diagnóstico de la máquina se refiere.

6.5 Validación experimental

En las próximas secciones se procederá a la validación experimental del uso de la SFTT para el diagnóstico de máquinas eléctricas. Además se realiza un análisis comparativo con los resultados obtenidos mediante la STFT mostrando las ventajas que aporta para poder ser implementada en dispositivos de bajo coste. Como ventana de análisis se va a utilizar la función prolate esferoidal propuesta en esta tesis en el capítulo 5.

6.5.1 Caso teórico: señal sintética del LSH debido a asimetría rotórica

La primera aplicación del método para demostrar su validez se va a realizar sobre la señal sintética del LSH presentado en el punto 3.1 de la presente tesis. Esta señal fue extraída del arranque de una máquina simulada considerando únicamente los armónicos espaciales fundamentales de sus devanados. Esta fue muestreada durante $T = 2s$ a una frecuencia de muestreo $F = 5kHz$. Básicamente, el LSH es una señal sinusoidal cuya frecuencia y amplitud varía constantemente dependiendo del deslizamiento. En el inicio del arranque la frecuencia del LSH es igual a la frecuencia de alimentación, $f = 50Hz$. A partir de este momento, tanto la amplitud como la frecuencia decrecen hasta llegar al valor nulo cuando el deslizamiento vale $s = 0,5$. A partir de este punto, la amplitud crece hasta alcanzar un máximo, para finalmente decrecer hasta alcanzar su valor en el régimen permanente. Por otro lado, la frecuencia comienza a crecer hasta alcanzar el valor que mantendrá durante el régimen permanente y que es cercano a la frecuencia de alimentación. Por tanto, el rango de frecuencias de interés para realizar el estudio es $[0, 50]Hz$.

Como ventana de análisis se va a utilizar la ventana Prolate optimizada para esta señal y cuyos parámetros se computaron en el punto 5.5.1 de la presente tesis, es decir, $\psi_0(T = 387ms, \Omega = 20,85Hz)$. En la Figura 6.4 se muestran las distribuciones tiempo-frecuencia obtenidas tanto se utiliza la STFT así como el método propuesto basado en la SFTT. Tal como puede observarse el resultado es el mismo, independientemente, del tipo de análisis que se realice tal como se ha previsto en la introducción teórica de ambas técnicas. No obstante existe una sustancial diferencia con respecto al coste computacional y capacidad de memoria tal como puede verse en la tabla 6.1. Los análisis comparativos mostrados en estas tablas, al igual que en las comparativas que se realizan con los siguientes ensayos utilizados en la validación experimental del método, se debe tener en cuenta que se los cálculos se han realizado utilizando el programa informático Matlab R2012 instalado en un ordenador personal cuyas principales características son:

- CPU: intel Core i7-2600K CPU, 3.40 GHz
- Memoria RAM: 16 GB

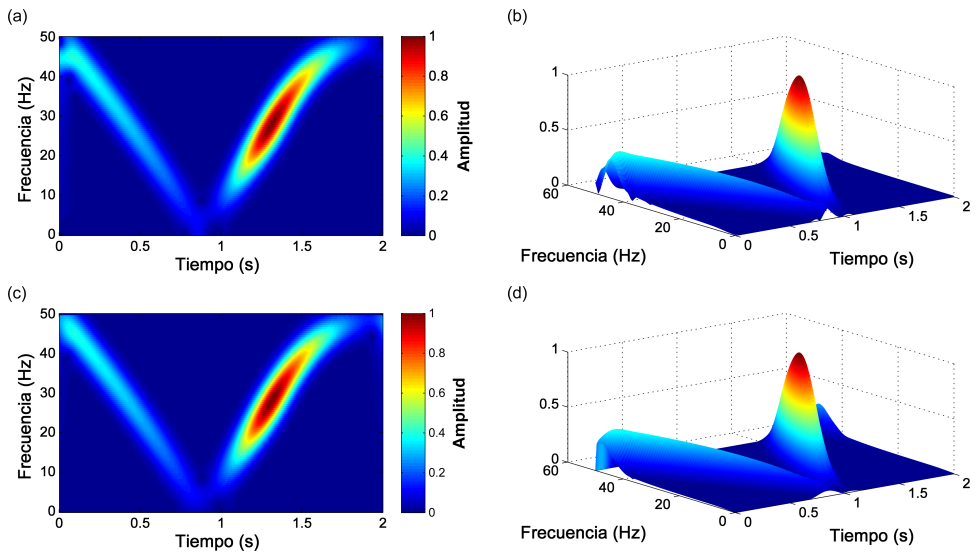


Figura 6.4: Distribución tiempo-frecuencia resultante del análisis utilizando la STFT en (a) una vista 2-D y en (b) una vista 3-D y la distribución obtenida mediante el método propuesto, SFTT, en (c) una vista 2-D y en (d) 3D.

■ Versión de Matlab: 8.0.0.783 (R2012b)

Tabla 6.1: Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT

	Análisis comparativo		Reducción
	(A) STFT	(B) SFTT	B/A (%)
Pasos	10000	101	1,01
Tiempo de cómputo (ms)	4230	49,44	1,17
Tamaño de memoria (kB)	726232	7543	1,04

Por un lado, si se observan el número de pasos necesarios para obtener la distribución tiempo frecuencia de la corriente en el ancho de banda de interés para el diagnóstico de la máquina, se puede observar una sustancial reducción en el número de pasos y, por consiguiente, en el tiempo de procesamiento necesario. Sabiendo que la corriente se ha muestreado a $F = 5\text{KHz}$ durante $T = 2\text{s}$, se han capturado un número total de puntos, N , igual a

$$N = T \cdot F = 2 \cdot 5 \cdot 10^3 = 10^4 \text{ puntos} \quad (6.9)$$

En el caso de aplicar la STFT la ventana se debe mover a lo largo de todos y cada uno de estos puntos, que reflejan el valor de la corriente capturado en un instante de tiempo dado. Teniendo en cuenta que la ventana se mueve punto a punto, el número de traslaciones o pasos que debe recorrer la ventana en el caso de utilizar la STFT es de $N_{STFT} = 10^4$, con sus correspondientes 10^4 cálculos de la FFT, lo que ralentiza mucho el proceso.

Contrariamente, en el caso de utilizar la SFTT sólo es necesario mover la ventana, para obtener la información necesaria en cuanto al diagnóstico de la máquina, entre 0 y 50 Hz. Teniendo en cuenta que se ha muestreado la señal a $F = 5kHz$. Ello quiere decir que se han capturado frecuencias en el rango $[0, 50]kHz$ con un total de $N = 10^4$ puntos, o lo que es lo mismo, una resolución en frecuencia, $df = 0,5Hz$. Por tanto, el número de puntos N_f que corresponde a cada frecuencia f se computa como:

$$N_f = f \frac{N}{F} \quad (6.10)$$

De este modo, las frecuencias $f = 0Hz$ y $f = 50Hz$ se corresponden con los puntos 0 y 100 del vector de frecuencias, respectivamente. Entonces, en la SFTT bastará con mover la ventana entre los puntos $[0, 100]$ de la corriente en el dominio de frecuencia. Por tanto, el número de pasos necesarios para obtener la distribución tiempo-frecuencia en el caso de utilizar la SFTT es de tan sólo, $N_{SFTT} = 101$. Por tanto, los resultados obtenidos con el método propuesto no sólo obtienen la misma información (en términos de detección de averías por rotura de barras) que utilizando la STFT sino que además suponen una reducción drástica tanto en número de pasos y tan sólo se computa una única FFT con la consiguiente reducción del tiempo de cómputo. Tal como se expone en la tabla 6.1, para computar obtener la distribución tiempo frecuencia en el ancho de banda relevante para el diagnóstico de la máquina, el tiempo de computo, si se utiliza el método propuesto, es un 99% menor que si se utiliza la STFT, pasando de necesitar algo más de 4 a aproximadamente 0.05 segundos.

En el caso del volumen de información tratado también se reduce drásticamente con el método propuesto si se compara con la STFT. En este caso, el volumen de información a tratar se reduce con el método propuesto a apenas el 1% del que se trabajaría con el la STFT. Visto de otra manera, la información relevante en lo que se refiere al diagnóstico puede ser almacenada en un tamaño de memoria correspondiente al que se obtiene si se aplica el método propuesto, $7543kB$. Por tanto, en el caso de utilizar la STFT se debería tomar la decisión de que acción realizar con la información restante. Por un lado, se podría optar por no hacer nada y almacenar y/o transmitir al completo la información obtenida, lo que supondría un coste elevado de memoria, inalcanzable en equipos de tratamiento de señal autónomos y que podría dar lugar a la saturación de las líneas de transmisión en sistemas remotos. Por otro lado, si se toma la decisión de reducir la información a la estrictamente necesaria para realizar las tareas

de diagnóstico, es decir, al mismo tamaño que se obtiene con el método propuesto, se deberían añadir acciones adicionales para tal fin con el consiguiente aumento en el tiempo de cómputo. En definitiva el método propuesto es más eficiente pues obtiene los mismos resultados para el diagnóstico de la máquina con un menor uso de recursos.

6.5.2 Caso práctico industrial: arranque máquina eléctrica rotativa de elevada potencia

A continuación se va a proceder a estudiar la señal de arranque de la máquina de elevada potencia que se presentó en el punto 3.2. Para ello se utiliza la ventana prolate esferoidal de orden cero en el dominio de la frecuencia diseñada especialmente para estas condiciones de funcionamiento en el punto 5.5.2, es decir, $\psi_0(T = 693\text{ms}, \Omega = 11,55\text{Hz})$.

En la Figura 6.5 se muestran los resultados obtenidos al aplicar la STFT y con el método propuesto en la presente tesis, la SFTT. En esta figura se observa la identidad de los resultados en el ancho de banda de interés para el estudio de la avería en la máquina independientemente de la técnica empleada, tal como se dedujo en la introducción teórica. No obstante, si se comparan en términos de eficiencia se observa, nuevamente, como el método propuesto, alcanza unos resultados sustancialmente mejores que con la tradicional STFT, tal como se muestra en el resumen presentado en la tabla 6.2. Esta eficiencia se consigue en dos aspectos fundamentalmente. Por un lado, se reduce el número de pasos a realizar y, por tanto, el tiempo de cómputo. Para obtener la información relevante para el diagnóstico de la máquina se pasa de necesitar algo más de 2 minutos a apenas 1.5 segundos para computarla. Por otro lado, el volumen de datos que se debe manejar se reduce drásticamente, pasando de tamaños excesivamente elevados, algo más de 1GB con el método tradicional, STFT, a apenas unos 155MB con el método propuesto, SFTT, iniciando, por tanto, la posibilidad de ser utilizada como técnica de diagnóstico on-line de máquinas en entornos reales.

Tabla 6.2: Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT

	Análisis comparativo		Reducción
	(A) STFT	(B) SFTT	B/A (%)
Pasos	52440	410	0,78
Tiempo de cómputo (s)	123,36	1,52	1,23
Tamaño de memoria (kB)	$1,55 \cdot 10^7$	155717	1

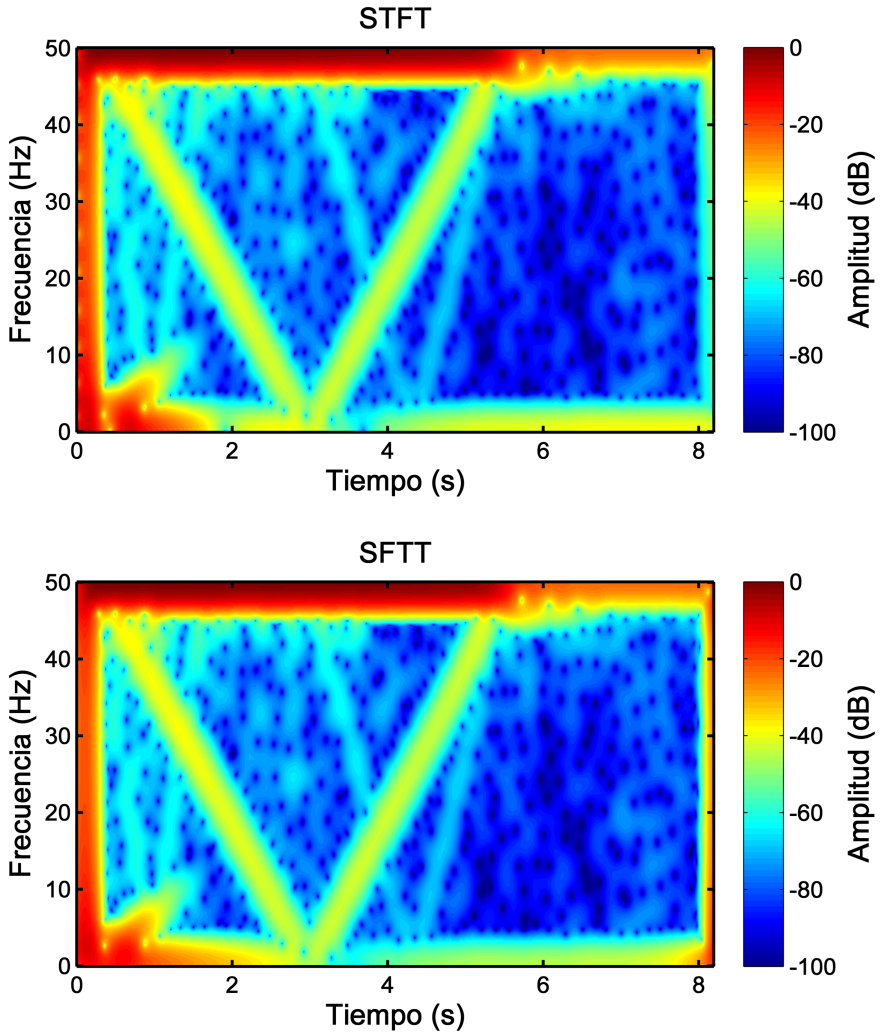


Figura 6.5: Distribución tiempo-frecuencia generada por la corriente de la máquina de elevada potencia durante el arranque de la misma aplicando la STFT (a) y aplicando el técnica propuesta, la SFTT (b).

6.5.3 Caso práctico laboratorio: ensayos realizados en el laboratorio

Este apartado se destina a la validación experimental del método propuesto mediante el uso de distintos ensayos realizados en el laboratorio. Análogamente a los dos casos ya expuestos, en estos ensayos se comparan tanto de manera gráfica como en términos de uso de recursos los resultados obtenidos con la técnica propuesta, la SF TT, y con los obtenidos con la tradicionalmente usada ST FT. Además se expondrán los parámetros de la ventana prolate esferoidal de orden cero utilizada en cada ensayo y que se calculan según los criterios expuestos en el capítulo 5 de la presente tesis.

6.5.3.1 Ensayo 1

En la tabla 6.3 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. En este ensayo la frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 20 y 25 Hz, con una rampa que dura 10 segundos mientras que el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 6.3: Características del ensayo 1 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	ABB	Control:	Escarlar
Captura de datos			
F_{muestreo}	5 kHz	T_{ensayo}	10s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	20:25 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	70 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	$(25 - 20)/10$
T	4 s	Ω	2 Hz

En la Figura 6.6 se muestra el resultado de analizar la corriente estatórica capturada durante el ensayo utilizando la técnica propuesta y la ST FT. En ella, se puede observar como se obtienen los mismo resultados con ambas técnicas. Además gracias a la medición de la velocidad se han podido computar las trayectorias que describirían las distintas componentes de fallo y se han incluido también (en negro) en las figuras pudiéndose distinguir de una manera muy clara gracias a la mejora que supone emplear el tipo de ventana propuesto en la presente tesis.

Finalmente en la tabla 6.4 se muestra la comparativa en términos de uso de recursos entre utilizar el método propuesto en la presente tesis, SFTT y el método tradicionalmente utilizado STFT pudiéndose ver como el método propuesto es sustancialmente más eficiente.

Tabla 6.4: Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 1.

	Análisis comparativo		Reducción
	(A) STFT	(B) SFTT	B/A (%)
Pasos	50000	351	0,7
Tiempo de cómputo (s)	121,05	1,13	0,93
Tamaño de memoria (kB)	$1,76 \cdot 10^7$	124013	0,7

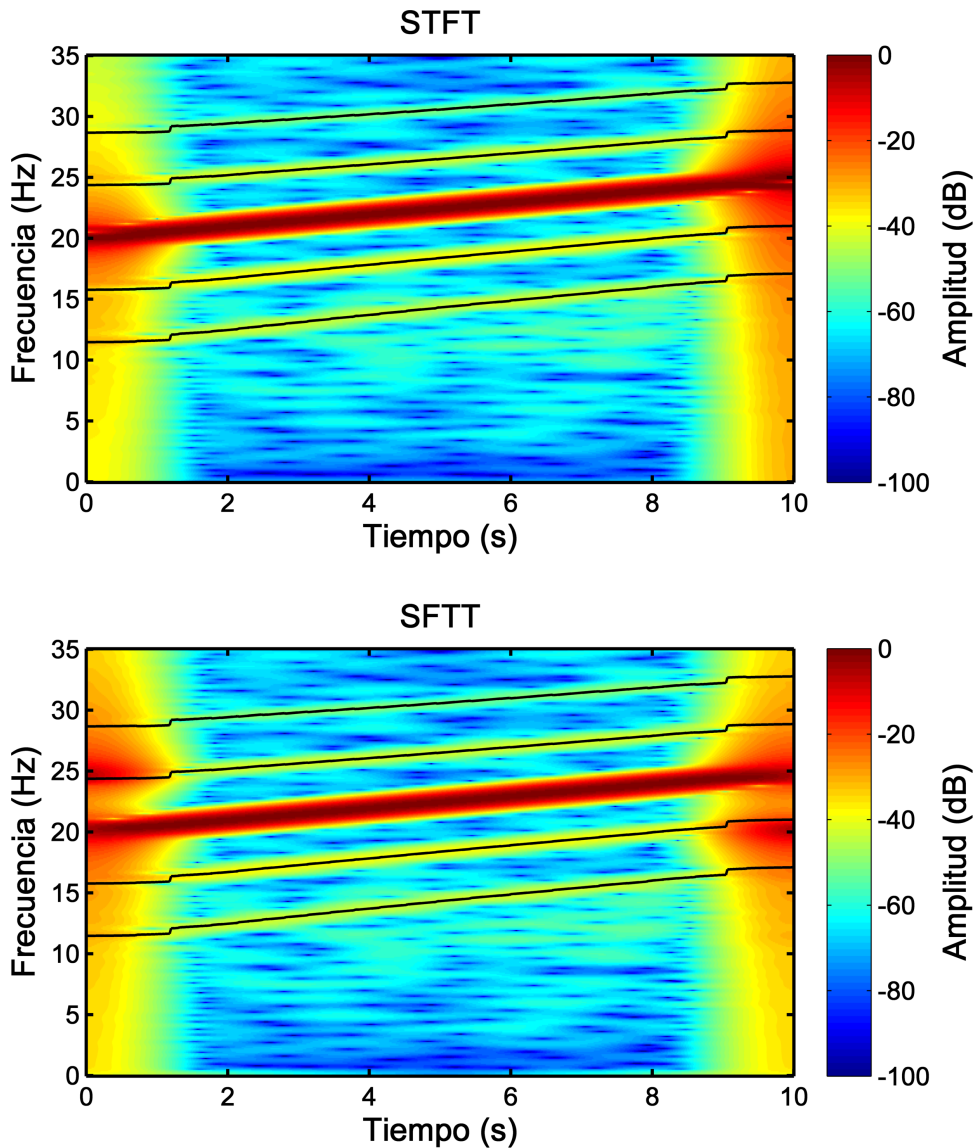


Figura 6.6: Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 1 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior). En negro, se han dibujado las trayectorias de las componentes armónicas de fallo correspondientes a $k = \pm 1, \pm 2$ calculadas a partir de la frecuencia de alimentación y de la velocidad medida mediante la señal emulada de encoder procedente del servodriver.

6.5.3.2 Ensayo 2

En la tabla 6.5 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. En este ensayo la frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 45 y 50 Hz, con una rampa que dura 10 segundos mientras que el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 6.5: Características del ensayo 2 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	ABB	Control:	Escalar
Captura de datos			
F_{muestreo}	5 kHz	T_{ensayo}	10s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	45:50 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	50 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	$(50 - 45)/10$
T	4 s	Ω	2 Hz

Tabla 6.6: Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 2.

	Análisis comparativo		Reducción B/A (%)
	(A) STFT	(B) SFTT	
Pasos	50000	251	0,5
Tiempo de cómputo (s)	118,60	0,79	0,67
Tamaño de memoria (kB)	$1,75 \cdot 10^7$	88214	0,5

En la Figura 6.7 se muestra el resultado de analizar la corriente estática capturada durante el ensayo utilizando la técnica propuesta y la STFT. En ella, se puede observar como se obtienen los mismo resultados con ambas técnicas. Además gracias a la medición de la velocidad se han podido computar las trayectorias que describirían las distintas componentes de fallo y se han incluido también (en negro) en las figuras

pudiéndose distinguir de una manera muy clara gracias a la mejora que supone emplear el tipo de ventana propuesto en la presente tesis.

Finalmente en la tabla 6.6 se muestra la comparativa en términos de uso de recursos entre utilizar el método propuesto en la presente tesis, SFTT y el método tradicionalmente utilizado STFT pudiéndose ver como el método propuesto es sustancialmente más eficiente.

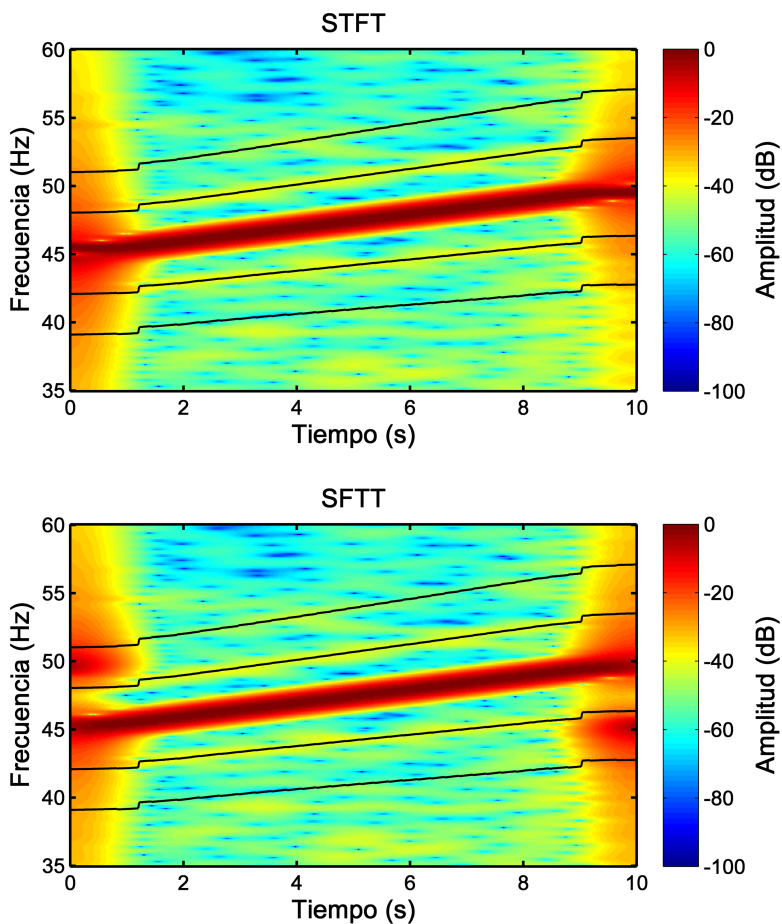


Figura 6.7: Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 2 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior). En negro, se han dibujado las trayectorias de las componentes armónicas de fallo correspondientes a $k = \pm 1, \pm 2$ calculadas a partir de la frecuencia de alimentación y de la velocidad medida mediante la señal emulada de encoder procedente del servodriver.

6.5.3.3 Ensayo 3

En la tabla 6.7 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. En este ensayo la frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 40 y 50 Hz, con una rampa que dura 10 segundos mientras que el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 6.7: Características del ensayo 3 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	ABB	Control:	Escalar
Captura de datos			
F_{muestreo}	5 kHz	T_{ensayo}	10s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	40:50 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	100 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	(50 – 40)/10
T	2.83 s	Ω	2.83 Hz

Tabla 6.8: Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 3.

	Análisis comparativo		Reducción B/A (%)
	(A) STFT	(B) SFTT	
Pasos	50000	341	0,68
Tiempo de cómputo (s)	117,37	1,10	0,94
Tamaño de memoria (kB)	$1,78 \cdot 10^7$	121867	0,68

En la Figura 6.8 se muestra el resultado de analizar la corriente estática capturada durante el ensayo utilizando la técnica propuesta y la STFT. En ella, se puede observar como se obtienen los mismo resultados con ambas técnicas. Además gracias a la medición de la velocidad se han podido computar las trayectorias que describirían las distintas componentes de fallo y se han incluido también (en negro) en las figuras

pudiéndose distinguir de una manera muy clara gracias a la mejora que supone emplear el tipo de ventana propuesto en la presente tesis.

Finalmente en la tabla 6.8 se muestra la comparativa en términos de uso de recursos entre utilizar el método propuesto en la presente tesis, SFTT y el método tradicionalmente utilizado STFT pudiéndose ver como el método propuesto es sustancialmente más eficiente.

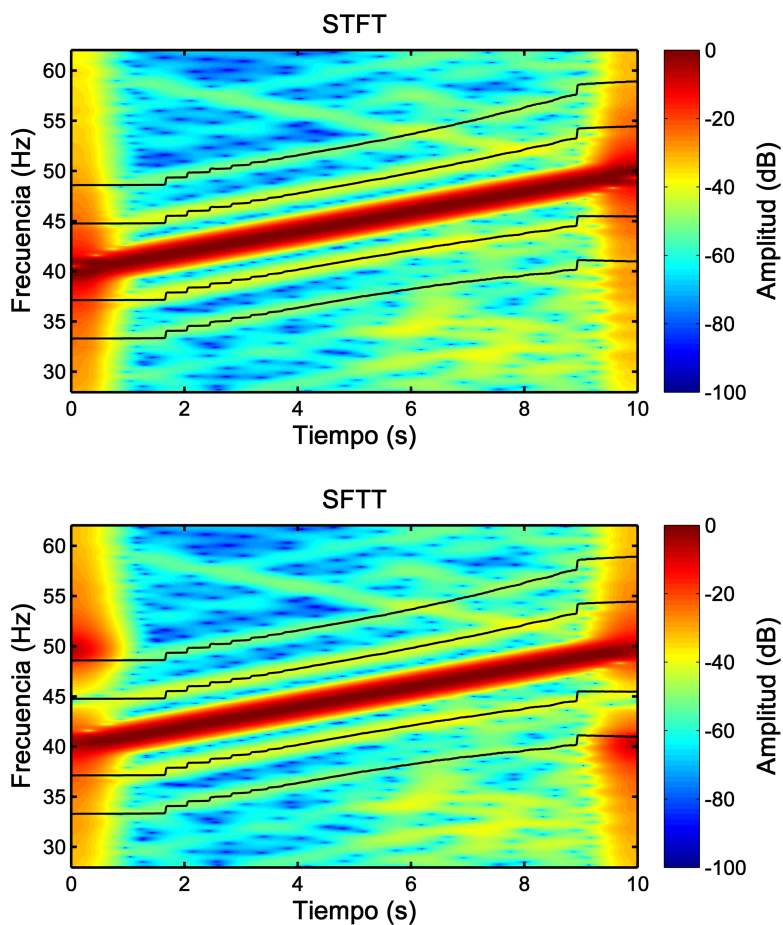


Figura 6.8: Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 3 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior). En negro, se han dibujado las trayectorias de las componentes armónicas de fallo correspondientes a $k = \pm 1, \pm 2$ calculadas a partir de la frecuencia de alimentación y de la velocidad medida mediante la señal emulada de encoder procedente del servodriver.

6.5.3.4 Ensayo 4

En la tabla 6.9 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. En este ensayo la frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 20 y 25 Hz, con una rampa que dura 10 segundos mientras que el nivel de carga se mantiene constante. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 6.9: Características del ensayo 4 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	Siemens	Control:	Escalar
Captura de datos			
F_{muestreo}	100 kHz	T_{ensayo}	100s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	20:25 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Constante	Nivel:	35 %
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	$(25 - 20)/10$
T	4 s	Ω	2 Hz

Tabla 6.10: Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 4.

	Análisis comparativo		Reducción B/A (%)
	(A) STFT	(B) SFTT	
Pasos	100000	3500	3,5
Tiempo de cómputo (s)	411s	19,58	4,7
Tamaño de memoria (kB)	$1,82 \cdot 10^6$	125882	6,9

Este ensayo genera una extensa cantidad de datos, $N = F \cdot T = 10^7$ puntos, por lo que tanto calcular y almacenar la distribución tiempo frecuencia de este ensayo resulta inasumible en ordenadores personales, y por tanto en peor situación se encontraría el uso de equipos de tratamiento de señal autónomos, independientemente de si se utiliza la técnica tradicional, la STFT así como si se utiliza el método propuesto.

Por tanto, en este ensayo se han empleado una soluciones intermedia que está ampliamente extendida en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas y que consiste en realizar un decimado de la señal. En este caso se estudiará una muestra de cada 100. Así pues en la Figura 6.9 se muestra el resultado de analizar la corriente estatórica (tras la realización del decimado) utilizando la técnica propuesta y la tradicional STFT. En ella, se puede observar como se obtienen los mismo resultados con ambas técnicas. Finalmente en la tabla 6.10 se muestra la comparativa en términos de uso de recursos entre utilizar el método propuesto en la presente tesis, SFTT y el método tradicionalmente utilizado STFT pudiéndose ver como el método propuesto es sustancialmente más eficiente.

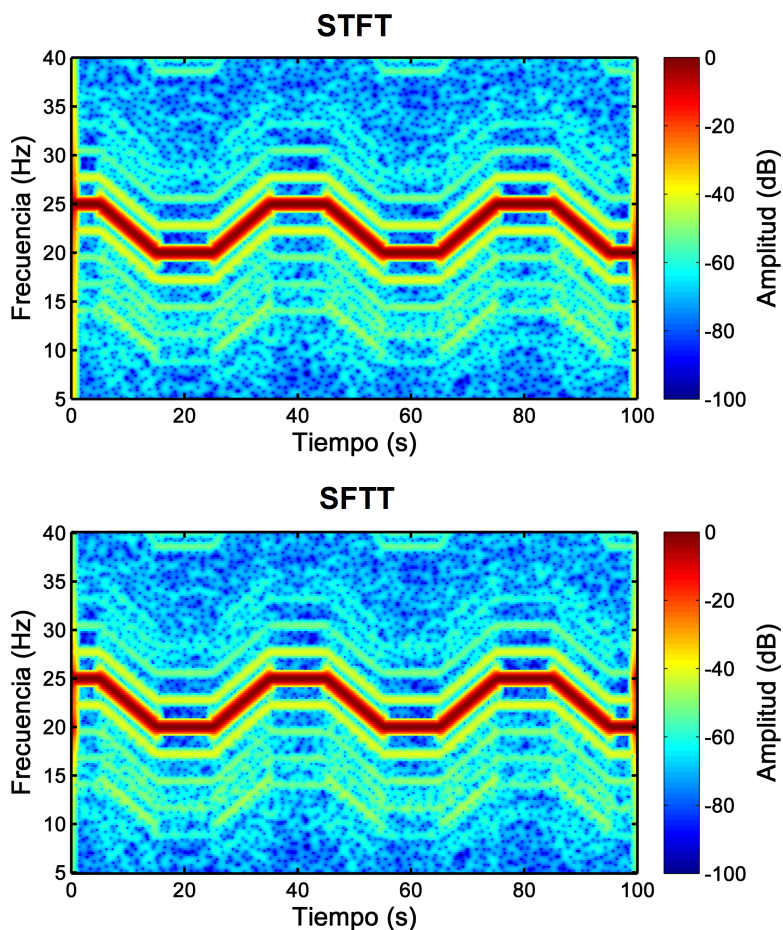


Figura 6.9: Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 4 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior).

6.5.3.5 Ensayo 5

En la tabla 6.11 se muestran las principales características del ensayo que se va a analizar. En este ensayo la frecuencia de referencia en el convertidor de frecuencia se va cambiando entre dos niveles, 40 y 50 Hz, con una rampa que dura 10 segundos. Por otro lado, en este ensayo tiene la particularidad que el nivel de carga también variara en forma de rampa entre el 25 y el 75 % cada 10 segundos. Estos cambios en la frecuencia así como la duración de la rampa, se utilizan para computar la ventana de análisis.

Tabla 6.11: Características del ensayo 5 y parámetros de la ventana.

Características del convertidor de frecuencia			
Marca:	ABB	Control:	DTC
Captura de datos			
F_{muestreo}	100 kHz	T_{ensayo}	100s
Parámetros del ensayo			
Rampa frecuencia:	40:50 Hz	Tiempo rampa:	10 s
Carga:	Rampas	Nivel:	25:75 % cada 10 s
Parámetros de la ventana			
ΩT	8	Ω/T	(50 – 40)/10
T	2.83 s	Ω	2.83 Hz

Tabla 6.12: Análisis comparativo del coste computacional y recursos de memoria utilizando la STFT y la técnica propuesta SFTT en el ensayo 5.

	Análisis comparativo		Reducción
	(A) STFT	(B) SFTT	B/A (%)
Pasos	100000	3500	3,5
Tiempo de cómputo (s)	411s	19,58	4,7
Tamaño de memoria (kB)	$1,82 \cdot 10^6$	125882	6,9

Este ensayo, al igual que en el ensayo anterior, se genera una extensa cantidad de datos, $N = F \cdot T = 10^7$ puntos, por lo que tanto calcular así como almacenar la distribución tiempo frecuencia de este ensayo resulta inasumible por lo que, de nuevo, se ha empleado la solución intermedia consistente en realizar el decimado de la

señal. En este caso se estudiará una muestra de cada 100. Así pues en la Figura 6.10 se muestra el resultado de analizar la corriente estática (tras la realización del decimado) utilizando la técnica propuesta y la tradicional STFT. En ella, se puede observar como se obtienen los mismo resultados con ambas técnicas. Finalmente en la tabla 6.12 se muestra la comparativa en términos de uso de recursos entre utilizar el método propuesto en la presente tesis, SFTT y el método tradicionalmente utilizado STFT pudiéndose ver como el método propuesto es sustancialmente más eficiente.

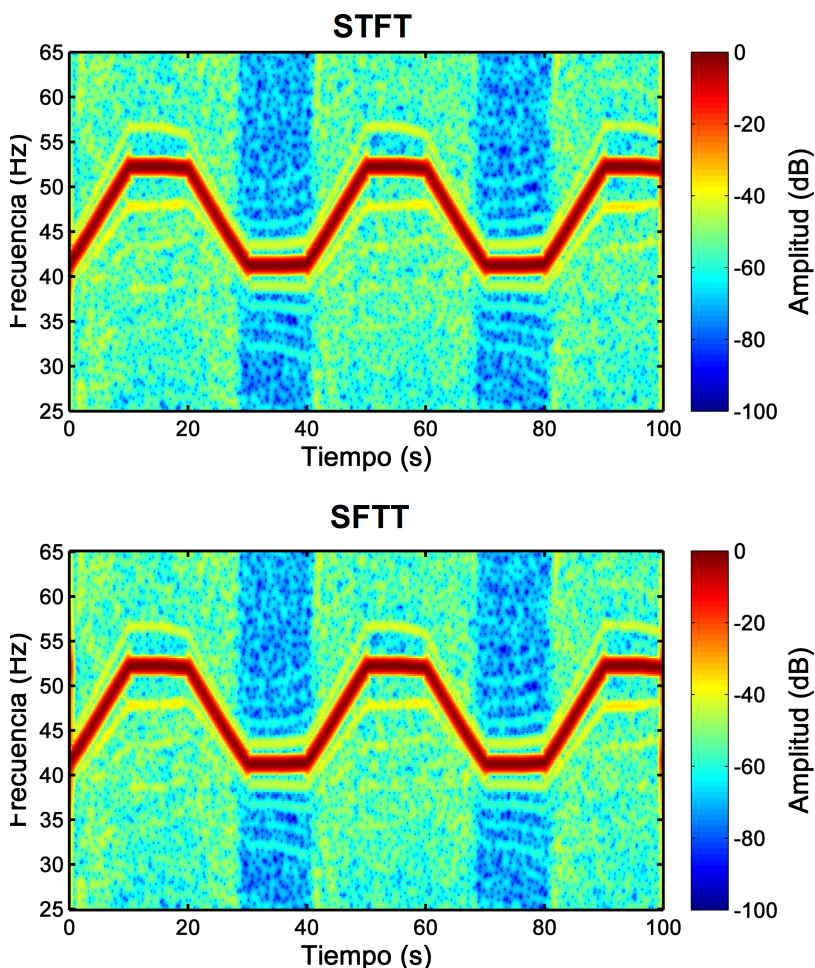


Figura 6.10: Distribución tiempo-frecuencia generada por las corrientes medidas en el ensayo 5 aplicando el método tradicional, STFT (superior) y el método propuesto, la SFTT (inferior).

6.6 Conclusiones

En este capítulo de la tesis se ha propuesto la utilización de la SF_{FT} como método de diagnóstico de máquinas eléctricas. Esta transformada, aunque es ampliamente conocida en el campo del tratamiento de la señal, hasta la fecha no ha sido empleada el campo del diagnóstico de máquinas.

En este capítulo ha quedado demostrado que el método propuesto obtiene los mismos resultados que la ST_{FT}, en términos de diagnóstico de la máquina, pero con un uso más eficiente de los recursos disponibles. Esto se debe, precisamente, al limitado ancho de banda en el que aparecen las componentes de fallo. Gracias a ello, con la técnica propuesta, la ventana únicamente ha de moverse en este rango de frecuencias reduciendo en gran medida el número de pasos a realizar. Por otro lado, al contrario que con la ST_{FT} que se computan tantas FFT como traslaciones de la ventana se realicen, con la técnica propuesta únicamente se computa una FFT. Ambos hechos consiguen que el tiempo de cómputo se reduzca drásticamente para obtener la distribución tiempo frecuencia.

En otro orden de cosas, tal como se ha visto, el volumen de información con el que se trabaja es sustancialmente menor con el método propuesto en la tesis. Si se comparan el volumen de información, ésta representa únicamente, entorno al 1 % del tratado con la ST_{FT} si se utiliza el método propuesto en la tesis.

Estas dos mejoras, reducción del tiempo de cómputo y del volumen de información tratado, abren la posibilidad a que esta técnica pueda ser implementada en dispositivos autónomos de tratamiento de señal de limitado poder de cómputo y escasa capacidad de memoria. Esto permitiría obtener distribuciones tiempo frecuencia de la corriente en sistemas de diagnóstico on-line, abriendo su aplicación a un amplio abanico de nuevas posibilidades y mejoras en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas.

Este método ha sido validado de manera experimental con una señal sintética generada a partir de una simulación, con una corriente procedente de la medida de una máquina de elevada potencia instalada en una instalación industrial. Finalmente, para testear el método ante un amplio rango de condiciones de funcionamiento se han utilizado distintos ensayos generados en el laboratorio. Por tanto, este método ha demostrado ser válido ante un amplio rango de condiciones de funcionamiento y tipos de conexión por lo que queda revelada su utilidad y validez en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas.

Capítulo 7

Aportaciones y conclusiones

En la presente tesis, se ha propuesto dos importantes mejoras en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas trabajando en regímenes no estacionarios y que se citan a continuación.

La primera propuesta presentada persigue mejorar la resolución de las distribuciones tiempo-frecuencia y por ende, mejorar el proceso de toma de decisiones acerca del estado de la máquina. Tal como se ha demostrado en los capítulos 4 y 5, la selección del tipo de la ventana y de sus parámetros resulta crucial en la obtención de la distribución tiempo-frecuencia de la señal que se desea analizar. Lo que se ha propuesto en esta tesis, es el uso de la ventana considerada óptima, por diversos autores, para el análisis de señales no estacionarias y que, hasta la fecha, no había sido utilizada en campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas. Esta ventana se construye con la función prolate esferoidal de orden cero y, con ella, se consigue la mayor concentración de energía para una duración y ancho de banda determinado.

Además de las propiedades de dicha ventana y las ventajas de su uso frente a otras ventanas, se ha propuesto, también, distintos criterios para seleccionar los parámetros de la misma en función del tipo de funcionamiento de la máquina y el tipo de fallo a detectar. En el caso de la presente tesis, la validez de esta ventana, la validez de los criterios propuestos para la selección de sus parámetros y la sensibilidad del método, ha sido demostrada tanto teóricamente así como mediante una validación experimental para la detección de averías por rotura de barras. Esta validación se ha desarrollado desde tres puntos de vista. En primer lugar se ha utilizado una señal sintética obtenida de una máquina simulada. Posteriormente, se ha procedido a realizar su validación utilizando la corriente de un motor de inducción de elevada potencia (donde este tipo de fallos es más propenso a aparecer) obteniendo unos resultados óptimos. Finalmente,

se ha validado utilizando los ensayos realizados en el laboratorio y bajo condiciones controladas. Con estos últimos, se ha demostrado su validez para un amplio rango de condiciones de funcionamiento que van desde la alimentación directa a la red como a través de convertidores de frecuencia y con distintos tipos y niveles de carga.

Por otro lado, la segunda aportación de la tesis va encaminada a la mejora de los métodos de diagnóstico en línea de máquinas eléctricas rotativas. El principal objetivo es que puedan ser implementados en dispositivos electrónicos de tratamiento de señal autónomos. Estos quedarían instalados en el mismo lugar en el que se emplace la máquina eléctrica rotativa y vigilarían de manera continua el estado de la misma indicando el momento en el que algún tipo de fallo apareciese en la misma. De este modo, este fallo sería detectado con suficiente antelación, previa a que supusiese la interrupción del servicio por avería de la máquina, permitiendo planificar y realizar las distintas acciones correctoras oportunas, lo que implicaría un importante ahorro económico al no tener paradas inesperadas.

A pesar de las ventajas que este tipo de diagnóstico supone su proliferación en el ámbito industrial es aun escasa. Las técnicas de diagnóstico basadas en el estudio de la corriente estatórica de la máquina trabajando en el régimen transitorio son complejas y precisan de elevados requisitos de computación y de memoria de trabajo. No obstante, estos recursos, especialmente en lo que a memoria se refiere, son muy limitados en los equipos electrónicos de tratamiento de señal autónomos. Esto hecho esta limitando en gran medida la implantación de las técnicas de diagnóstico en este tipo de equipos y, por tanto, su proliferación en el ámbito industrial. Llegados a este punto, cabrían destacar dos opciones. Por un lado, esperar a que la evolución tecnológica dote a estos equipos de las capacidades necesarias para poder implementar este tipo de técnicas de diagnóstico. O por el contrario, ir reduciendo los tiempos de espera y tratar de optimizar las técnicas de diagnóstico para disminuir sus requisitos sin perder calidad en el diagnóstico y poder ser implementadas en estos equipos.

En línea con esta segunda opción se ha propuesto la segunda mejora de esta tesis basada en el uso de la SFTT para reducir los tiempos de computación y optimizar el uso de memoria. Además, se emplea la ventana propuesta en la presente tesis por lo que, al mismo tiempo, que se reducen los requisitos de computación se mejora la calidad de los resultados obtenidos mejorando la resolución del espectrograma obtenido.

Finalmente, otra aportación de esta tesis es la generación de una base de datos con los ensayos realizados. Estos ensayos se han realizado ante un amplio abanico de condiciones de funcionamiento de la máquina y que están disponibles para ser utilizados en futuras líneas de investigación para la validación de próximos avances en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas.

En el momento del cierre de este texto se ha enviado un artículo a revista en el que se pretende exponer uno de los principales resultados obtenidos en la presente tesis,

en concreto el del uso de la ventana prolate. Las características del artículo (título, autor) y la revista a la cual se ha enviado se citan a continuación.

Artículos enviados a revista

- **Optimized Spheroidal Prolate Wavelet Function As STFT Window for Transient Motor Current Signature Analysis**

Autores: J.M. Cortés-López, J. Burriel-Valencia, M. Pineda-Sánchez, J. Martínez-Roman and A. Sapena–Baño.

En revisión en IEEE Transactions on Industrial Electronics. 15-TIE-3296

Por otro lado se encuentra en fase de elaboración y próximo a ser remitido a otra revista científica otro artículo basado en la segunda mejora propuesta en la presente tesis fundamentada en el uso de la SFTT.

Capítulo 8

Futuras líneas de investigación

Las propuestas realizadas en la presente tesis suponen un avance en el campo del diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas trabajando en regímenes no estacionarios y, especialmente, en su implementación en dispositivos electrónicos de tratamiento de señal autónomos. De este, el siguiente avance inmediato consistiría en su aplicación real, es decir, en su implementación en un equipo electrónico de tratamiento de señal autónomo. Sin embargo, además de esta posibilidad, del trabajo realizado en esta tesis surge un amplio abanico de posibilidades que dan lugar a futuras investigaciones tales como:

- Las propuestas hechas en la tesis han demostrado ser validas teórica y experimentalmente para la detección de averías por rotura de barras. No obstante, su total ratificación pasaría por su aplicación a otros tipos de fallos, tales como fallos en cojinetes, cortocircuitos entre espiras, etc así como su aplicación a otro tipos de máquinas eléctricas rotativas como, por ejemplo, las máquinas con rotor bobinado en las que, además, se podría emplear la corriente rotórica en lugar de la corriente estatórica.
- Combinar la técnica basada en la SFTT con otras técnicas, como por ejemplo, el análisis del orden de armónico (HOTA) en el que se obtienen unos indicadores claros de la presencia o ausencia del fallo y reducen sustancialmente el volumen de información a ser analizado y/o transmitido. Por tanto, se reducirían, aún más, los requisitos de memoria y mejorar, por tanto, su implementación en equipos electrónicos de bajo coste y la transmisión de resultados en sistemas remotos.
- Otro tipo de averías, especialmente las mecánicas, son detectadas con mayor precisión con el uso de otro tipo de magnitudes destacando entre ellas las vibraciones. Los avances propuestos en la presente tesis no están limitados, úni-

camente, al uso de la corriente, por lo que se podría expandir su utilización con otro tipo de magnitudes y, en especial, a las vibraciones.

- Otra tendencia reciente es el uso de osciloscopios de alta gama equipados con software programable por el usuario para distintos fines. De hecho, se está en conversaciones con fabricantes del sector interesados en la integración de las técnicas propuestas en la presente tesis es sus equipos destinados al diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas.

Bibliografía

- [1] M. Cabanas, M. Melero, G. Orcajo, and S. J. Cano, J.M, *Técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas*. Libro Ed. Marcombo, 1998.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.

- [8] J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, F. Martínez-Giménez, and A. Peris, "Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines," *Applied and Computational Harmonic Analysis*, vol. 21, no. 2, pp. 268–279, 2006.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] V. Climente-Alarcon, M. Riera-Guasp, J. Antonino-Daviu, J. Roger-Folch, and F. Vedreno-Santos, "Diagnosis of rotor asymmetries in wound rotor induction generators operating under varying load conditions via the wigner-ville distribution," in *Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2012 International Symposium on*, pp. 1378–1383, 2012.
- [12] 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.
- [13] 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.
- [14] 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.
- [15] 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.
- [16] 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.
- [17] 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.
- [18] 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.
- [19] L. JACK and A. NANDI, “Fault Detection Using Support Vector Machines and Artificial Neural Networks, Augmented by Genetic Algorithms,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 16, pp. 373 – 390, 2002.
- [20] A. Widodo and B.-S. Yang, “Support vector machine in machine condition monitoring and fault diagnosis,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 21, no. 6, pp. 2560 – 2574, 2007.
- [21] B. Samanta, K. Al-Balushi, and S. Al-Araimi, “Artificial neural networks and support vector machines with genetic algorithm for bearing fault detection,” *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, vol. 16, pp. 657 – 665, 2003.
- [22] B. Samanta, “Gear fault detection using artificial neural networks and support vector machines with genetic algorithms,” *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 18, no. 3, pp. 625 – 644, 2004.
- [23] F. Chen, B. Tang, and R. Chen, “A novel fault diagnosis model for gearbox based on wavelet support vector machine with immune genetic algorithm,” *Measurement*, vol. 46, no. 1, pp. 220 – 232, 2013.
- [24] B. Tang, T. Song, F. Li, and L. Deng, “Fault diagnosis for a wind turbine transmission system based on manifold learning and shannon wavelet support vector machine,” *Renewable Energy*, vol. 62, pp. 1 – 9, 2014.
- [25] 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.
- [26] 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.

- [27] 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.
- [28] 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.
- [29] A. Sapena-Bano, M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, J. Martinez-Roman, and Z. Kanovic, "Low-Cost Diagnosis of Rotor Asymmetries in Induction Machines Working at a Very Low Slip Using the Reduced Envelope of the Stator Current," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1–11, 2015.
- [30] M. Pineda-Sanchez, R. Puche-Panadero, M. Riera-Guasp, A. Sapena-Bano, J. Roger-Folch, and J. Perez-Cruz, "Motor condition monitoring of induction motor with programmable logic controller and industrial network," in *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*, pp. 1–10, Aug 2011.
- [31] A. Sapena-Bano, J. Perez-Cruz, R. Puche-Panadero, J. Martinez-Roman, J. Burriel-Valencia, and J. Lazaro-Garcia, "Motor current signal analysis on programmable logic controller," in *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*, pp. 1648–1653, Sept 2014.
- [32] A. Sapena-Bano, J. Martinez-Roman, J. Perez-Cruz, M. Pineda-Sanchez, J. Roger-Folch, M. Riera-Guasp, and R. Puche-Panadero, "Harmonic order tracking analysis: A novel method for the diagnosis of induction generators," in *Electrical Machines (ICEM), 2014 International Conference on*, pp. 1765–1771, Sept 2014.
- [33] 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.
- [34] M. Group *et al.*, "Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I & II," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 21, no. 4, pp. 865–872, 1985.
- [35] P. Albrecht, J. Appiarius, R. McCoy, E. Owen, and D. Sharma, "Assessment of the Reliability of Motors in Utility Applications - Updated," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. EC-1, pp. 39–46, March 1986.

- [36] A. Anton, "New developments in resin rich insulating systems for high voltage rotating machines," in *Electrical Insulation Conference, 1997, and Electrical Manufacturing amp; Coil Winding Conference. Proceedings*, pp. 607–618, Sep 1997.
- [37] 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.
- [38] 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.
- [39] C.-C. Yeh, G. Sizov, A. Sayed-Ahmed, N. Demerdash, R. Povinelli, E. Yaz, and D. Ionel, "A Reconfigurable Motor for Experimental Emulation of Stator Winding Interturn and Broken Bar Faults in Polyphase Induction Machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1005–1014, Dec 2008.
- [40] F. Filippetti, G. Franceschini, C. Tassoni, and P. Vas, "Ai techniques in induction machines diagnosis including the speed ripple effect," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 34, pp. 98–108, Jan 1998.
- [41] 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.
- [42] I. Kerszenbaum and C. Landy, "The existence of large inter-bar currents in three phase squirrel cage motors with rotor-bar and/or end-ring faults," *Power Apparatus and Systems, IEEE Transactions on*, no. 7, pp. 1854–1862, 1984.
- [43] G. Muller and C. Landy, "A novel method to detect broken rotor bars in squirrel cage induction motors when interbar currents are present," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 71–79, Mar 2003.
- [44] 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.
- [45] 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.
- [46] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, and H. A. Toliyat, "Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 17, no. 3, pp. 392–399, 2002.

- [47] S. ŞEKER, "A reliability model for induction motor ball bearing degradation," *Electric Power Components and Systems*, vol. 31, no. 7, pp. 639–652, 2003.
- [48] R. R. Schoen, T. G. Habetler, F. Kamran, and R. Bartfield, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 31, no. 6, pp. 1274–1279, 1995.
- [49] 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.
- [50] 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.
- [51] 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.
- [52] 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.
- [53] 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.
- [54] 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.
- [55] 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.
- [56] 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.
- [57] 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.
- [58] 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.

- [59] 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.
- [60] 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.
- [61] 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.
- [62] C. J. Verucchi, "Detección de fallas en máquinas de inducción mediante análisis del flujo axial," *IEE Latin America transactions*, vol. 5, March 2007.
- [63] 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.
- [64] 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.
- [65] 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.
- [66] 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.
- [67] 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.
- [68] 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.
- [69] 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.

- [70] 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.
- [71] 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.
- [72] 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.
- [73] 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.
- [74] 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.
- [75] 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.
- [76] 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.
- [77] 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.
- [78] 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.
- [79] 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.
- [80] T. H. Wonnacott, "Spectral analysis combining a bartlett window with an associated inner window," *Technometrics*, vol. 3, no. 2, pp. 235–243, 1961.

- [81] 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.
- [82] 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.
- [83] 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.
- [84] 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.
- [85] 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.
- [86] 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.
- [87] 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.
- [88] 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.
- [89] 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.
- [90] 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.
- [91] 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.

- [92] 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.
- [93] 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.
- [94] 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.
- [95] 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.
- [96] 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.
- [97] 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.
- [98] 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.
- [99] 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.
- [100] 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.
- [101] 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.

- [102] 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.
- [103] 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.
- [104] 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.
- [105] 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.
- [106] 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.
- [107] 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.
- [108] H. Nyquist, "Certain Topics in Telegraph Transmission Theory," *American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the*, vol. 47, pp. 617–644, April 1928.
- [109] C. Shannon, "Communication in the Presence of Noise," *Proceedings of the IRE*, vol. 37, pp. 10–21, Jan 1949.
- [110] 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.
- [111] 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.
- [112] 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.
- [113] 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.
- [114] 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.
- [115] 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.
- [116] 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.
- [117] 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.
- [118] 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.
- [119] 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.
- [120] 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.
- [121] V. Cizek, “Discrete hilbert transform,” *Audio and Electroacoustics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 4, pp. 340–343, 1970.
- [122] L. Cohen, *Time–Frequency Analysis*. Prentice hall PTR, Upper Saddle river, New Jersey, 1995.
- [123] L. Marple Jr, “Computing the discrete-time analytic signal via FFT,” *Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 9, pp. 2600–2603, 1999.

- [124] 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.
- [125] 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.
- [126] 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.
- [127] 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.
- [128] 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.
- [129] 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.
- [130] 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.
- [131] 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.
- [132] 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.
- [133] 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.

- [134] P. Konar and P. Chattopadhyay, "Multi-class fault diagnosis of induction motor using hilbert and wavelet transform," *Applied Soft Computing*, vol. 30, no. 0, pp. 341 – 352, 2015.
- [135] R. Yan, R. X. Gao, and X. Chen, "Wavelets for fault diagnosis of rotary machines: A review with applications," *Signal Processing*, vol. 96, Part A, no. 0, pp. 1 – 15, 2014. Time-frequency methods for condition based maintenance and modal analysis.
- [136] M. Pineda-Sanchez, M. Riera-Guasp, J. Perez-Cruz, and R. Puche-Panadero, "Transient motor current signature analysis via modulus of the continuous complex wavelet: A pattern approach," *Energy Conversion and Management*, vol. 73, no. 0, pp. 26–36, 2013.
- [137] J. S. Walker, *A primer on wavelets and their scientific applications*. CRC press, 2008.
- [138] R. A. Gopinath and H. ta Guo, *Introduction to wavelets and wavelet transforms: a primer*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1997.
- [139] A. Cohen and J. Kovacevic, "Wavelets: The mathematical background," in *Proc. IEEE*, Citeseer, 1996.
- [140] 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.
- [141] P. Flandrin, "A time-frequency formulation of optimum detection," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 36, pp. 1377–1384, Sep 1988.
- [142] 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.
- [143] 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.
- [144] 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.
- [145] 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.

- [146] 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.
- [147] B. Friedlander and B. Porat, "Detection of transient signals by the Gabor representation," *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 169–180, Feb 1989.
- [148] J. Cui and W. Wong, "Optimal Window Length in the Windowed Adaptive Chirplet Analysis of Visual Evoked Potentials," in *Engineering in Medicine and Biology Society, 2006. EMBS '06. 28th Annual International Conference of the IEEE*, pp. 4580–4583, Aug 2006.
- [149] Z. Li and M. Crocker, "A Study of Joint Time-Frequency Analysis-Based Modal Analysis," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 2335–2342, Dec 2006.
- [150] 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.
- [151] N. E. Huang and S. S. Shen, *Hilbert-Huang transform and its applications*, vol. 5. Bool Published by Ed. World Scientific, 2005.
- [152] 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.
- [153] 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.
- [154] 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.
- [155] 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.
- [156] 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.

- [157] 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.
- [158] 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.
- [159] 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.
- [160] 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.
- [161] 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.
- [162] 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.
- [163] P. Vaclavek, P. Blaha, and I. Herman, "Ac drive observability analysis," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 60, no. 8, pp. 3047–3059, 2013.
- [164] 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.
- [165] 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.
- [166] 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.
- [167] 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.
- [168] F. Auger, P. Flandrin, Y.-T. Lin, S. McLaughlin, S. Meignen, T. Oberlin, and H.-T. Wu, "Time-frequency reassignment and synchrosqueezing: An overview," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 30, no. 6, pp. 32–41, 2013.

- [169] M. R. Schroeder, *Computer speech: recognition, compression, synthesis*, vol. 35. Springer Science & Business Media, 2013.
- [170] F. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete fourier transform," *Proceedings of the IEEE*, vol. 66, pp. 51–83, Jan 1978.
- [171] H. J. Landau and H. O. Pollak, "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty – II," *Bell System Technical Journal*, vol. 40, no. 1, pp. 65–84, 1961.
- [172] H. J. Landau and H. O. Pollak, "Prolate Spheroidal Wave Functions, Fourier Analysis and Uncertainty – III: The Dimension of the Space of Essentially Time-and Band-Limited Signals," *Bell System Technical Journal*, vol. 41, no. 4, pp. 1295–1336, 1962.
- [173] H. Landau and H. Widom, "Eigenvalue distribution of time and frequency limiting," *Journal of Mathematical Analysis and Applications*, vol. 77, no. 2, pp. 469 – 481, 1980.
- [174] D. Slepian, "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty – IV: extensions to many dimensions; generalized prolate spheroidal functions," *Bell System Technical Journal*, vol. 43, no. 6, pp. 3009–3057, 1964.
- [175] D. Slepian, "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis, and uncertainty – V: The discrete case," *Bell System Technical Journal*, vol. 57, no. 5, pp. 1371–1430, 1978.
- [176] D. Slepian, "Some asymptotic expansions for prolate spheroidal wave functions," *J. Math. Phys.*, vol. 44, no. 2, pp. 99–140, 1965.
- [177] M. A. Lindquist and T. D. Wager, "Spatial smoothing in fMRI using prolate spheroidal wave functions," *Human brain mapping*, vol. 29, no. 11, pp. 1276–1287, 2008.
- [178] T. Zemen and C. Mecklenbrauker, "Time-Variant Channel Estimation Using Discrete Prolate Spheroidal Sequences," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 53, pp. 3597–3607, Sept 2005.
- [179] T. Bronez, "Spectral estimation of irregularly sampled multidimensional processes by generalized prolate spheroidal sequences," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 36, pp. 1862–1873, Dec 1988.
- [180] I. C. Moore and M. Cada, "Prolate spheroidal wave functions, an introduction to the Slepian series and its properties," *Applied and Computational Harmonic Analysis*, vol. 16, no. 3, pp. 208–230, 2004.
- [181] D. Slepian and H. O. Pollak, "Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty – I," *Bell System Technical Journal*, vol. 40, pp. 43–63, 1961.

- [182] N. Barber and F. Ursell, "Xliv. the response of a resonant system to a gliding tone," *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, vol. 39, no. 292, pp. 345–361, 1948.
- [183] A. Abbate, C. DeCusatis, and P. K. Das, *Wavelets and subbands: fundamentals and applications*. Springer Science & Business Media, 2012.
- [184] E. Sejdić, I. Djurović, and J. Jiang, "Time–frequency feature representation using energy concentration: An overview of recent advances," *Digital Signal Processing*, vol. 19, no. 1, pp. 153–183, 2009.
- [185] M. J. Bastiaans, "Application of the Wigner distribution function to partially coherent light," *JOSA A*, vol. 3, no. 8, pp. 1227–1238, 1986.
- [186] S. Fischer and G. Cristobal, "Minimum entropy transform using gabor wavelets for image compression," in *Image Analysis and Processing, 2001. Proceedings. 11th International Conference on*, pp. 428–433, Sep 2001.
- [187] M. Benbouzid and G. Kliman, "What stator current processing-based technique to use for induction motor rotor faults diagnosis?," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 238–244, June 2003.
- [188] H. Gao, L. Liang, X. Chen, and G. Xu, "Feature extraction and recognition for rolling element bearing fault utilizing short-time fourier transform and non-negative matrix factorization," *Chinese Journal of Mechanical Engineering*, vol. 28, no. 1, pp. 96–105, 2015.
- [189] G. Georgoulas, P. Karvelis, C. D. Stylios, I. P. Tsoumas, J. Antonino-Daviu, and V. Climente-Alarcon, "Automatizing the broken bar detection process via short time fourier transform and two-dimensional piecewise aggregate approximation representation," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE*, pp. 3104–3110, IEEE, 2014.