

UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA

Departamento Ingeniería Eléctrica



**NUEVOS MÉTODOS DE DIAGNOSIS DE
EXCENTRICIDAD Y OTRAS ASIMETRÍAS ROTÓRICAS
EN MÁQUINAS ELÉCTRICAS DE INDUCCIÓN A
TRAVÉS DEL ANÁLISIS DE LA CORRIENTE
ESTATÓRICA.**

Tesis Doctoral

Autor: Rubén Puche Panadero

Director: Dr. Manuel Pineda Sánchez

Dr. Elías Hurtado Pérez

Valencia, Septiembre 2008

ÍNDICE

PLANTEAMIENTO Y RESUMEN DE LA TESIS DOCTORAL	I
1 INTRODUCCIÓN	1
2 OBJETIVOS	9
3 ESTADO DEL ARTE	11
3.1 CLASIFICACIÓN DE LOS PRINCIPALES FALLOS EN LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS	11
3.1.1 <i>Fallos Eléctricos</i>	17
3.1.1.1 Fallos en el Estator	17
3.1.1.2 Fallos en el Rotor	18
3.1.1.3 Fallos Externos	20
3.1.2 <i>Fallos Mecánicos</i>	21
3.1.2.1 Desequilibrio	21
3.1.2.2 Desalineación	22
3.1.2.3 Fallos en Cojinetes	23
3.1.2.4 Fallos en Engranajes	24
3.1.2.5 Excentricidad en el Entrehierro	25
3.1.3 <i>Frecuencias características de los principales fallos en las máquinas de inducción</i>	32
3.2 MAGNITUDES FÍSICAS UTILIZADAS PARA MONITORIZAR EL ESTADO DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS ROTATIVAS	33
3.2.1 <i>Medida de vibraciones</i>	33
3.2.2 <i>Medida de Impedancia</i>	34
3.2.3 <i>Medida de Flujos Axiales o Concéntricos con el eje</i>	35
3.2.4 <i>Medida del Par</i>	37
3.2.4.1 Medida del Par Mecánico	37
3.2.4.2 Medida del Par Interno o Electromagnético	38
3.2.5 <i>Medida de la potencia instantánea</i>	39
3.2.6 <i>Medida de tensiones residuales a la desconexión</i>	40
3.2.7 <i>Medida de la corriente</i>	41
3.3 ANÁLISIS DE SEÑAL Y TÉCNICAS DE PROCESAMIENTO DE SEÑAL	43
3.3.1 <i>Análisis de Señal</i>	43
3.3.1.1 Análisis en Régimen Permanente	44
3.3.1.2 Análisis en Régimen Transitorio	55
3.3.2 <i>Técnicas utilizadas para la Detección de Averías</i>	67
3.3.2.1 Métodos Off-Line ó Tradicionales	67
3.3.2.2 Valor Eficaz de la Tensión. RMS (Root Mean Square).....	70
3.3.2.3 Análisis Espectral mediante la transformada de Fourier de la Corriente Estatórica	71
3.3.2.4 Secuencia Indirecta ó Inversa ó Negativa de Corrientes.....	75
3.3.2.5 Potencia.....	77
3.3.2.6 Vector Complejo de Park	80
3.3.2.7 Espectro de Orden Superior (“HOS” Higher Order Statistics)	84
3.3.2.8 Flujo Axial.....	85
3.3.2.9 Ruido	85
3.4 MODELOS MATEMÁTICOS DE LA MÁQUINA DE INDUCCIÓN PARA LA DETECCIÓN DE FALLOS	86
3.5 CRITERIOS DE DIAGNÓSTICO. ÍNDICES DE DETECCIÓN.....	94
3.6 REVISIÓN CRÍTICA Y EXPERIMENTAL DE LOS MÉTODOS DE DETECCIÓN DE EXCENTRICIDAD EN LA LITERATURA TÉCNICA APLICADOS A UNA MÁQUINA DE LABORATORIO	96
3.6.1 <i>Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1455 rpm</i>	96
3.6.1.1 Máquina sana.....	98
3.6.1.2 Máquina con tapas desplazadas	103
3.6.1.3 Máquina con rotor aplanado parcialmente.....	108
3.6.2 <i>Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1410 rpm</i>	115
3.6.2.1 Máquina sana.....	115
3.6.2.2 Máquina con tapas desplazadas	119
3.6.2.3 Máquina con rotor aplanado parcialmente.....	124
3.6.3 <i>Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1455 rpm y conectando una corriente inversa</i>	127
3.6.3.1 Máquina sana.....	128
3.6.3.2 Máquina con tapas desplazadas	131
3.6.3.3 Máquina con rotor aplanado parcialmente.....	133
3.6.4 <i>Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1410 rpm y conectando una corriente inversa</i>	135

3.6.4.1	Máquina sana.....	135
3.6.4.2	Máquina con tapas desplazadas.....	136
3.6.4.3	Máquina con rotor aplanado parcialmente.....	139
3.6.5	<i>Conclusiones de los ensayos experimentales</i>	141
3.7	CONCLUSIONES AL CAPÍTULO	142
4	PROBLEMAS PRÁCTICOS DE APLICACIÓN INDUSTRIAL DE LOS MÉTODOS DE DETECCIÓN.....	143
4.1	SOLAPAMIENTO. EFECTO “ALIASING”	143
4.2	RUIDOS	145
4.2.1	<i>Sobre muestreo (“Oversampling”)</i>	145
4.2.2	<i>Adición de ruido (“Dithering”)</i>	146
4.2.3	<i>“Superposición”</i>	147
4.3	EFFECTO DE DISPERSIÓN (“LEAKAGE”).....	147
4.4	VENTANAS (“WINDOWS”).....	150
4.5	RESOLUCIÓN.....	151
4.6	PERDIDA DE ONDAS (“SCALLOPING – LOSS”).....	152
4.7	ADICCIÓN DE CEROS A LA SEÑAL (“ZERO- PADDING”).....	153
4.8	EJEMPLO PRÁCTICO DE UNA MEDICIÓN Y SU POSTERIOR ANÁLISIS.....	155
4.9	CONCLUSIONES AL CAPÍTULO.....	156
5	MODELO ANALÍTICO DE LA MÁQUINA ELÉCTRICA ASÍNCRONA DE INDUCCIÓN CON ROTOR JAULA DE ARDILLA.	157
5.1	ECUACIONES QUE RIGEN EL COMPORTAMIENTO DE LA MÁQUINA ELÉCTRICA	158
5.1.1	<i>Cálculo de la matriz de inductancias</i>	161
5.1.1.1	Máquina sana ó entrehierro uniforme:.....	161
5.1.1.2	Máquina con excentricidad estática:.....	162
5.1.1.3	Máquina con excentricidad dinámica:.....	163
5.2	DESARROLLO DEL MODELO ANALÍTICO DE LA MÁQUINA ASÍNCRONA.....	165
5.3	VALIDACIÓN DEL MODELO.....	170
5.3.1	<i>Máquina eléctrica sana. Motor ABB</i>	170
5.3.1.1	Resultados Experimentales.....	171
5.3.1.2	Resultados Simulados con el modelo.....	174
5.3.2	<i>Máquina eléctrica con rotura de barra</i>	176
5.3.2.1	Ensayo en régimen permanente a 1490 r.p.m.....	177
5.3.2.2	Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1470 r.p.m.....	180
5.3.2.3	Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1450 r.p.m.....	183
5.3.2.4	Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1430 r.p.m.....	185
5.3.2.5	Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1410 r.p.m.....	187
5.3.3	<i>Máquina eléctrica con excentricidad</i>	190
5.3.3.1	Simulación de una máquina eléctrica de inducción sana en régimen permanente a 1455 r.p.m.....	190
5.3.3.2	Simulación de una máquina eléctrica de inducción con 30% de excentricidad estática en régimen permanente a 1455 r.p.m.....	192
5.3.3.3	Simulación de una máquina eléctrica de inducción con un 30 % de excentricidad mixta en régimen permanente a 1455 r.p.m.....	198
5.4	CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO.....	200
6	SOLUCIONES ADOPTADAS.....	203
6.1	SOLUCIONES EN RÉGIMEN PERMANENTE.....	206
6.1.1	<i>Mapas de colores</i>	207
6.1.1.1	Patrones de Fallos a modo de Mapa de colores.....	208
6.1.2	<i>Valor alterno del módulo de la señal analítica (ASMac) de la corriente. Mediante la Transformada de Hilbert</i>	211
6.1.2.1	ASMac de una máquina sana simulada.....	213
6.1.2.2	ASMac de una máquina con excentricidad estática simulada.....	214
6.1.2.3	ASMac de una máquina con excentricidad mixta simulada.....	216
6.1.2.4	ASMac de una máquina con excentricidad mixta y una barra rota simulada.....	218
6.1.2.5	ASMac de la máquina real sana.....	220
6.1.2.6	ASMac de la máquina real con tapas desplazadas.....	222
6.1.2.7	ASMac de la máquina real con el rotor aplanado parcialmente.....	224
6.1.2.8	ASMac de la máquina real con una barra rota.....	226
6.1.2.9	Aportaciones del valor alterno del módulo de la señal analítica (ASMac).....	228
6.2	SOLUCIONES EN RÉGIMEN TRANSITORIO.....	231

6.2.1	<i>Patrones de Fallos a modo de imagen. Transformadas Wavelets.</i>	231
6.2.1.1	Transformada wavelet discreta de la máquina con barra rota.	232
6.2.1.2	Transformada wavelet continua.	233
6.2.1.3	Transformada wavelet continua compleja.	235
6.2.1.4	Transformada wavelet continua compleja aplicada a una máquina con barra rota.	236
6.2.2	<i>Frecuencia instantánea del armónico característico del fallo.</i>	240
6.2.2.1	Obtención del armónico característico del fallo.	241
6.2.2.2	Obtención de la frecuencia instantánea.	243
6.2.2.3	Obtención del deslizamiento.	244
6.2.2.4	Caso Experimental de la máquina con una barra rota.	244
6.2.2.5	Caso Experimental de la máquina con excentricidad.	245
7	CONCLUSIONES	247
7.1	RECAPITULACIÓN	247
7.2	APORTACIONES DE LA TESIS	248
8	FUTURAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN	251
9	REFERENCIAS	253
10	OTROS TRABAJOS DEL AUTOR	265
10.1	LIBROS	265
10.2	REVISTAS	265
10.3	CONGRESOS	266
10.4	CONVENIOS DE INVESTIGACIÓN	267
ANEXO A		269

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 3-1. Descomposición Porcentual de los Fallos en las Maquinas Eléctricas	13
Figura 3-2. Fuentes de Fallos en Las Máquinas Eléctricas Rotativas.....	15
Figura 3-3. Clasificación de los principales fallos atendiendo a la naturaleza del fallo.	15
Figura 3-4. Clasificación de los principales fallos y sus causas atendiendo al elemento de las máquinas eléctricas donde se produce el fallo.....	16
Figura 3-5. Clasificación de los principales fallos según el autor de la presente Tesis.	17
Figura 3-6. Fuerza resultante de la desalineación de los ejes.	22
Figura 3-7. Dibujo de la Excentricidad Estática producida por (a) Estator Ovalado (b) Incorrecto posicionamiento del Rotor.....	26
Figura 3-8. Representación de la trayectoria descrita por una máquina eléctrica rotativa con Excentricidad Estática.	27
Figura 3-9. Representación de la Excentricidad Dinámica producida por (a) Rotor ligeramente Ovalado (b) Eje de Giro del Rotor no coincide con su Centro de Masas.....	28
Figura 3-10. Representación de la trayectoria descrita por una máquina eléctrica rotativa con Excentricidad Dinámica.	28
Figura 3-11. Representación en la misma figura de dos Excentricidades, Estática con eje de giro en C2, y Dinámica con eje de giro C1.	29
Figura 3-12. Representación de la Excentricidad Mixta.....	31
Figura 3-13. Representación de la Excentricidad Axial	31
Figura 3-14. Representación simplificada en el tiempo de la posición magnética de los polos en una máquina asíncrona tetra polar sana y con barra rota.....	37
Figura 3-15. Fotografía y esquema eléctrico de un transformador de Intensidad.....	42
Figura 3-16. Representación Gráfica de la Convolución de dos señales.	50
Figura 3-17. Interpretación geométrica de la transformada de Hilbert.....	52
Figura 3-18. Representación temporal de un coseno de frecuencia 50 Hz.	52
Figura 3-19. Espectro en frecuencia (0 a 100 Hz) (a) de la transformada de Fourier (b) de la transformada de Hilbert de un coseno de 50 Hz.....	53
Figura 3-20. Espectro en frecuencia (a) de la transformada de Fourier (b) de la transformada de Hilbert de un coseno de 50 Hz.	54
Figura 3-21. Representación Temporal de un Coseno (a) de 12 Hz y (b) 50 Hz.....	56
Figura 3-22. Representación en Frecuencia de un Coseno (a) de 12 Hz y (b) 50 Hz.	57
Figura 3-23. Representación de la Transformada Wavelet de un Coseno (a) de 12 Hz y (b) 50 Hz.	58
Figura 3-24. Representación Temporal de dos Cosenos Secuenciales de 12 Hz y 50 Hz.	59
Figura 3-25. Representación en Frecuencia de dos Cosenos Secuenciales de 12 Hz y 50 Hz.	59
Figura 3-26. Representación de la Transformada Wavelet de dos Cosenos Secuenciales de 12 Hz y 50 Hz.	60
Figura 3-27. Representación Temporal de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.	61
Figura 3-28. Representación en Frecuencia de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.	61
Figura 3-29. Representación de la Transformada Wavelet de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.62	
Figura 3-30. Representación Temporal de un coseno (a) aumenta su frecuencia (b) disminuye su frecuencia en ambos casos de forma lineal.....	62

Figura 3-31. Representación en Frecuencia del Coseno que aumenta o disminuye exponencialmente su frecuencia.	63
Figura 3-32. Representación de la Transformada Wavelet de un Coseno (a) cuya frecuencia aumenta linealmente (b) cuya frecuencia decrece linealmente	64
Figura 3-33. Representación Temporal de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.	65
Figura 3-34. Representación en Frecuencia de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.	65
Figura 3-35. Representación de la Transformada Wavelet de un Coseno que aumenta y disminuye su frecuencia linealmente.....	66
Figura 3-36. Causas y Efectos de los Fallos Mediante Análisis de Vibraciones.	69
Figura 3-37. Representación temporal de la corriente de una fase de una máquina sana de laboratorio en vacío.	72
Figura 3-38. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de una máquina sana de laboratorio en vacío.	72
Figura 3-39. Representación temporal de la corriente de una fase de una máquina con fallo conocido en vacío.	74
Figura 3-40. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de una máquina con fallo conocido en vacío.	75
Figura 3-41. Valores de Impedancia, calculados en condiciones normales y con fallo.....	76
Figura 3-42. Esquema de Montaje para obtener el Espectro de la Potencia.....	78
Figura 3-43. Sistema Fasorial de 3 Componentes Decaladas 120°.....	80
Figura 3-44. Representación del Vector de Park en una situación ideal.....	81
Figura 3-45. (a) Representación de la corriente del Vector de Park (b) Representación del módulo de la corriente Vector de Park, ambos de una máquina de inducción con el estator asimétrico.	83
Figura 3-46. Diagrama de Bloques de un sistema “HOS”.....	84
Figura 3-47. Diagrama de Bloques del Modelo Basado en TSCFE-SS.....	88
Figura 3-48. (a) Esquema y (b) Fotografía descriptiva del montaje de los ensayos.	97
Figura 3-49. Representación en frecuencia de la Corriente de una fase de la máquina sana.....	98
Figura 3-50. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina sana.	99
Figura 3-51. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina sana.	99
Figura 3-52. Representación (a) Temporal de las componentes “d-q” de la Transformada de Park de las corrientes estatóricas y (b) representación polar de la Transformada de Park de las corrientes de la máquina sana.	100
Figura 3-53. Representación en frecuencia de la corriente “d” de la Transformada de Park de la máquina sana.....	100
Figura 3-54. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estatóricas de la máquina sana.....	101
Figura 3-55. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estatóricas de la máquina sana.....	102
Figura 3-56. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina sana.....	102
Figura 3-57. Representación (a) Temporal y (b) en Frecuencia de la Corriente de una fase de la máquina con desplazamiento de las tapas.	103
Figura 3-58. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con desplazamiento de las tapas a 1455 r.p.m.	104
Figura 3-59. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina con desplazamiento de las tapas.	104

Figura 3-60. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina con desplazamiento de las tapas.....	105
Figura 3-61. Representación (a) Temporal de las componentes “d-q” de la Transformada de Park de las corrientes estáticas y (b) representación polar de la Transformada de Park de las corrientes de la máquina con desplazamiento de las tapas.	105
Figura 3-62. Representación en frecuencia de la corriente “q” de la Transformada de Park de la máquina con desplazamiento de las tapas.	106
Figura 3-63. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina con desplazamiento de las tapas.	106
Figura 3-64. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina con desplazamiento de las tapas.	107
Figura 3-65. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina con desplazamiento de las tapas.	107
Figura 3-66. Representación (a) Temporal y (b) en Frecuencia de la corriente de una Espira Exploradora de la máquina con desplazamiento de las tapas.	108
Figura 3-67. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.	109
Figura 3-68. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con el rotor aplanado parcialmente a 1455 r.p.m.	109
Figura 3-69. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.	110
Figura 3-70. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.	110
Figura 3-71. Representación (a) temporal de las componentes “d-q” de la transformada de Park de las corrientes estáticas y (b) representación polar de la transformada de Park de las corrientes de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.	111
Figura 3-72. Representación en frecuencia de la corriente “d” de la Transformada de Park de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.....	111
Figura 3-73. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.....	112
Figura 3-74. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.....	112
Figura 3-75. Representación en frecuencia de la corriente de neutro d de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.	113
Figura 3-76. Representación en frecuencia de la corriente de la primera espira exploradora 1 de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.	113
Figura 3-77. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia de la corriente de la segunda espira exploradora 2 de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.....	114
Figura 3-78. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina sana a 1410 revoluciones.	115
Figura 3-79. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina sana a 1410 revoluciones.	116
Figura 3-80. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia de la potencia total de la máquina sana a 1410 r.p.m.	116
Figura 3-81. Representación (a) temporal de las componentes “d-q” de la transformada de Park de las corrientes estáticas y (b) representación polar de las corrientes de la máquina sana a 1410 r.p.m.	117
Figura 3-82. Representación en frecuencia de la corriente “d” de la transformada de Park de la máquina sana a 1410 r.p.m.....	117

Figura 3-83. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estatísticas de la máquina sana a 1410 r.p.m.....	118
Figura 3-84. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estatísticas de la máquina sana a 1410 r.p.m.....	118
Figura 3-85. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina sana a 1410 r.p.m....	119
Figura 3-86. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina de tapas desplazadas a 1410 revoluciones.....	120
Figura 3-87. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina de tapas desplazadas a 1410 revoluciones.....	120
Figura 3-88. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.....	121
Figura 3-89. Representación en frecuencia de la componente “q” de la transformada de Park de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.....	121
Figura 3-90. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.....	122
Figura 3-91. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia de la corriente de la primera Espira Exploradora de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.....	123
Figura 3-92. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 revoluciones.....	124
Figura 3-93. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.....	125
Figura 3-94. Representación en frecuencia de la componente “d” de la transformada de Park de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.....	125
Figura 3-95. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estatísticas de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.....	125
Figura 3-96. Representación en frecuencia de la corriente de la primera espira exploradora de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.....	126
Figura 3-97. Representación en frecuencia de la corriente de la segunda espira exploradora de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.....	126
Figura 3-98. Esquema descriptivo del montaje con alimentación de tensiones inversas para los ensayos.....	127
Figura 3-99. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina sana a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	128
Figura 3-100. Representación (a) polar de la transformada de Park de las corrientes (b) en frecuencia de la componente “d” de la transformada de Park de la máquina sana a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	129
Figura 3-101. Representación en frecuencia (a) del módulo (b) del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estatísticas de la máquina sana a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	130
Figura 3-102. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase (b) de la potencia total de la máquina con tapas desplazadas a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	131
Figura 3-103. Representación en frecuencia de la corriente “q” de la transformada de Park de la máquina con tapas desplazadas a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	132
Figura 3-104. Representación en frecuencia de la corriente de la primera espira exploradora de la máquina con tapas desplazadas a 1450 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	132
Figura 3-105. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	133

Figura 3-106. Representación en frecuencia (a) de la componente “q” y (b) del módulo de la transformada de Park de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	134
Figura 3-107. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina sana a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	135
Figura 3-108. Representación en frecuencia (a) de la componente “d” y (b) del módulo de la transformada de Park de la máquina sana a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.	136
Figura 3-109. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase (b) de la potencia total de la máquina con tapas desplazadas a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.....	137
Figura 3-110. Representación en frecuencia (a) de la componente “d” de la transformada de Park y (b) de la corriente de la espira exploradora de la máquina con tapas desplazadas a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.	138
Figura 3-111. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.	139
Figura 3-112. Representación en frecuencia (a) del módulo de la transformada de Park y (b) de la corriente de la primera espira exploradora de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.	140
Figura 4-1. Señal Senoidal Periódica Muestreada a una Frecuencia Inferior al Criterio de Nyquist.	144
Figura 4-2. Representación en Frecuencia de una señal muestreada a una frecuencia que no cumple el criterio de Nyquist produciéndose el aliasing, mientras que en la de debajo si cumple el criterio.....	144
Figura 4-3. Espectro de la Densidad del Ruido	145
Figura 4-4. Representación Frecuencial (a) de la señal muestreada al doble de la señal deseada (b) de la señal muestreada a más del doble de la señal deseada.	146
Figura 4-5. Diagrama de Bloques para la implementación de esta técnica.	146
Figura 4-6. Representación de la Fragmentación de la Señal.....	147
Figura 4-7. Representación en frecuencia de los k ciclos de un coseno real en Hz.....	148
Figura 4-8 . Representación de una señal a diferentes frecuencias (a) 8 Hz (b) 8.5 Hz (c) 8.75 Hz	149
Figura 4-9. Representación de diferentes Ventanas (a) rectangular (b) hanning (c) triangular.....	150
Figura 4-10. Representación de una señal senoidal infinita en el tiempo.....	150
Figura 4-11. Representación de muestrear una señal senoidal infinita mediante Ventana (a) rectangular (b) hanning (c) triangular	150
Figura 4-12. Representación de la función $\frac{\text{sen}(x)}{x}$ (a) individualmente para cada bin (b) de forma general.....	152
Figura 4-13.Representación de la Discretización de una Señal (a) sin adición de ceros (b) añadiendo 16 ceros a la señal original (c) añadiendo 48 ceros a la señal original (d) añadiendo 112 ceros a la señal original	154
Figura 4-14.Espectro en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica de inducción con dos barras rotas.....	155
Figura 4-15. Ampliación del espectro en frecuencia entre 48 y 52 Hz de la corriente de una fase de la máquina eléctrica de inducción con dos barras rotas.....	155
Figura 4-16. Espectro en frecuencia del modulo de la fase de la corriente de la señal analítica.	156
Figura 5-1. Ordenación de la Matriz de Inductancias.....	160
Figura 5-2. Estructura de la Matriz de Inductancias.....	160
Figura 5-3. Esquema gráfico del cálculo de la inductancia (a) para una posición contigua (b) para la siguiente posición.....	161

Figura 5-4. Esquema gráfico del cálculo de la inductancia para máquina con excentricidad estática.....	163
Figura 5-5. Esquema gráfico del cálculo de la inductancia para máquina con excentricidad dinámica. ...	164
Figura 5-6. Diagrama de Bloques del Programa que Implementa el Modelo Analítico del Motor.	165
Figura 5-7. Organización de la Estructura de Datos.....	167
Figura 5-8. Estructura de cómo se construye la máquina eléctrica rotativa.....	167
Figura 5-9. Estructura de Cómo se Construye la Máquina Eléctrica Rotativa.	168
Figura 5-10. Esquema de funcionamiento del modelo analítico de la máquina eléctrica rotativa de inducción.	169
Figura 5-11. Representación de la Tensión de una Fase en el tiempo.....	171
Figura 5-12. Representación de la Intensidad de Línea en el tiempo.	172
Figura 5-13. Representación en Frecuencia de la Tensión de la Intensidad de Línea en el tiempo.....	172
Figura 5-14. Representación en Frecuencia de la Tensión de Fase.	173
Figura 5-15. Representación en Frecuencia de la Intensidad de Línea.....	173
Figura 5-16. Representación de la Tensión de una Fase Simulada en el Tiempo.....	174
Figura 5-17. Representación de la Intensidad de Línea Simulada en el Tiempo.	175
Figura 5-18. Representación en Frecuencia de la Tensión de Fase Simulada.	175
Figura 5-19. Representación en Frecuencia de la Intensidad de Línea Simulada.....	176
Figura 5-20.- Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1490 r.p.m.....	178
Figura 5-21. Ampliación de la representación en frecuencia de la intensidad de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real.....	179
Figura 5-22. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1490 r.p.m.	180
Figura 5-23. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1470 r.p.m.....	181
Figura 5-24. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1470 r.p.m.	182
Figura 5-25. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1450 r.p.m.....	183
Figura 5-26. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1450 r.p.m.	184
Figura 5-27. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1430 r.p.m.....	185
Figura 5-28. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1430 r.p.m.	186
Figura 5-29. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1410 r.p.m.....	187
Figura 5-30. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1410 r.p.m.	188
Figura 5-31. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota y excentricidad mixta simulada a 1410 r.p.m.....	189
Figura 5-32. Representación (a) de las tensiones (b) de las corrientes de fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.	190
Figura 5-33. Representación (a) temporal (b) en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.....	191

Figura 5-34. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.....	191
Figura 5-35 Representación en modo polar de la transformada de Park de las corrientes de alimentación de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.	192
Figura 5-36. Representación de la componente “d” de la transformada de Park en frecuencia de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.	192
Figura 5-37. Representación (a) de las tensiones (b) de las corrientes de fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada.....	193
Figura 5-38. Representación (a) temporal (b) en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada.....	194
Figura 5-39. Representación en frecuencia del espectro de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada con 200.000 muestras.	195
Figura 5-40. Representación en frecuencia del espectro de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada para 20.000 muestras.	195
Figura 5-41. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada.....	196
Figura 5-42. Representación (a) de la transformada de Park en modo polar (b) de la corriente “d” en frecuencia de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.	197
Figura 5-43. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (0-300 Hz).	198
Figura 5-44. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (0-1000 Hz).	199
Figura 5-45. Representación (a) de la transformada de Park en modo polar (b) de la corriente “q” en frecuencia de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.....	200
Figura 6-1. Representación de la evolución de los armónicos de la excentricidad mixta (a) para k=1 (b) para k=2 (c) para k=3 (d) para k=4.....	204
Figura 6-2. Representación de la evolución del armónico lateral debido a la rotura de una barra.	205
Figura 6-3. Obtención de la matriz de patrones.....	208
Figura 6-4. Evolución de los armónicos característicos para una excentricidad estática fija y sus posibles combinaciones con la excentricidad dinámica.	209
Figura 6-5. Representación tridimensional de la evolución de los armónicos característicos de la excentricidad.	210
Figura 6-6. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada a 1455 r.p.m.....	213
Figura 6-7. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada a 1455 r.p.m.	214
Figura 6-8. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática simulada a 1455 r.p.m.	215
Figura 6-9. Representación en frecuencia del valor alterno del modulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática simulada a 1455 r.p.m.....	215
Figura 6-10. Representación en frecuencia de 0-100 Hz de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad mixta simulada a 1455 r.p.m.	216
Figura 6-11. Representación en frecuencia de 0-1000 Hz de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad mixta simulada a 1455 r.p.m.....	216
Figura 6-12. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad mixta simulada a 1455 r.p.m.....	217
Figura 6-13. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (a) 0-100 Hz (b) 0-1000 Hz de la máquina eléctrica simulada con excentricidad mixta y una barra rota a 1455 r.p.m.	218

Figura 6-14. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica simulada con excentricidad mixta y una barra rota a 1455 r.p.m.	219
Figura 6-15. Representación de la corriente de una fase en frecuencia de la máquina eléctrica sana a 1455 r.p.m.	220
Figura 6-16. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase (b) del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana a 1455 r.p.m.	221
Figura 6-17. Representación en frecuencia 0-100 Hz del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana a 1455 r.p.m.	222
Figura 6-18. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (a) 0-100 Hz y (b) 0-1000 Hz de la máquina real con tapas desplazadas a 1455 r.p.m.	223
Figura 6-19. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina real con tapas desplazadas a 1455 r.p.m.	224
Figura 6-20. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase 0-100 Hz (b) del módulo del valor alterno del módulo de la señal analítica 0-1000 Hz de la máquina real con rotor aplanado parcialmente a 1450 r.p.m.	225
Figura 6-21. Representación en frecuencia 0-100 Hz del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina real con rotor aplanado parcialmente a 1450 r.p.m.	226
Figura 6-22. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (a) 0-100 Hz (b) 0-1000 Hz de la máquina real con barra rota a 1455 r.p.m.	227
Figura 6-23. Representación en frecuencia 0-100 Hz del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina real con barra rota a 1455 r.p.m.	228
Figura 6-24. Representación en frecuencia mediante la transformada de Fourier de la corriente de una fase de la máquina con una barra rota (a) a 1498.8 r.p.m., (b) a 1492.5 r.p.m., (c) a 1456.2 r.p.m. y (d) a 1407.6 r.p.m.	228
Figura 6-25. Representación en frecuencia mediante la transformada de Fourier del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina con una barra rota (a) a 1498.8 r.p.m., (b) a 1492.5 r.p.m., (c) a 1456.2 r.p.m. y (d) a 1407.6 r.p.m.	229
Figura 6-26. Representación de los filtros de las bandas de la transformada discreta wavelet, señal de aproximación y detalle.	232
Figura 6-27. Representación de la corriente de arranque de una máquina eléctrica con una barra rota. ...	233
Figura 6-28. Representación de la corriente de arranque de una máquina eléctrica con una barra rota. ...	233
Figura 6-29. Representación de una señal de test mediante la Wavelet Continua.	235
Figura 6-30. Representación de una señal de test mediante la Wavelet Continua Compleja.	236
Figura 6-31. Densidad espectral de la corriente de una máquina con una barra rota.	237
Figura 6-32. Representación de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.	237
Figura 6-33. Representación (a) tridimensional (b) bidimensional del módulo de la transformada compleja continua de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.	238
Figura 6-34. Representación de la envolvente de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.	239
Figura 6-35. Representación de transformada wavelet continua de la envolvente de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.	239
Figura 6-36. Representación (a) de la corriente de arranque (b) de la velocidad de arranque de la máquina eléctrica de inducción con una barra rota.	241
Figura 6-37. Representación de la transformada Wavelet discreta de la corriente de arranque de una máquina con una barra rota.	242
Figura 6-38. Representación de la señal de aproximación de la transformada Wavelet discreta de la corriente de arranque de una máquina con una barra rota.	242

Figura 6-39. Representación (a) de la corriente (b) de la velocidad de la máquina simulada con excentricidad.	243
Figura 6-40. Representación (a) de la envolvente de la corriente (b) del armónico característico de la máquina simulada con excentricidad.	243
Figura 6-41. Representación de la envolvente de la señal de aproximación de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.	244
Figura 6-42. Representación de la frecuencia instantánea del armónico lateral característico de la rotura de barras.	245
Figura 6-43. Representación de la frecuencia instantánea del armónico lateral característico de la rotura de barras frente al deslizamiento de la máquina.	245
Figura 6-44. Representación de la frecuencia instantánea del armónico característico de la excentricidad frente al deslizamiento de la máquina.	246
Figura 6-45. Representación de la frecuencia instantánea del armónico característico de la excentricidad frente al deslizamiento de la máquina.	246
Figura A-1. Fotografía del Osciloscopio Yokogawa DL 750.	270
Figura A-2. Placa de Características de la máquina eléctrica ABB sana.	270
Figura A-3. Placa de Características de la máquina eléctrica Siemens sana.	271
Figura A-4. Dibujo de las tapas de un motor (a) sin modificar (b) desplazando el asiento del cojinete.	271
Figura A-5. Fotografía de la tapa de la máquina modificada.	272
Figura A-6. Fotografía del estator de la máquina y de la espira exploradora.	272
Figura A-7. Vista frontal del rotor.	273
Figura A-8. Fotografía del rotor aplanado parcialmente.	273
Figura A-9. Fotografía del estator de la máquina y de la espira exploradora.	273
Figura A-10. Fotografías de la máquina eléctrica Siemens con excentricidad variable.	274
Figura A-11. Placa de Características de la máquina eléctrica Siemens con Rotura de Barras.	274
Figura A-12. Rotor con una barra rota.	275

Planteamiento y resumen de la tesis doctoral

Las máquinas eléctricas de inducción están presentes en la mayoría de los procesos productivos (suponen alrededor de un 90% del total de las máquinas eléctricas existentes en el mercado), gracias a su simplicidad constructiva y a su fiabilidad. Por motivos de producción y sobre todo económicos se hace necesario poder diagnosticar y detectar los posibles fallos que puedan surgir, incluso de modo incipiente, para evitar paradas no programadas con las consecuencias negativas que esto supone. De ahí que en las últimas décadas se hayan realizado inversiones tanto económicas como humanas para investigar y desarrollar técnicas no invasivas que sean capaces de detectar y diagnosticar los fallos o averías que puedan surgir. Además es muy recomendable que estas técnicas puedan ser aplicadas en línea, sin necesidad de parar la máquina eléctrica, y bajo cualquier régimen de funcionamiento.

Tradicionalmente, la detección y diagnóstico de fallos en las máquinas eléctricas se ha realizado en régimen permanente. Inicialmente, se utilizó la medida de las vibraciones de la máquina. Desde hace unos años se está investigando y experimentando con la medida de la corriente estatórica, basándose principalmente en el análisis frecuencial mediante la transformada de Fourier. Recientemente, se están aplicando nuevas técnicas avanzadas de análisis de señal para sustituir a la transformada de Fourier, ya que esta presenta problemas indeseados, como por ejemplo el efecto de dispersión de la señal o comúnmente denominado como efecto “leakage”. También se ha comenzado a utilizar señales capturadas en régimen transitorio, principalmente la corriente de la máquina eléctrica consumida en el arranque, para su posterior análisis mediante la transformada wavelets y a través de esta transformada diagnosticar y detectar las posibles averías. Esta es una de las líneas principales de desarrollo del grupo de investigación al que pertenezco.

En la presente tesis se desarrollan cuatro nuevos métodos basados en diferentes técnicas avanzadas de señal para la detección y la diagnosis de asimetrías rotóricas en máquinas eléctricas de inducción, centrándose principalmente en el fallo de la excentricidad y se aplica también a la rotura de barras y a otros tipos de averías electromecánicas.

Los métodos o técnicas desarrollados en la tesis son cuatro: dos de ellos se aplican al régimen permanente de funcionamiento, y los otros dos el régimen transitorio, evaluándose la aportación de cada uno de ellos.

Dos de estos métodos desarrollados se basan en la aplicación de la Transformada de Hilbert (HT) a la corriente estatórica que circula por una sola de las fases de la máquina y en el posterior análisis de los resultados, uno para el régimen permanente y el otro para el régimen transitorio. La tesis hace hincapié en las ventajas que aporta esta nueva técnica en régimen permanente frente al tradicional análisis de Fourier, como son la eliminación del indeseado efecto de dispersión, la independencia de la frecuencia de la red y su validez para cualquier avería electromecánica en cualquier régimen de funcionamiento (desde vacío a plena carga), como por ejemplo la detección de rotura de barras a deslizamientos bajos. El método desarrollado en la tesis para su aplicación al régimen transitorio permite representar las frecuencias características del fallo frente al deslizamiento de la máquina, ampliando así el rango de frecuencias empleado en el diagnóstico. Además al representarlo frente al deslizamiento le confiere un carácter genérico o universal, independiente de la carga, inclusive válido para el régimen permanente.

Los otros dos métodos, uno para cada régimen de funcionamiento, se basan en la creación de patrones característicos de fallos o averías en las máquinas eléctricas, de tal modo que se identifiquen fácilmente indicadores de fallos en los mismos. De esta forma, para la detección y diagnóstico de fallos se emplean más indicadores que un simple armónico a una frecuencia determinada. Ambos métodos se basan en la medida de la corriente estatórica en régimen transitorio o permanente, según de qué método se trate. A partir de la misma se generan patrones de contenido de armónicos, que se comparan con patrones predefinidos generados mediante el modelo matemático de la máquina eléctrica. Dicho modelo, capaz de reproducir el contenido de armónicos característico de cada fallo, en régimen permanente y transitorio, ha sido desarrollado en el marco de la presente tesis.

El modelo matemático de la máquina eléctrica de inducción que se ha desarrollado se basa en el análisis analítico de los circuitos acoplados de la máquina eléctrica (MCSA). El modelo es una herramienta que permite simular máquinas eléctricas con anomalías o fallos de una forma rápida y sencilla. Gracias a esto se pueden validar las técnicas aportadas como solución antes de verificarlas de forma experimental. El modelo desarrollado presenta como gran novedad la forma de calcular la matriz de inductancias de la máquina eléctrica que se va a construir. Este cálculo se realiza mediante la técnica matemática de la convolución, empleada para la obtención de la matriz de inductancias de la máquina bajo condiciones de fallos. Este cálculo que se efectúa sólo una vez almacenado la matriz de las inductancias para su posterior utilización durante la simulación del funcionamiento de dicha máquina eléctrica. Se opta por un modelo circuital frente a los modelos basados en elementos finitos ya que resulta mucho más rápido y flexible, cualidades necesarias para desarrollar una amplia variedad de simulaciones bajo múltiples condiciones de fallo.

La presente Tesis se estructura en 7 capítulos organizados de la siguiente forma:

El primer capítulo consta de una breve introducción, que sirve como punto de partida de la presente Tesis.

En el segundo capítulo se define el objetivo general de la Tesis y los objetivos particulares necesarios para conseguir dicho objetivo.

El tercer capítulo se encarga de realizar una revisión histórica a varios niveles. Para comenzar se revisan y se realiza una clasificación de los principales fallos que se dan en las máquinas eléctricas. Después se analizan las magnitudes que caracterizan a las máquinas eléctricas. Se revisan las principales técnicas y herramientas de señal utilizadas, exponiendo brevemente su desarrollo. Se realiza una revisión de los modelos matemáticos y de los diferentes tipos existentes comparando sus principales características. Se revisan los índices aportados por otros autores a la diagnosis de los fallos. Para finalizar con este capítulo se realiza una revisión crítica experimental de las técnicas anteriormente mencionadas mediante ensayos experimentales con máquinas eléctricas modificadas para provocarles los fallos correspondientes.

El cuarto capítulo es una recopilación de los problemas prácticos que surgen cuando se realiza el análisis de las señales de las magnitudes obtenidas de las máquinas eléctricas.

En el quinto capítulo se expone como se ha desarrollado el modelo matemático utilizado en la presente Tesis.

En el sexto capítulo se aportan las cuatro nuevas soluciones para la detección y diagnóstico de fallos de tipo asimetrías rotóricas en las máquinas eléctricas.

Para finalizar en el séptimo capítulo se presentan las conclusiones obtenidas a la presente Tesis.

Se destacan los siguientes siete artículos, de los desarrollados durante el proceso de la presente tesis que se mencionan en el capítulo 10, por estar publicados o en fase de publicación en libros o revistas internacionales de alto impacto en el área de la ingeniería eléctrica. Los dos primeros artículos se encuentran publicados como capítulos de libros de la editorial Springer y de la Editorial IOS Press. Los dos siguientes están aceptados por revistas del IEEE, en fase de edición. Mientras que los tres últimos han sido presentados a revistas IEEE y a día de hoy se encuentran en fase de revisión:

- J. Roger Folch, Pérez Cruz, J., Pineda Sanchez, M., Puche Panadero, R., "Quadtree Meshes Applied to the Finite Element Computation of Phase Inductances in An Induction Machine" in *Intelligent Computer Techniques in Applied Electromagnetics* vol. 119/2008, S.B. Heidelberg, pp. 117-124, Ed. Springer, 2008.
- J. Roger Folch, Pérez Cruz, J., Pineda Sanchez, M., Puche Panadero, R., "Very fast and easy to compute analytical model of the magnetic field in induction machines with distributed windings," in *Advanced Computer Techniques in Applied Electromagnetics*, A. K. Sławomir Wiak, Ivo Dolezel, pp. 72-79, Ed. IOS Press Amsterdam (Netherlands), 2008.
- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp M., Roger Folch, J., Hurtado Perez, E., Perez Cruz, J., "Improved resolution of the MCSA method via Discrete Hilbert Transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. Aceptado el 10 de julio, en fase de Edición, 2008.
- M. Riera Guasp, Antonino Daviu, J.A., Pineda-Sánchez, M., Puche-Panadero, R., Pérez-Cruz, J., "A general approach for the transient detection of slip-dependant fault components based on the Discrete Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI: 10.1109/TIE.2008.2004378, available at IEEEXplore, 2008.
- M. Pineda Sanchez, Riera Guasp, M., RogerFolch, J., Perez-Cruz, J., Antonino-Daviu, J.A., Puche-Panadero, R., "Transient MCSA via Modulus of the Continuous Complex Wavelet: a pattern approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. En fase de Revisión, 2008.

- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp, M., Roger Folch, J. , Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A., " Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part I: theoretical analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. En fase de Revisión, 2008.
- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp, M., Roger Folch, J., Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A., "Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part II: practical implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, En fase de Revisión, 2008.

Plantejament i resum de la tesi doctoral

Les màquines elèctriques d'inducció s'ubiquen en tots els processos productius, ja que ocupen al voltant d'un 90% del total de les màquines elèctriques existents al mercat, en part això s'ha aconseguit gràcies a la simplicitat constructiva. Per motius de producció i, sobretot, econòmics es fa necessari poder diagnosticar i detectar les possibles fallades que puguem sorgir per a evitar parades no programades amb les conseqüències que aquestes comporten. Per això en les últimes dècades s'han realitzat inversions, tant econòmiques com humanes, per a investigar i desenvolupar tècniques no invasives que siguin capaces de forma incipient de detectar i diagnosticar les fallades o avaries que puguem sorgir; a més, és molt recomanable que aquestes tècniques estiguin en línia amb la màquina elèctrica sense necessitat de parar-la, adaptant-se als règims de funcionament.

Tradicionalment, l'anàlisi dels senyals per a la detecció i diagnosi de fallades en les màquines elèctriques s'ha realitzat en règim permanent. Inicialment, es va utilitzar la mesura de les vibracions de la màquina. A hores d'ara, es continua utilitzant en la indústria la mesura de les vibracions, encara que aquesta tècnica no resulte del tot fiable i, sobretot, no permeta discriminar entre algunes fallades. Des de fa uns anys, s'està investigant i experimentant amb la mesura del corrent estatòric, basant-se principalment en l'anàlisi freqüencial per mitjà de la transformada de Fourier. Recentment, s'estan aplicant noves tècniques avançades d'anàlisi de senyal per a substituir la transformada de Fourier, ja que aquesta presenta problemes indesitjables, com per exemple l'efecte de dispersió del senyal, comunament denominat efecte *leakage*. També s'ha començat a utilitzar senyals capturats en règim transitori, principalment el corrent de la màquina elèctrica consumida en l'arrancada, per a la posterior anàlisi per mitjà de la transformada wavelets i, mitjançant aquesta transformada diagnosticar i detectar les possibles avaries. Aquesta és una de les principals línies de desenvolupament del grup d'investigació al que perteneix.

En la present tesi es desenvolupen quatre nous mètodes basats en diferents tècniques avançades de senyal per a la detecció i la diagnosi d'asimetries del rotor en màquines elèctriques d'inducció, que es centren principalment en la fallada de l'excentricitat i s'aplica també a la ruptura de barres, i s'estén a altres tipus d'avaries electromecàniques. Els mètodes o tècniques desenvolupats en la tesi són quatre, dos tracten el règim permanent de funcionament i els altres dos el règim transitori, a més s'avalua l'aportació de cada un.

Dos d'aquests mètodes desenvolupats es basen en l'aplicació de la transformada de Hilbert (HT) al corrent del estator que circula per una sola de les fases de la màquina i en la posterior anàlisi dels resultats, un per al règim permanent i l'altre per al règim transitori. La tesi fa insistència en els avantatges que aporta aquesta nova tècnica en règim permanent enfront de la tradicional anàlisi de Fourier, com ara l'eliminació de l'indesitjat efecte de dispersió, la independència de la freqüència de la xarxa i la seua validesa per a qualsevol avaria electromecànica en qualsevol règim de funcionament (des del buit fins a la càrrega plena), com per exemple la detecció de ruptura de barres a lliscaments baixos. El mètode desenvolupat en la tesi per al règim transitori permet representar les freqüències característiques de la fallada enfront del lliscament de la màquina i aporta una visió evolutiva de la fallada. A més, al representar-lo enfront del

lliscament li confereix un caràcter genèric o universal, inclusivament vàlid per al règim permanent.

Els altres dos mètodes, un per a cada règim de funcionament, es basen en la creació de patrons característics de fallades o avaries en les màquines elèctriques, de tal manera que s'hi localitzen fàcilment indicadors de fallades. D'aquesta manera, per a la detecció i diagnòsi de fallades s'utilitzen més indicadors que un simple harmònic a una freqüència determinada com es feia tradicionalment amb risc d'induir a errors. Ambdós es basen en la mesura del corrent estatòric en règim transitori o permanent segons de quin mètode es tracte, i després de l'anàlisi comparar amb els patrons creats per mitjà de l'ús de ferramentes com per exemple un model matemàtic de la màquina elèctrica.

A més, es desenvolupa un model matemàtic de la màquina elèctrica d'inducció basat en l'anàlisi analítica dels circuits adaptats de la màquina elèctrica (MCSA). Aquest model no té tanta precisió com un model basat en elements finits (FEM) però en canvi té un menor cost computacional. El model és una eina que permet simular màquines elèctriques amb anomalies o fallades d'una forma ràpida i senzilla. Gràcies a això es poden validar les tècniques aportades com a solució abans de verificar-les de forma experimental.

El model desenvolupat presenta com a gran novetat la forma de calcular la matriu d'inductàncies de la màquina elèctrica que es vol construir. Aquest càlcul es realitza per mitjà de la tècnica matemàtica de la convolució, que s'efectua només una vegada emmagatzemant la matriu de les inductàncies per a la posterior utilització durant la modelització de l'esmentada màquina elèctrica.

S'opta per un model basat en circuits enfront dels models basats en elements finits, ja que el model basat en circuits resulta molt més econòmic, i molt més eficaç computacionalment a causa de l'estalvi temporal, a més, com que està desenvolupat per l'autor es poden introduir modificacions i millores quan es vulga, amb la qual cosa resulta molt més adaptable a futurs treballs.

La present tesi s'estructura en set capítols, organitzats de la forma següent:

El primer capítol consta d'una breu introducció, que serveix com a punt de partida d'aquesta tesi.

En el segon capítol es defineix l'objectiu general de la tesi i els objectius particulars necessaris per a aconseguir aquest objectiu.

El tercer capítol s'encarrega de realitzar una revisió històrica a diversos nivells. Per a començar es revisen i es realitza una classificació de les principals fallades que es donen en les màquines elèctriques. Després s'analitzen les magnituds que caracteritzen les màquines elèctriques. Es revisen les principals tècniques i ferramentes de senyal utilitzades, exposant-ne breument el desenvolupament. Es realitza una revisió dels models matemàtics i dels diferents tipus existents comparant les principals característiques. Es revisen els índexs aportats per altres autors a la diagnòsi de les fallades. Per a finalitzar amb aquest capítol, es realitza una revisió crítica experimental de les tècniques anteriorment mencionades per mitjà d'assajos experimentals amb màquines elèctriques modificades per a provocar-los les fallades corresponents.

El quart capítol és una recopilació dels problemes pràctics que sorgeixen quan es realitza l'anàlisi dels senyals de les magnituds obtingudes de les màquines elèctriques.

En el cinquè capítol s'exposa com s'ha desenvolupat el model matemàtic utilitzat en la present tesi.

En el sisè capítol s'aporten les quatre noves solucions per a la detecció i diagnosi de fallades de l'estil d'asimetries en el rotor en les màquines elèctriques.

Per a finalitzar, en el setè capítol es presenten les conclusions obtingudes en la present tesi.

Es destaquen els següents set articles, dels desenvolupats durant el procés de la present tesi que es mencionen en el capítol 10, perquè estan publicats o en fase de publicació en llibres o revistes internacionals d'alt impacte en l'àrea de l'enginyeria elèctrica. Els dos primers articles es troben publicats com a capítols de llibres de l'editorial Springer i de l'editorial IOS Press. Els dos següents estan acceptats per revistes de l'IEEE, en fase d'edició. Mentre que els tres últims s'han presentat a revistes de l'IEEE i a hores d'ara es troben en fase de revisió:

- J. Roger Folch, Pérez Cruz, J., Pineda Sanchez, M., Puche Panadero, R., "Quadtree Meshes Applied to the Finite Element Computation of Phase Inductances in An Induction Machine" in *Intelligent Computer Techniques in Applied Electromagnetics* vol. 119/2008, S.B. Heidelberg, pp. 117-124, Ed. Springer, 2008.
- J. Roger Folch, Pérez Cruz, J., Pineda Sanchez, M., Puche Panadero, R., "Very fast and easy to compute analytical model of the magnetic field in induction machines with distributed windings," in *Advanced Computer Techniques in Applied Electromagnetics*, A. K. Sławomir Wiak, Ivo Dolezel, pp. 72-79, Ed. IOS Press Amsterdam (Netherlands), 2008.
- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp M., Roger Folch, J., Hurtado Perez, E., Perez Cruz, J., "Improved resolution of the MCSA method via Discrete Hilbert Transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. Aceptado el 10 de julio, en fase de Edición, 2008.
- M. Riera Guasp, Antonino Daviu, J.A., Pineda-Sánchez, M., Puche-Panadero, R., Pérez-Cruz, J., "A general approach for the transient detection of slip-dependant fault components based on the Discrete Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI: 10.1109/TIE.2008.2004378, available at IEEEXplore, 2008.
- M. Pineda Sanchez, Riera Guasp, M., RogerFolch, J., Perez-Cruz, J., Antonino-Daviu, J.A., Puche-Panadero, R., "Transient MCSA via Modulus of the Continuous Complex Wavelet: a pattern approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. En fase de Revisión, 2008.

- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp, M., Roger Folch, J. , Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A., " Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part I: theoretical analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. En fase de Revisión, 2008.
- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp, M., Roger Folch, J., Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A., "Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part II: practical implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, En fase de Revisión, 2008.

Thesis exposition and summary

The electrical induction machines are part of most production processes (they account for more than 90% of all electrical equipment) due to its simplicity constructive and reliability. Production and economic reasons is necessary to diagnose and detect possible failures that may arise, to avoid unscheduled stops with their consequences. Hence in the last decades, investing economic and human resources have been made to research and develop non-invasive techniques able to detect and diagnose incipient failures or malfunctions. Also it is strongly recommended that these techniques can work on line, with the machine running, and indifferent operation regimes.

Traditionally, analysis of signals to detect and diagnose faults in electrical machine has been made in permanent regime. Initially, the measure vibrations of the machine were used. Since several years, current stator measures are also used, based mainly in the frequency analysis by Fourier transform. Recently, new techniques based in advanced signal analysis are being applied to replace the Fourier transform, due to problems, as the effect of dispersion of the signal or commonly known as the effect of "leakage". Also it has begun to use signals captured in the transitional operation, mainly the starting current, for further analysis through wavelets transform and for diagnosing possible failures. This is a principal work developed for my workgroup.

In this thesis four new methods are developed, based on different techniques and advanced signal detection for diagnosing asymmetries in rotor of electrical machine induction, mainly of the eccentricity also applied to the broken bars and to other types of electromechanical breakdowns. The methods and techniques developed in the thesis are four, two of them for the permanent regime, and the other two for the transient regime.

Two of these methods are developed based on the implementation of the Hilbert transform (HT) to one stator current of the machine. The thesis emphasizes the benefits this new technique in permanent regime versus traditional Fourier analysis, such as the elimination of the effect of dispersion, the independence of the power frequency and its validated for any electrical fault in any operation regime (from no load to full load), for example the detection of broken bars at low slip. The method developed in the thesis for the transient regime allows represent the frequency characteristics of faults versus the slip of the machine, expanding the frequencies range used in the diagnosis. In addition to represent versus the slip makes it universal, independent of the load, and valid for the permanent and transient regime.

The other two methods, one for each operating regime, are based on failures patterns of electrical machine, so as to easily locate indicators of failures in them. Thus, for the detection and fault diagnosis indicators are used more than a simple harmonic at a frequency determined as was the case traditionally at risk of inducing errors. Both are based on the extent of the current transitional arrangements in stators or permanent depending on which method is concerned, and after analysis comparing the patterns created using tools such as a mathematical model of the electrical machine.

In addition develops a mathematical model of the machine electric induction, based on an analysis of analytical coupled circuits of electric machinery (MCSA). This model

does not have as much precision as a model based on finite element method (FEM) but instead has a lower cost computing. The model is a tool that allows machines to simulate electrical anomalies or failures of a quick and simple. Through this validation techniques can be made as a solution before verify them on an experimental basis. The model developed presented as the great new way to calculate the matrix of inductors of the electrical machine to be built. This is calculated by the mathematical technique of convolution that takes place only once stored the matrix of inductors for subsequent use during modelling such electrical machinery. It chooses a model circuital compared to models based on finite element model for the circuital is much cheaper and much more computationally efficient because of their temporary savings, in addition to being developed by the author can make changes and improvements when desired, resulting much more adaptable to future work.

This thesis is divided into 7 chapters organized as follows:

The first chapter contains a brief introduction, which serves as a starting point of this thesis.

The second chapter defines the general aim of the thesis and the particular objectives needed to achieve that objective.

The third chapter provides a historical review at various levels. At the outset are reviewed and made a classification of the failures that occur in the electrical machine. After analyzed the magnitudes that characterize the electrical machines. We review the main techniques and tools used signal, briefly exposing their development. A review of different mathematical models are compared their main features. We review the indicators provided by other authors to diagnose faults. To conclude this chapter realized an experimental critical review of techniques with electrical machines modified to cause failures.

The fourth chapter is a collection of practical problems that arise when realized the analysis of signals obtained quantities of electrical machines.

In the fifth chapter is presented the mathematical model used in this thesis.

In the sixth chapter will exposed four new solutions to detect for diagnosing faults type asymmetries in rotor of the electrical machine.

To finish in the seventh chapter presents the conclusions to this thesis.

It highlights the following seven articles, to develop during thesis processes that they mentioned in 10 chapter, because they were published or publication stage in books or international magazines with high impact in the electrical engineering area. The first two articles are published as chapters of books of Springer publisher and IOS Press publisher. The following two articles are accepted by the IEEE magazines, stage editing. While the last three have been submitted to IEEE magazines, today are under review:

- J. Roger Folch, Pérez Cruz, J., Pineda Sanchez, M., Puche Panadero, R., "Quadtree Meshes Applied to the Finite Element Computation of Phase Inductances in An Induction Machine" in *Intelligent Computer Techniques in Applied Electromagnetics* vol. 119/2008, S.B. Heidelberg, pp. 117-124, Ed. Springer, 2008.
- J. Roger Folch, Pérez Cruz, J., Pineda Sanchez, M., Puche Panadero, R., "Very fast and easy to compute analytical model of the magnetic field in induction machines with distributed windings," in *Advanced Computer Techniques in Applied Electromagnetics*, A. K. Sławomir Wiak, Ivo Dolezel, pp. 72-79, Ed. IOS Press Amsterdam (Netherlands), 2008.
- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp M., Roger Folch, J., Hurtado Perez, E., Perez Cruz, J., "Improved resolution of the MCSA method via Discrete Hilbert Transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. Aceptado el 10 de julio, en fase de Edición, 2008.
- M. Riera Guasp, Antonino Daviu, J.A., Pineda-Sánchez, M., Puche-Panadero, R., Pérez-Cruz, J., "A general approach for the transient detection of slip-dependant fault components based on the Discrete Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI: 10.1109/TIE.2008.2004378, available at IEEEXplore, 2008.
- M. Pineda Sanchez, Riera Guasp, M., RogerFolch, J., Perez-Cruz, J., Antonino-Daviu, J.A., Puche-Panadero, R., "Transient MCSA via Modulus of the Continuous Complex Wavelet: a pattern approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. En fase de Revisión, 2008.
- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp, M., Roger Folch, J. , Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A., " Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part I: theoretical analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. En fase de Revisión, 2008.
- R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp, M., Roger Folch, J., Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A., "Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part II: practical implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, En fase de Revisión, 2008.

1 Introducción

Tradicionalmente las máquinas eléctricas rotativas han sido consideradas como elementos de bajo mantenimiento, sobre todo las máquinas de inducción de jaula de ardilla, sin embargo, pueden sufrir fallos o anomalías tanto de tipo eléctrico, como mecánico, o inclusive una combinación de ambos tipos. Estos fallos o anomalías pueden estar causados por factores térmicos, químicos o de otra naturaleza y la gran mayoría de veces suelen estar relacionados con el ambiente dónde se ubique la máquina eléctrica o el ciclo de trabajo que realice.

Desde el punto de vista mecánico, las maquinas eléctricas rotativas pueden estar sometidas a arranques muy frecuentes, ciclos de trabajo muy pesados (vacío - plena carga), a marchas intermitentes, cargas pulsantes, etc. Desde el punto de vista eléctrico, pueden estar sometidas a transitorios indeseados en su alimentación, etc. Además existen problemas térmicos y de contaminación ambiental.

Todas las anteriores causas mencionadas y otras pueden provocar diferentes fallos en las máquinas eléctricas rotativas. Por todo lo anterior, cada día es más necesario conocer el estado de las máquinas y poder detectar y diagnosticar los posibles fallos que puedan aparecer, de una forma incipiente a ser posible.

A lo expuesto en los dos párrafos anteriores, se une la apertura reciente de las fronteras y con ello la introducción a nuevos mercados (tanto en importación como en exportación), la cada vez más emergente libre competencia entre diferentes países, etc. Lo cual desemboca en todos los sectores industriales, en una reducción de los costes por parte del empresario, mediante el uso de materiales más económicos, el abaratamiento de la mano de obra, la automatización de las plantas de producción, etc.

Actualmente en el sector industrial de forma generalizada se están produciendo cambios e innovaciones para adaptarse a los nuevos tiempos que se avecinan. Uno de estas innovaciones es el incremento experimentado por los presupuestos destinados al mantenimiento de las máquinas eléctricas rotativas y demás equipos industriales. Sobre todo debido al hecho de que las pérdidas ocasionadas por una avería inesperada de una máquina o un equipo dentro del proceso de producción pueden acarrear importantes pérdidas para la empresa.

La consecuencia de este aporte económico destinado al desarrollo del mantenimiento, son los estudios elaborados y el desarrollo de planes de mantenimiento realizados en los últimos años. Además se han realizado estudios sobre la clasificación de los fallos, la frecuencia con que se producen los fallos, las diferentes formas de diagnosticar los fallos, etc. A continuación, se comentan brevemente los diferentes planes o estrategias del mantenimiento industrial así como su evolución sufrida en los últimos años, siempre haciendo hincapié en las máquinas eléctricas rotativas ya que son el objeto de estudio de esta Tesis.

El Mantenimiento Correctivo se basa en la intervención en caso de que ocurra una avería, manifestada como parada de un equipo o instalación, es decir la interrupción súbita de la producción en la empresa. El mantenimiento correctivo es el modelo más común en la pequeña y mediana empresa, y aunque tradicionalmente ha sido el más usado, desde hace relativamente poco tiempo impera la tendencia de crear planes de mantenimiento preventivo que a largo plazo resultan mucho más eficaces. En la

actualidad sólo se usa el mantenimiento correctivo cuando los costes de una parada imprevista son menores que realizar un mantenimiento preventivo. Normalmente su uso es en sistemas secundarios que no interfieren en la producción de una empresa [1].

El Mantenimiento Preventivo surgió para remediar los inconvenientes del correctivo, es decir tener que actuar una vez que ocurría el fallo con las pertinentes consecuencias. A diferencia con el mantenimiento correctivo se produce el cambio de las piezas o partes del sistema propensas a fallos con cierta periodicidad. Esta periodicidad está programada mediante análisis estadísticos o tras una avería o fallo mediante la realización de históricos. Esto provoca un desaprovechamiento de material y de recursos, ya que las reposiciones de material se realizan de una forma periódica. Al ser de forma periódica habrá veces que los materiales serán cambiados acortando su vida útil, por tanto incrementando el presupuesto necesario para realizar dicho mantenimiento.

Este mantenimiento contempla una serie de actividades características como la limpieza y revisiones periódicas, la conservación de equipos y protección contra agentes ambientales, lubricación, reparación y recambios planificados, etc.

Durante los años cincuenta, se produjo un avance en la tecnología estadística y de la organización de la producción y aunque se produjo un pequeño avance en la tecnología informática, este fue suficiente para poder realizar muestreos estadísticos sobre los productos. Estos estudios determinaban el momento más óptimo para realizar la parada del equipo y realizar las labores de mantenimiento. Hoy en día, existen planes de mantenimiento o estudios que nos garantizan el mantenimiento preventivo de todos los componentes de la empresa.

Al comienzo de aplicar el mantenimiento preventivo, pensaron que una vez cambiados los sistemas y/o elementos propensos a fallos, el sistema volvía a tener la misma probabilidad de fallar que cuando era nuevo. Más tarde se comprobaría que esto sólo ocurre con algunos sistemas muy sencillos, y por tanto, se evolucionó desde el mantenimiento preventivo hacia el denominado como predictivo.

El Mantenimiento Predictivo se puede definir como el seguimiento organizado con medición periódica o continua de variables de estado del sistema y su comparación con unos patrones preestablecidos, para la determinación del instante en que se debe producir la intervención para el mantenimiento. El mantenimiento predictivo consiste en reparar el fallo cuando este se encuentra aún en un estado incipiente, es decir justo antes de que se produzca.

Pero no todo van a ser ventajas con el mantenimiento predictivo, también posee unos inconvenientes tales como son: la limitación del instrumental de medida, ya que sólo se deben realizar medidas no invasivas, mayores inversiones iniciales y una formación elevada de los técnicos de mantenimiento.

En los párrafos anteriores se han mencionado las diferentes técnicas del mantenimiento industrial, resaltando las ventajas e inconvenientes de cada uno de ellos desde el mantenimiento correctivo hasta el mantenimiento predictivo pasando por el mantenimiento preventivo. Dando una visión global de su aplicación al mantenimiento industrial.

Las máquinas eléctricas rotativas están presentes en infinidad de aplicaciones industriales, incluidas las aplicaciones denominadas “críticas” por encontrarse o formar parte de la cadena de producción industrial. Existe la posibilidad de que algunas de las averías que pueden padecer o sufrir las máquinas eléctricas rotativas sean destructivas. Por tanto, se hace necesario el conocimiento del estado interno de la máquina, para así poder evitar paradas industriales intempestivas y además alargar la vida útil de la máquina eléctrica rotativa. Las máquinas de inducción poseen unas características constructivas que las hacen más robustas y con un menor mantenimiento frente a las demás máquinas eléctricas rotativas, a pesar de ello, forman parte de los programas de mantenimiento ya que son elementos muy importantes a nivel industrial por encontrarse en infinidad de aplicaciones.

A continuación, se enumeran las características particulares del mantenimiento de las máquinas eléctricas, es decir los parámetros a controlar, la técnica a utilizar y los métodos necesarios para el seguimiento y evaluación del estado de la máquina eléctrica. Debido a la gran aplicación industrial de las máquinas eléctricas rotativas, hoy en día existen multitud de métodos de seguimiento del estado y técnicas para la detección de los fallos en las máquinas eléctricas rotativas, aunque inicialmente sólo se usaba la técnica de análisis de vibraciones.

A continuación se extrae la Tabla 1-1 con todas las variables necesarias para la monitorización del estado de la máquina eléctrica rotativa. Así como de los instrumentos o técnicas a emplear en cada caso [1]:

Parámetro Indicador	Técnicas y Sistemas
No cuantificable, de inspección visual.	Endoscopios, mirillas, televisión.
De vibraciones.	Análisis espectral, velocidad de vibración, desplazamientos, curvas de tendencia.
De funcionamiento: presión, caudal, temperaturas.	Diagramas temporales de comportamiento y evolución, programas informáticos.
Ruido.	Análisis del espectro: identificación de componentes.
De envejecimiento de lubricantes.	Análisis físico-químicos, vida remanente.
De contaminación de lubricante.	Análisis físico-químicos.
Del espesor de la película de lubricación.	Medida de impulsos de choque. Espectro de vibración en alta frecuencia.
De desgastes anómalos.	Concentraciones metálicas en el aceite de lubricación.
Del estado de los rodamientos.	Medida de impulsos de choque, vibraciones de alta frecuencia.
Del estado de alineamiento.	Laser de monitorización.
Del control de esfuerzos.	Extensimetría, acústica, telemetría.
De velocidades críticas.	Amortiguación dinámica.
Del control del par y potencia.	Torsiómetros, extensimetría, telemetría.
De equilibrado de fases.	Medidas de tensión e intensidad.
De consumos anómalos.	Medidas de intensidad, potencia.
De anomalías en las corrientes de alimentación, de estado del devanado, excentricidad, desequilibrio.	Técnicas de medida y análisis de componentes de frecuencia, espectrogramas.
De severidad en el servicio.	Recuento de arranques y maniobras.
De temperaturas en los devanados.	Seguimiento de la temperatura, termografía.
De resistencia eléctrica de los devanados.	Medidas resistencia, índice polarización.
De presencia de fallos de aislamiento.	Medida de factor de pérdidas dieléctricas, análisis de descargas parciales.
De contaminación de los devanados.	Corrientes de absorción y fuga
Del estado de las escobillas.	Termografía, análisis estroboscópico.

Tabla 1-1.- Tabla resumen de los Parámetros Indicadores y Técnica a emplear según el fallo.

Como se desprende de la información contenida en la Tabla 1-1, el estado completo de la máquinas eléctricas rotativas es posible monitorizarlo porque existen técnicas y parámetros para saber el estado de la misma. Ahora bien si que queda en evidencia que este mantenimiento resulta más costoso tanto en lo económico como en la parte técnica ya que se deben comprobar muchas variables de forma simultánea.

Las máquinas eléctricas de inducción de jaula de ardilla constituyen más del 90% del total de las máquinas eléctricas rotativas, por tanto sin lugar a dudas son los que más se emplean a nivel industrial. Estas máquinas consumen entre un 40% y un 50% de la energía generada por un país industrializado [2], ya que están presentes en los más diversos procesos industriales existentes. Por su presencia en casi todos los procesos productivos como se ha visto anteriormente, se hace necesario que se controlen las averías, es decir se prevean y se adelanten a los fallos que puedan producir un colapso en la industria.

Para ello, se resumen los fallos o las averías más frecuentes que se dan en los motores asíncronos. Estos se clasifican en cuatro grandes grupos, como son:

- Los *fallos mecánicos* corresponden a averías en los cojinetes, aflojamiento en elementos de sujeción del paquete magnético, desalineación de ejes, desequilibrio del rotor y regímenes anómalos de vibración. Su principal método de diagnóstico ha consistido en el análisis espectral de la vibración de la máquina eléctrica rotativa.
- Las *asimetrías rotoricas* se pueden definir como la rotura o agrietamiento de las barras o anillos de la jaula rotórica y las modificaciones en el tamaño del entrehierro conocidas como excentricidades estática y dinámica. Puesto que este tipo de fallo produce alteraciones en el campo magnético de la máquina, y éstas inducirán fuerzas electromotrices en el estator, podrá ser detectado principalmente mediante el análisis espectral de las corrientes de alimentación.
- Los *defectos del sistema aislante* son comunes a todas las máquinas eléctricas que empleen aislantes del mismo tipo, generalmente compuestos mica-epoxi. Este tipo de fallos van desde la presencia de contaminación o humedad, falta de compactación en el muro del aislante, defectos de aislamiento en las zonas sometidas a mayores esfuerzos dieléctricos y mecánicos (como por ejemplo cabezas de bobinas) y finalmente cortocircuitos entre espiras, e incluso entre fases del devanado y tierra. Todas las técnicas existentes para el diagnóstico de anomalías en los sistemas de aislamiento, tales como ensayos de tensión continua, ensayos de sobretensión, ensayos de ondas de choque, ensayos de la tangente de delta, ensayos de descargas parciales.
- Los *fallos en el paquete magnético* consisten en la degradación del aislamiento que existe entre las chapas, lo que origina la presencia de puntos en los que es posible la circulación de corrientes parásitas produciendo un elevado calentamiento del núcleo. La forma más habitual para detectar este tipo de avería es la termografía infrarroja.

Durante el estudio de la presente tesis, se aborda la detección de uno de los principales grupos de fallos de la máquina asíncrona, como es el de las asimetrías rotoricas, abordándose en profundidad la detección de la excentricidad de una forma incipiente mediante técnicas no invasivas debido a que no ha sido caracterizado completamente aún en los estudios e informes previos tal y como ocurre en los otros grupos de fallos.

De informes y estudios previos [3], [4] se desprende que la aparición de excentricidades es bastante frecuente en las máquinas eléctricas rotativas, ya que hay que conseguir una perfecta alineación entre los centros del rotor y estator, así como garantizar la perfecta redondez de ambos elementos. Además por ejemplo en máquinas eléctricas de pequeña potencia, el entrehierro es inferior a un milímetro, y la labor mencionada anteriormente se dificulta aún más si cabe.

Además fenómenos tan usuales, como el desgaste de los cojinetes, altos niveles de vibraciones, etc., aumentan las posibilidades de que un entrehierro deforme produzca daños en el rotor y/o en el estator. Es muy usual observar al desmontar una máquina

eléctrica de inducción como el estator y el rotor están desgastados por el roce entre ambos.

Generalizando, constructivamente las máquinas eléctricas rotativas pueden incorporar excentricidad dinámica, ya que es casi imposible construir un rotor perfectamente redondo en su totalidad, esta excentricidad es mínima o por decirlo de alguna forma, está dentro de los límites de la tolerancia permitida.

Las máquinas de inducción en condiciones de asimetría, ya sea por excentricidad, rotura de barras, etc., al someterlas al trabajo continuo pueden derivar en efectos tales como incrementos en las pulsaciones del par, disminución del par medio, el aumento de las pérdidas, etc., [5]. Esto puede reducir considerablemente la eficiencia de la máquina y producir excesivos calentamientos, que en consecuencia pueden llegar a ocasionar el fallo definitivo en dicha máquina. Si nos centramos en las máquinas eléctricas de inducción estos fallos no son permisibles porque muy probablemente desencadenarían en una parada de la producción.

De ahí, que el estudio de la detección y diagnóstico de la excentricidad se esté realizando desde ya hace años, de forma similar a otros tantos estudios que se han ocupado de la detección de otros fallos significativos en las máquinas eléctricas rotativas. El método tradicional para la detección de la excentricidad ha sido el análisis de las vibraciones, pero como se detallará posteriormente en el siguiente capítulo, este método de análisis de las vibraciones presenta algunos problemas significativos. En la actualidad, se están implementando y desarrollando nuevos métodos basados en las medidas de las corrientes estatóricas y el posterior tratamiento de dichas señales para trasladarlas al dominio de la frecuencia. Existen unas frecuencias características según el tipo de excentricidad que presenten las máquinas eléctricas.

En la presente tesis se han desarrollado cuatro nuevos métodos o técnicas que permiten detectar y diagnosticar la excentricidad en las máquinas eléctricas, basados en el análisis de las corrientes estatóricas, para régimen permanente y para régimen transitorio.

El primer método desarrollado en la tesis es válido para el régimen permanente de funcionamiento de la máquina eléctrica. Se basa en el análisis de una sola corriente estatórica, a la cual se le aplica la transformada de Fourier para pasarla al dominio de la frecuencia, tal y como se viene realizando en la literatura científica existente. La aportación de la tesis es que esta señal se compara con un patrón gráfico de los diferentes estados de la máquina de inducción. Este patrón gráfico es la representación bidimensional del espectro de frecuencias, para todas las posibles excentricidades en la máquina, es decir desde sana, pasando por diferentes niveles de excentricidad estática, dinámica, y mixta. Para realizar el patrón gráfico se utiliza el modelo matemático analítico desarrollado.

El segundo método desarrollado es válido para el régimen permanente de funcionamiento de la máquina eléctrica. Se basa en el análisis de una sola corriente estatórica aplicándole la transformada de Hilbert, la cual pasa al dominio de la frecuencia pero esta transformada presenta diferencias frente a la de Fourier como la eliminación de las frecuencias negativas. Mediante este método desarrollado en la Tesis se evitan ciertos efectos indeseados que se producen al utilizar la transformada de Fourier. Anteriormente estos efectos se han tratado de resolver mediante diversas

técnicas como por ejemplo el análisis frecuencial de la potencia [90], ó el análisis frecuencial de las corrientes de la transformada de Park [91].

El tercer método desarrollado en la tesis es válido para el régimen transitorio de funcionamiento de la máquina eléctrica. Se basa en comparar el análisis de una sola corriente estática mediante la transformada continua compleja wavelet, la cual se encarga de transformar la señal del dominio temporal al dominio tiempo-frecuencia, con los patrones característicos de los fallos simulados mediante el modelo matemático. Se usa inicialmente la transformada continua wavelet la cual aporta la visión evolutiva del armónico característico del fallo, paliando los efectos de la discontinuidad producida por la transformada discreta wavelet cuando se emplea en la detección de fallos tales como la rotura de barras. Pero la transformada continua wavelet aporta una menor resolución que la transformada continua compleja wavelet.

El cuarto método desarrollado en la Tesis es válido para el régimen transitorio aunque también se podría emplear para el régimen permanente, ya que se basa en la extracción de la frecuencia instantánea en función del deslizamiento. Este nuevo método desarrollado basado en la transformada de Hilbert, caracteriza la detección y diagnóstico del fallo basándose en varios puntos y no sólo en uno como se suele efectuar en la actualidad. Además este método aporta un índice “universal” para detectar y diagnosticar los fallos a modo de ecuación de una recta, ya que se basa en la representación frente al deslizamiento.

2 Objetivos

El objetivo fundamental de la presente Tesis es desarrollar nuevas técnicas capaces de detectar y diagnosticar averías mecánicas en el rotor con especial hincapié en el fallo de la excentricidad en máquinas eléctricas de inducción. Esta detección de la excentricidad debe realizarse mediante los mínimos requerimientos técnicos, incluyendo que las magnitudes de la máquina a medir deben ser las mínimas necesarias para poder implementar las nuevas técnicas.

Pero detectar el fallo de la excentricidad entraña cierta dificultad, ya que las propias máquinas eléctricas poseen un cierto grado de excentricidad debido a su propia fabricación. Es por ello, que las técnicas no sólo deben detectar la excentricidad, si no discernir el grado de severidad de la misma.

Estas técnicas deben ser válidas para ambos regímenes de trabajo, permanente y transitorio, de las máquinas eléctricas.

Además dichas técnicas deben detectar y diagnosticar otros fallos u anomalías que presenta la máquina eléctrica. Ya que al final se desea disponer de una técnica que nos diagnostique o detecte posibles fallos u anomalías de la máquina. Cabe decir que estas técnicas deben ser válidas, o bien realizando pequeñas modificaciones, para los otros tipos de máquinas eléctricas existentes además de las de inducción.

Para poder cumplir el objetivo fundamental de la Tesis, se han de conseguir los siguientes objetivos específicos:

- Evaluar las técnicas existentes utilizadas para el diagnóstico de fallos en máquinas eléctricas rotativas, principalmente de inducción.
 - Comprobar de forma teórica las técnicas existentes.
 - Verificar mediante ensayos reales de forma experimental las técnicas existentes.
- Proponer nuevas técnicas o métodos que diagnostiquen y detecten los posibles fallos en máquinas eléctricas de inducción.
 - Validar las nuevas técnicas de forma teórica.
 - Comprobar su validez y ventajas frente a las técnicas existentes.
 - Verificar experimentalmente mediante ensayos.
- Realizar un modelo matemático basado en el análisis circuital de las máquinas eléctricas rotativas.
 - Verificar el modelo mediante Elementos Finitos.
 - Comprobar y corroborar el modelo mediante ensayos experimentales con máquinas eléctricas reales.
 - Realizar simulaciones de máquinas con diferentes fallos para analizar las técnicas existentes.
 - Comparar ventajas y desventajas del Modelo Circuital frente al Modelo de Elementos Finitos.

- Seleccionar de entre todas las técnicas mencionadas anteriormente, la que sea más sensible a la detección y diagnóstico de la excentricidad.
 - Comprobar la sensibilidad de las diferentes técnicas ó métodos mediante la aplicación a diferentes máquinas eléctricas rotativas.
- Identificar indicadores para las técnicas seleccionadas, los cuales aporten el orden de magnitud del fallo existente en la máquina eléctrica rotativa.
- Verificar las nuevas técnicas o métodos desarrollados en la Tesis frente a otro tipo de fallos como por ejemplo la rotura de barras, etc.

3 Estado del arte

El objetivo de este capítulo es realizar una minuciosa revisión y recopilación de los principales fallos que pueden poseer las máquinas eléctricas, así como de las diferentes técnicas o métodos empleados para la detección y diagnóstico de dichos fallos. Se profundiza principalmente en los fallos referidos a las asimetrías rotóricas y por tanto se hace hincapié en las técnicas de diagnóstico y detección referidas a este tipo de fallos y sobre todo las orientadas a las máquinas eléctricas rotativas de inducción.

A dicha recopilación de la literatura científica, se añade la comprobación de las principales técnicas de diagnóstico y detección de la excentricidad, mediante ensayos experimentales en máquinas eléctricas de inducción, para verificar la validez de dichas técnicas y poder comparar los resultados obtenidos con los de las publicaciones.

Este capítulo está subdividido en 6 partes fundamentales. La primera se encarga de revisar y clasificar los principales fallos producidos en las máquinas eléctricas. La segunda parte clasifica las magnitudes que se utilizan para el estudio de los fallos. La tercera parte se encarga de revisar las diferentes técnicas que se emplean para el análisis de las magnitudes medidas y de esta forma poder diagnosticar y detectar los fallos. La cuarta parte realiza una revisión exhaustiva de las diferentes formas de desarrollar modelos matemáticos de las máquinas eléctricas que se emplean en la actualidad. La quinta se encarga de revisar los índices de fallos o criterios de diagnóstico existentes en la actualidad. Para finalizar se analizan y comprueban experimentalmente y mediante simulaciones, las principales técnicas empleadas en la detección de la excentricidad.

3.1 Clasificación de los principales fallos en las máquinas eléctricas rotativas

A nivel industrial, las máquinas eléctricas son las principales generadoras de fuerza motriz o mecánica. Están extendidas por la mayoría de las industrias del mundo, ya que están consideradas como elementos fiables y de bajo mantenimiento, principalmente gracias a su simplicidad constructiva. Si hubiese que destacar un tipo de máquinas eléctricas de entre todas las demás, sin duda alguna serían las máquinas eléctricas de inducción con el rotor de Jaula de Ardilla, ya que presentan un mantenimiento ínfimo y ocupan más del 90% del total de las máquinas eléctricas existentes en el mundo a día de hoy.

Cuando son diseñadas las máquinas eléctricas se tienen en cuenta las posibles perturbaciones eléctricas, mecánicas y ambientales que puedan soportar a lo largo de su vida útil. Pero estas no siempre resultan inmunes a las perturbaciones, porque se diseñan para poder soportar ciertas variaciones, en la tensión, corriente, altitud, ambiente, etc. las cuales pueden ser superadas con facilidad por las perturbaciones, ya que pueden ser de distinta índole y aparecer durante diferentes instantes de tiempo, algunos incluso lo suficientemente largo como para poder causar un fallo o avería en la máquina eléctrica.

Aún con todo lo expuesto anteriormente, las máquinas eléctricas de inducción son consideradas como muy robustas y tolerantes a fallos. Pero cómo existe la posibilidad de que se produzca algún fallo o avería, y debido a que un alto porcentaje de las máquinas eléctricas de inducción se ubican en puntos vitales dentro de los procesos de

fabricación o de la propia industria, son consideradas como elementos susceptibles para su realizarles diagnosis y detección de fallos.

En las últimas décadas se han realizado diferentes estudios sobre los fallos que se producen en las máquinas eléctricas, debido a que cada vez se hace más necesario la posibilidad de detectar los fallos de forma incipiente, antes incluso de que lleguen a ocurrir, permitiendo así un margen de tiempo valioso para poder realizar una parada controlada y realizar su reparación o reposición.

De uno de estos estudios realizados [6] se extrae la Tabla 3-1, la cual resume porcentualmente los principales fallos que se producen en las máquinas eléctricas rotativas.

Fallos en Rodamientos	41%
Fallos en el Estator	37%
Fallos en el Rotor	10%
Otros Fallos	12%

Tabla 3-1. – Tabla Resumen de los Porcentajes de los Principales Fallos.

De la Tabla 3-1, se extrae que un alto porcentaje, muy cercano a la mitad del total de los fallos, es debido a los rodamientos. Este fallo tiene un carácter mecánico y generalmente está producido por el desgaste, ya que los rodamientos soportan todas las fricciones del movimiento. El otro gran porcentaje de fallos se produce en el estator, en el cual se producen tanto fallos eléctricos, por ejemplo cortocircuito entre fases, como mecánicos, por ejemplo excentricidad en el estator. Los fallos en el rotor ocupan un menor porcentaje y también pueden ser fallos de tipo mecánico, como por ejemplo la excentricidad estática o dinámica, o fallos de tipo eléctrico, como por ejemplo puede ser la rotura de anillos de cortocircuito [3].

La Tabla 3-1 hace un aporte porcentual de la probabilidad de fallo en cada elemento constitutivo de la máquina eléctrica, entre cojinetes, estator, rotor u otros. Pero en la Figura 3-1 extraída de un informe elaborado por el “Electric Power Research Institute” en 1982, se detallan los tipos de fallos que se producen en cada elemento y además se les contabiliza de forma porcentual [4].

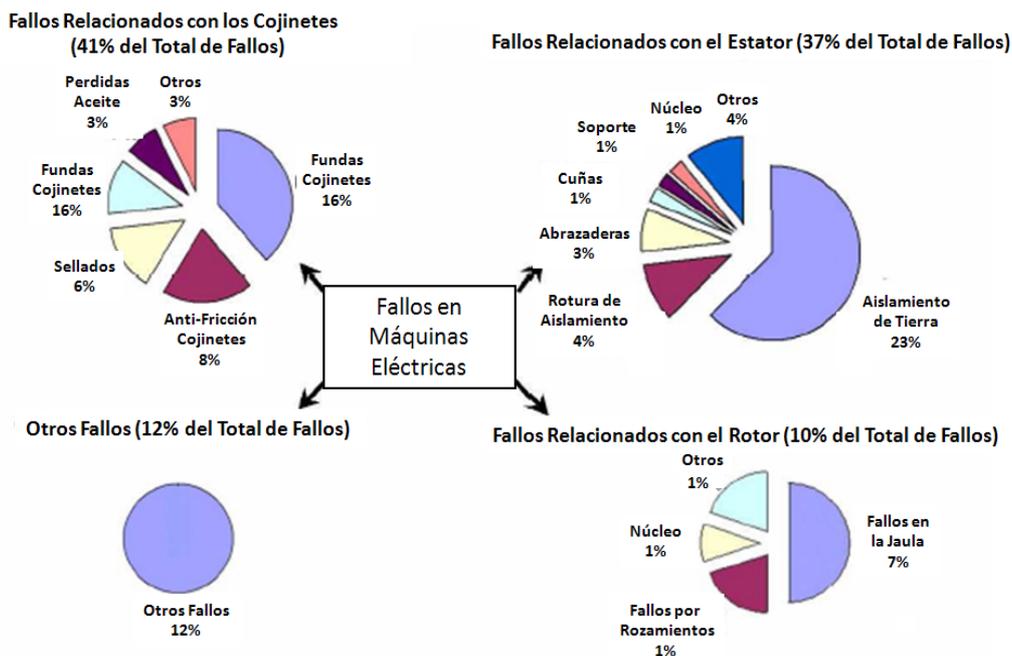


Figura 3-1. Descomposición Porcentual de los Fallos en las Maquinas Eléctricas

En conclusión de los anteriores informes y estudios previos se extrae que la excentricidad es un fallo que posee un porcentaje interesante para ser motivo de estudio, ya que aunque no es muy alto es considerable puesto que se da en el estator y sobre todo en los fallos mecánicos del rotor.

Gracias a la interacción de diversos factores que se han producido simultáneamente, entre ellos la inversión efectuada para la realización y desarrollo de nuevas técnicas o planes de mantenimiento, los avances en la electrónica que se han producido desde los años 70, los avances casi impensables hace unos años sufridos por los ordenadores a nivel de hardware y su rápida extensión en todos los entornos, y al mismo tiempo el desarrollo de programas informáticos de calidad, etc. han permitido concebir dispositivos electrónicos capaces de realizar el análisis de las máquinas eléctricas en tiempo real, para el diagnóstico de los fallos en las máquinas eléctricas.

A través de la medida real de las magnitudes características de las máquinas eléctricas, se puede analizar, detectar y evitar la aparición de averías, e incluso aventurándonos un poco, cabría pensar que en un futuro no muy lejano, las propias máquinas eléctricas irán dotadas de tecnología suficiente como para encargarse de su propio mantenimiento preventivo, de forma similar a lo que comienza a suceder con los vehículos.

Una opción que se puede usar para intentar evitar la aparición de averías, es sobredimensionar la propia máquina eléctrica como por ejemplo cuando la máquina va a trabajar en ambientes con altas temperaturas para tener un mayor margen de trabajo. Pero esta opción no resulta muy eficaz ya que implica un coste adicional debido al sobredimensionamiento y una infrautilización de la máquina eléctrica.

Es conocido que los fallos o averías dependen del tipo de máquina eléctrica, de las condiciones de trabajo dónde esté ubicada, así como del ciclo de trabajo al que están sometidas. Además dichas máquinas eléctricas están sometidas a perturbaciones,

aunque a la hora de diseñar las máquinas se tiene en cuenta la posible aparición de perturbaciones, estas raras veces son paliadas mediante el diseño de las mismas.

Todo lo anterior ha desembocado en diferentes investigaciones sobre los fallos en las máquinas eléctricas realizadas en las últimas dos décadas. Se reseñan las realizadas por Deleroi [7] así como las realizadas por Williamson y Smith [8] todas ellas en 1982, pioneras en su tiempo, y focalizadas en los fallos del rotor, tanto en el análisis de estos como en su detención. En 1984, Williamson y Mirzoian aportaron sus estudios sobre los fallos en los devanados del estator de las máquinas eléctricas [9]. Estos estudios sobre los fallos internos en las máquinas de inducción fueron continuados por Kliman [10] [11], Bellini [12], Trutt [13], Kral [14], Schoen [15], Lee [16], Benbouzid and Kliman [17], Kostic-Perovic [18], Demian [19], Henao [20], Cruz y Cardoso [21], y Nandi y Toliyat [22]. Además resultan muy interesantes dos artículos que analizan las consecuencias de los fallos desde el punto de vista del rendimiento de las máquinas eléctricas rotativas [5] [23]. Toda esta anterior recopilación están recogidas por Mirafzal en el 2006 [24].

A día de hoy, no existe una clasificación de los fallos unificada o estandarizada. Ya que está se puede realizar atendiendo a diversos criterios, como por ejemplo según la naturaleza física del fallo, ya sea por causas mecánicas, eléctricas, hidráulicas, etc., otro criterio podría ser según en qué elemento constitutivo de la máquina, estator o rotor, se produzca el fallo, otro criterio podría ser la gravedad del fallo, o dónde se ubique la máquina dentro del proceso, etc.

Antes de abordar la clasificación de los fallos que se producen en las maquinas eléctricas, es preciso realizar una revisión de las fuentes que pueden producir fallos. En la Figura 3-2, se representa un diagrama de cómo se agrupan las causas de fallos. Es destacable mencionar que están subdivididas, y se agrupan principalmente en dos tipos, fuentes de fallos internas y fuentes de fallos externas a la propia máquina eléctrica.

A su vez las fuentes de fallos internas se clasifican en mecánicas y eléctricas según el tipo de fallo en que desemboquen. Estas fuentes internas de fallos corresponden a pequeñas anomalías constructivas, debido a que aunque cada día existe un control de calidad más severo es prácticamente imposible crear una máquina perfecta por la tolerancia de los materiales, por lo complejo de construir un rotor perfectamente circular y homogéneo, etc. desembocando en fallos mecánicos tales como excentricidades, fallos en el rotor, laminaciones, etc. y en fallos eléctricos tales como rotura de barras, fallos en los dieléctricos, fallo en circuitos magnéticos, etc.

Las fuentes de fallos externas no dependen de la máquina eléctrica si no de los equipos auxiliares y de la ubicación de la máquina eléctrica. Así se agrupan las fuentes causantes de fallo según sean eléctricas (fluctuaciones en las tensiones de alimentación, tensiones desbalanceadas, etc.), mecánicas (sobrecargas, cargas pulsantes, etc.) y del entorno de trabajo (temperatura, humedad, etc.) [3].

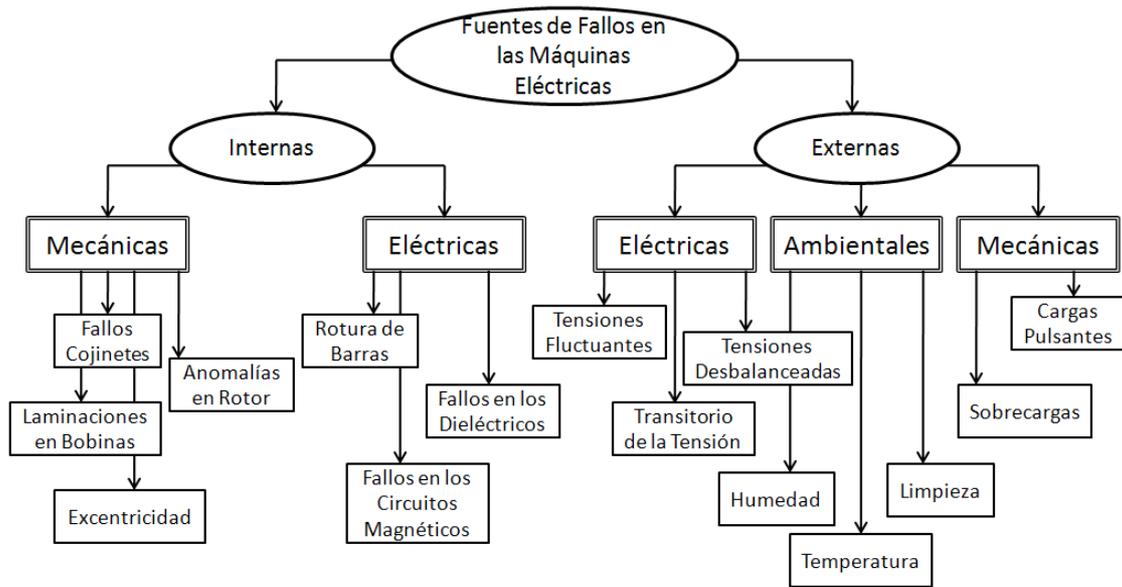


Figura 3-2. Fuentes de Fallos en Las Máquinas Eléctricas Rotativas.

Como se ha comentado anteriormente la clasificación de los fallos puede responder a varios criterios, por ejemplo en la Figura 3-3 esta clasificación responde a la naturaleza del fallo según sea su origen de tipo eléctrico o mecánico. Esta clasificación la realiza Mirafzal en un estudio sobre los fallos en las máquinas eléctricas [24]. Si nos fijamos una vez clasifica los fallos según el tipo, al menos en los eléctricos, los clasifica según los elementos dónde se producen.

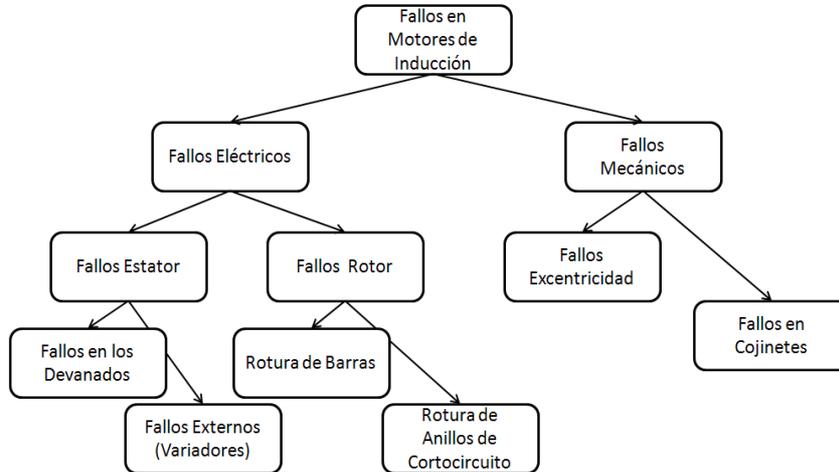


Figura 3-3. Clasificación de los principales fallos atendiendo a la naturaleza del fallo.

Otro ejemplo de clasificación de los fallos es la que se realiza en la Figura 3-4 por Singh, la cual está ordenada por elementos dónde se produce el fallo, es decir ya sea rotor o estator.

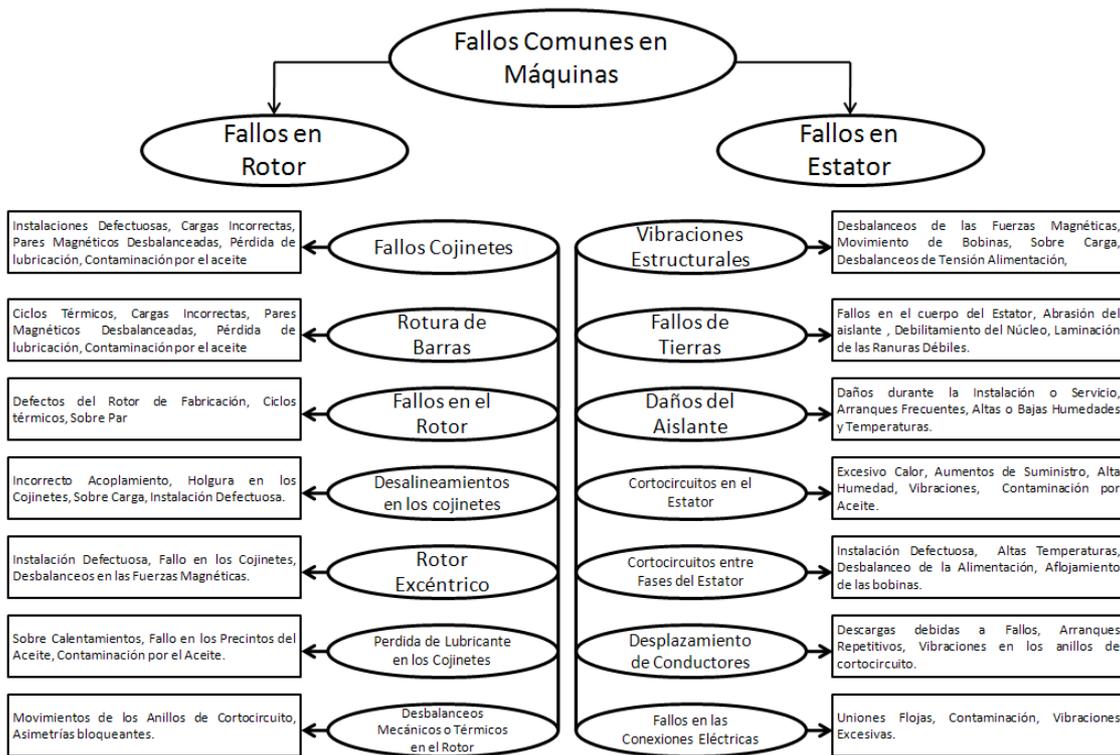


Figura 3-4. Clasificación de los principales fallos y sus causas atendiendo al elemento de las máquinas eléctricas donde se produce el fallo.

A partir de las clasificaciones de los fallos presentadas en la Figura 3-3 y en la Figura 3-4 se realiza una clasificación propia de los fallos o averías, según su naturaleza física, ya sean eléctricos o mecánicos. A su vez estos dos grandes grupos, están subclasificados por elementos dónde se producen dichos fallos, rotor, estator, o externos aquí incluidos. De algún modo, es completar la clasificación de la Figura 3-3 con los fallos que aparecen en la Figura 3-4 principalmente y en algún caso aportar algún fallo que no ha sido mencionado pero posee cierta relevancia. De esta forma citaremos los principales fallos que se producen en las máquinas eléctricas rotativas tal y como se muestra en la Figura 3-5.

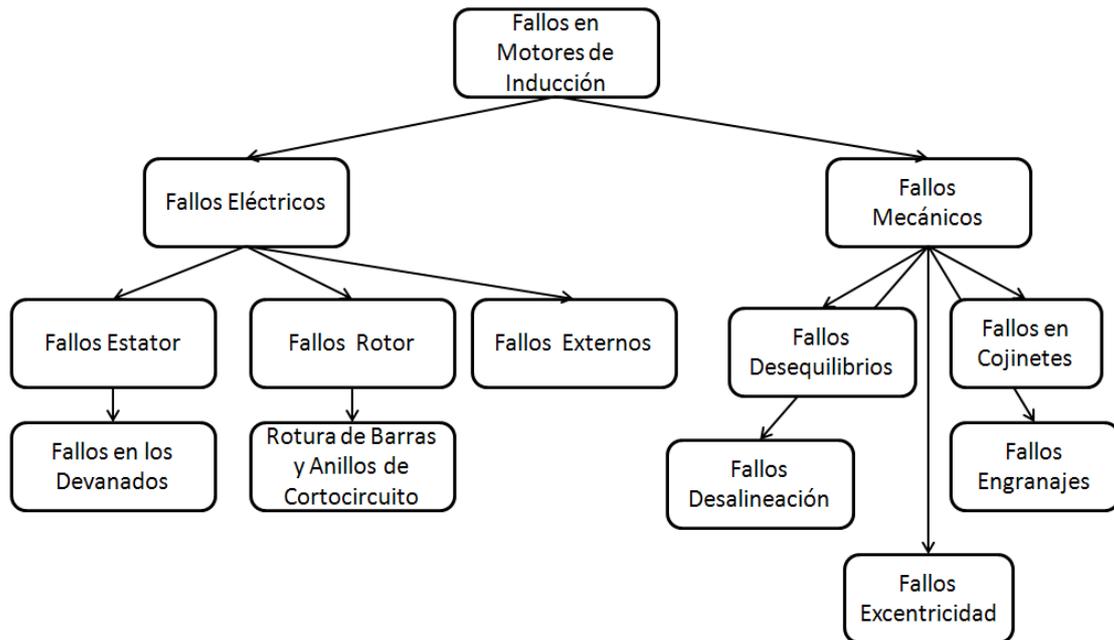


Figura 3-5. Clasificación de los principales fallos según el autor de la presente Tesis.

3.1.1 Fallos Eléctricos

Se pretende dar una visión general de los fallos eléctricos más comunes de las máquinas eléctricas rotativas, resumiendo su origen, causas y posibles formas de detección. Clasificándolos según el elemento en el cual se produzcan, ya sea en el estator o en el rotor de la máquina eléctrica rotativa.

3.1.1.1 Fallos en el Estator

Estos fallos son los que se producen en el estator o en la alimentación de este, siempre antes de producirse la conversión electromagnética. Principalmente se pueden clasificar en dos tipos, los producidos en el devanado y los externos al estator en la alimentación de la máquina de inducción.

3.1.1.1.1 Fallos en el Devanado

Dentro de este epígrafe se engloban diferentes fallos que se producen generalmente en el aislamiento de los motores. A continuación se enumeran los diferentes fallos posibles:

- Cortocircuito entre espiras contiguas. El motor puede seguir funcionando durante un tiempo incierto.
- Cortocircuito entre bobinas de una misma fase. El motor puede seguir funcionando durante un tiempo incierto.
- Cortocircuito entre fases distintas. El motor deja de funcionar y el guarda motor si lo hubiera desconecta la potencia de alimentación del motor.

- Circuito abierto en una fase. El motor puede llegar a seguir operando en función de la carga y del equipo de protección que le acompañe.
- Cortocircuitos entre fase y tierra.
- Fallos en el aislamiento.

Estos fallos en el estator o en los aislamientos del estator producen [25]:

- Altas temperaturas de las bobinas, o del núcleo del estator.
- Láminas flojas del núcleo del estator, juntas en mal estado, etc.
- Pérdida de abrazadera en los anillos de cortocircuito.
- Contaminación debido al aceite, humedad y suciedad.
- Descargas eléctricas y desbalanceos en el suministro.
- Fugas en los sistemas de refrigeración.

El estudio de las espiras cortocircuitadas en el análisis circuital está basado en la detección de las componentes en frecuencia dadas por la siguiente ecuación [25]:

$$f_s = \left(k \pm n \cdot \frac{(1-s)}{p} \right) \cdot f \quad (3-1)$$

Dónde “f” es la frecuencia de alimentación, “p” es el número de pares de polos, “s” es el deslizamiento y “k” y “n” son constantes, de tal forma que n=1, 2,3,.. Y k=1, 3,5,....

3.1.1.2 Fallos en el Rotor

El rotor de un motor de inducción de jaula de ardilla está constituido por un conjunto de barras unidas en ambos extremos por dos anillos, denominados anillos de cortocircuito. El núcleo magnético del rotor está constituido por chapas magnéticas, aisladas y apiladas, que ocupan el espacio entre las barras. Las jaulas de este tipo pueden estar constituidas de diferentes tecnologías.

3.1.1.2.1 Rotura de Barras y Anillos de Cortocircuito

La única posibilidad de que circule una corriente en el rotor es a través de las propias barras, las cuales se encuentran perfectamente aisladas de las chapas de circuito magnético. Actualmente en la fabricación de grandes máquinas eléctricas se insertan las barras dentro de las ranuras del paquete magnético haciéndolas encajar fuertemente sin utilizar ningún material aislante entre las barras y los bordes de las chapas magnéticas. El reducido tamaño de las holguras entre las barras y las chapas crea una resistencia de contacto muy baja, por lo cual se posibilita la circulación de corrientes entre las barras rotóricas y las chapas del núcleo en dirección perpendicular a las primeras. Estas corrientes generarán un nuevo flujo de corriente distribuido a lo largo del rotor circulando transversalmente a través de las chapas magnéticas entre las diferentes barras que conforman la jaula.

Estas corrientes fueron denominadas por Kerszenbaum y Landy como “inter-bar currents”, [26], [27]. Estas corrientes se observan para analizar el comportamiento del fallo, y resulta evidente pensar que estas corrientes diferirán entre máquina sana y la que presente dicho fallo.

Las asimetrías en la jaula rotórica de una máquina eléctrica de inducción suelen estar relacionadas con las altas temperaturas alcanzadas en el rotor y con las elevadas fuerzas

centrífugas que soportan tanto las barras como los anillos, especialmente durante los regímenes transitorios.

Los problemas pueden iniciarse incluso durante la construcción de las máquinas eléctricas debido a la fundición defectuosa en los rotores construidos en aluminio, o a uniones defectuosas en el caso de anillos de cortocircuito soldados o ensamblados, apareciendo así juntas de alta resistencia eléctrica o porosidades, produciendo que esos puntos sean de elevada temperatura.

La fractura o rotura de las barras suelen iniciarse en las proximidades de la unión con el anillo de cortocircuito o inclusive en el mismo anillo, principalmente porque en este punto es donde más se acumulan las tensiones mecánicas de la estructura, recordar que las barras del rotor soportan las fuerzas de frenado y aceleración de la máquina eléctrica de inducción.

Las roturas de barras son producidas principalmente por [25]:

- Esfuerzos térmicos debidos a sobrecargas térmicas y desbalanceadas, zonas calientes, o excesivas pérdidas.
- Esfuerzos magnéticos a causa de fuerzas electromagnéticas, ruido electromagnético, vibraciones, fuerzas magnéticas desbalanceadas.
- Problemas debidos a esfuerzos residuales.
- Esfuerzos dinámicos emergentes del par producido en el eje, fuerzas centrífugas y esfuerzos cíclicos.
- Esfuerzos ambientales causados por ejemplo por la contaminación y abrasión de los materiales de rotor debido a la humedad y productos químicos.
- Esfuerzos mecánicos debido a laminaciones, fatigas, fallos en los cojinetes.

La rotura de barras genera una asimetría en la jaula rotórica de un motor de inducción, lo cual produce un campo magnético rotativo de sentido contrario al giro del rotor. [28]

Para un motor trifásico asíncrono de p pares de polos cuya velocidad sincrónica N_s se cumple que la frecuencia de alimentación de las bobinas del estator es:

$$f_1 = N_s \cdot P \quad (3-2)$$

Sí la simetría del rotor es perfecta entonces solo existe un campo magnético giratorio sincrónico. Definiendo el deslizamiento del rotor como:

$$s = \frac{N_s - N_R}{N_s} \quad (3-3)$$

Dónde N_R es la velocidad del rotor. Entonces la frecuencia de la corriente del rotor es:

$$f_2 = (N_s - N_R) \cdot P = s \cdot N_s \cdot P \quad (3-4)$$

La velocidad de rotación del campo magnético producido por la corriente de los conductores del rotor con respecto al estator es:

$$N_R + N_2 = N_R + N_s - N_R = N_s \quad (3-5)$$

Por tanto, la rotura de barras genera una asimetría en el diseño, lo cual produce un campo magnético rotativo de sentido contrario al giro del rotor tal y como se ha dicho anteriormente:

$$N_S - N_R = s \cdot N_S \quad (3-6)$$

Si se situase un observador en el estator, este observaría un campo magnético rotativo hacia atrás N_B y hacia delante producido por la barra rota.

Es evidente que es un campo pulsante, descomponiéndose en dos campos giratorios, el que va hacia delante y el que va hacia atrás ambos girarán a una determinada velocidad. Por lo tanto el que va hacia delante no se apreciará en el análisis de frecuencias ya que su velocidad coincide con la del campo del estator:

$$N'_B = N_r + s \cdot N_S = N_S \quad (3-7)$$

Mientras que el que va hacia atrás:

$$N_B = N_r - s \cdot N_S = N_S - 2 \cdot s \cdot N_S \quad (3-8)$$

Si lo expresamos en términos de frecuencias:

$$f_B = (N_S - 2 \cdot s \cdot N_S) \cdot p = \left(\frac{f_1}{p} - 2 \cdot s \cdot \frac{f_1}{p}\right) \cdot p = f_1(1 - 2 \cdot s) \quad (3-9)$$

Por tanto, las oscilaciones producidas por barras rotas aparecen a la siguiente frecuencia que se muestra [29]:

$$f_B = |f_1 \cdot (1 \pm 2 \cdot s)| \quad (3-10)$$

Estas frecuencias se reproducen en el espectrograma a lo largo de bandas de tal forma que responde a la ecuación:

$$f_B = |f_1 \cdot (1 \pm 2 \cdot k \cdot s)| \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3-11)$$

3.1.1.3 Fallos Externos

Este epígrafe engloba los fallos que se producen por una causa externa a la máquina eléctrica rotativa, como pueden ser los causados debido a fallos en la alimentación de la máquina, debidos a variaciones en la carga de la máquina, etc.

3.1.1.3.1 Debido a Componentes Electrónicos del Sistema de Alimentación ó Regulación de la máquina eléctrica.

En muchas aplicaciones industriales las máquinas eléctricas de inducción se encuentran alimentadas a través de sistemas electrónicos encargados de su regulación. Estos sistemas comúnmente utilizados para realizar los arranques en las máquinas eléctricas y solventar el aumento de la corriente que experimentan entre otras posibilidades, tales como controlar la frenada, regular diferentes velocidades, etc.

Por lo tanto, estos sistemas externos pueden inducir fallos a la máquina eléctrica y deberán ser tenidos en cuenta a la hora de realizar un estudio de diagnosis y detección de fallos de la máquina eléctrica.

3.1.1.3.2 Efectos de la Carga.

Si el Par de la carga varía con la posición del rotor, la corriente debe contener componentes espectrales las cuales deben coincidir con este efecto. En una máquina eléctrica ideal donde los enlaces de flujo del estator son puramente senoidales, cualquier oscilación que se produzca en el par de la carga y a la velocidad de giro del rotor $m \cdot f_r$, producirá unas componentes espectrales en la corriente del estator que responden a la siguiente ecuación:

$$f_{carga} = f_s \pm m \cdot f_r = f_s \cdot \left[1 \pm m \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \right] \quad (3-12)$$

Dónde $m = 1, 2, 3, \dots$ Siendo habitual que en sistemas donde el par de la carga varía en el tiempo, estas frecuencias enmascaren otros tipos de fallos, resultando así difícil discernir si la frecuencia característica es debida a un posible fallo, excentricidad o rotura de barras, o es una variación de la carga. No obstante existen estudios en los cuales es posible detectar la rotura de barras aun cuando existen armónicos inducidos por la variación de la carga de la máquina eléctrica [30].

3.1.2 Fallos Mecánicos

En este apartado se pretende dar una visión general de los fallos mecánicos más comunes de las máquinas eléctricas rotativas, resumiendo su origen, causas y formas de detección.

Los fallos mecánicos casi todos se producen en el rotor, ya que es la parte móvil, y se identifican como desequilibrios, desalineamientos, fallos en los cojinetes, fallos en los engranajes y excentricidades en todas sus variantes.

3.1.2.1 Desequilibrio

Un sistema mecánico giratorio esta en equilibrio si la resultante de todas las fuerzas, tanto internas como externas, y sus respectivos pares son de magnitud, dirección y sentido constante.

Una vez fijadas la constancia en módulo, sentido y dirección de las fuerzas, gracias a una distribución homogénea de las masas, se fija la máquina mediante anclajes que opongan una fuerza a la resultante del sistema.

Debido a esta definición se pueden observar dos tipos de desequilibrios:

- *Estático*, producido por una distribución no homogénea de masa, detectable con el rotor parado. Si un rotor posee un desequilibrio estático, al apoyar sus dos extremos sobre los cojinetes, se desplazará hasta quedar la parte más pesada en la posición más baja.
- *Dinámico*: asociado al propio movimiento. Si un rotor posee una distribución longitudinal de pesos incorrecta se produce la intersección de los ejes de rotación y principal de inercia en un solo punto.

3.1.2.2 Desalineación

De la misma manera que es imposible fabricar un rotor, el cual este totalmente equilibrado, lo es también el conseguir alinear perfectamente el eje del motor y el de la máquina acoplada en todos los planos. El acoplamiento entre ambas se realiza a través de un sistema rígido o flexible, en ambas se debe conseguir que los ejes de ambas máquinas sean perfectamente colineales. Si esto no ocurre aparece una fuerza resultante sobre el acoplamiento, en caso de conseguir dicho acoplamiento perfecto la fuerza resultante sería nula.

Si el acoplamiento no es perfecto tal y como ocurre en la Figura 3-6, extraída del libro “técnicas para el mantenimiento y diagnóstico de máquinas eléctricas rotativas”, se puede calcular mediante la siguiente ecuación:

$$F = \frac{E \cdot I}{a} \cdot \text{tg}(\beta) \quad (3-13)$$

Dónde “E”, “I” son parámetros constructivos del rotor, y “a” depende geoméricamente de “a1” y “a2”. La existencia de esta fuerza resultante provocará la aparición de vibraciones de amplitud proporcional a ella, estando relacionada con la velocidad de giro de la máquina. Suele aparecer en los armónicos múltiplos de esta frecuencia sobre todo en el segundo, [1].

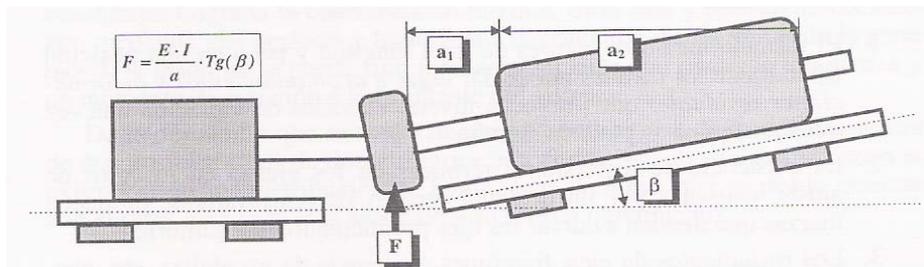


Figura 3-6. Fuerza resultante de la desalineación de los ejes.

Es uno de los problemas más frecuentes de las máquinas rotativas, ya que la presencia de holguras, procesos térmicos y dinámicos en los rotores, desgastes, fuerzas externas, etc. Provocan la deformación del rotor y su desplazamiento favoreciendo así la desalineación. Pero industrialmente hay técnicas para corregir la perfecta alineación de los ejes, mediante relojes de alineación, o inclusive hasta el uso del láser para lograr una alineación perfecta.

La relación del efecto de las desalineaciones del eje con la máquina eléctrica rotativa está en función de la frecuencia natural de la misma y de la estructura que la compone. Existe una relación de proporcionalidad entre la amplitud de las vibraciones y el nivel del fallo alcanzado, inclusive si fuese capaz de excitar la vibración en algún elemento constitutivo de la máquina cercano a la de resonancia, podría ser destructivo.

3.1.2.3 Fallos en Cojinetes

Todas las máquinas eléctricas rotativas disponen de cojinetes sobre los que se apoyan los extremos del eje que sustenta la parte móvil. Ya que estos elementos están sometidos a una continua fricción y movimiento, cualquier vibración producida por un pequeño defecto de la máquina o por una agente externo se les transmite directamente provocando que sea el elemento con mayor tasa de fallos.

Por ello, se han desarrollado diversas técnicas de diagnóstico del estado de los cojinetes con una precisión y eficacia considerable. Entre ellas destaca el análisis de las vibraciones.

Un cojinete de elementos rodantes (análogo al de rodillos), posee unas tolerancias extremadamente pequeñas que no permiten un movimiento significativo del eje con respecto al propio cojinete. Todos los esfuerzos desde el eje son transmitidos a través de los elementos rodantes hacia el anillo exterior del cojinete y de allí a su alojamiento. Se generan unas frecuencias específicas de vibración basadas en la geometría del cojinete, número de elementos rodantes, velocidad de giro del eje, apareciendo incluso cuando el cojinete está en perfecto estado pero de magnitud no muy significativa.

Mediante el estudio de las frecuencias es posible determinar cuándo se hace necesaria la sustitución del cojinete, así como cuál es la parte del cojinete que ha fallado [31].

Así pues la frecuencia característica que se produce en los cojinetes cuando el fallo es producido externamente ó internamente es la siguiente:

$$f_v [Hz] = \left(\frac{N}{2} \right) \cdot f_r \cdot \left[1 \pm \frac{b_d \cdot \cos(\beta)}{d_p} \right] \quad (3-14)$$

Mientras que la frecuencia característica que se produce en los cojinetes cuando existe un fallo en los rodamientos es la siguiente:

$$f_v [Hz] = \left(\frac{d_p \cdot f_r}{2 \cdot b_d} \right) \cdot \left[1 - \left(\frac{b_d \cdot \cos(\beta)}{d_p} \right)^2 \right] \quad (3-15)$$

Para concluir sí el fallo se produce en el tren de engranajes la frecuencia característica es la siguiente:

$$f_v [Hz] = \left(\frac{f_r}{2} \right) \cdot \left[1 - \frac{b_d \cdot \cos(\beta)}{d_p} \right] \quad (3-16)$$

3.1.2.4 Fallos en Engranajes

El uso de los engranajes se debe a la elevada velocidad de giro de las máquinas eléctricas rotativas, y la necesidad de diferentes velocidades de giro y pares según el tipo del proceso al cual se adecue la máquina eléctrica, es por ello en infinidad de aplicaciones el uso de trenes de engranajes entre la máquina a accionar y la máquina motriz.

Los trenes de engranaje pueden estar constituidos de diferentes formas: por 2 piñones, un piñón y un conjunto de engranajes, o varios conjuntos formando una estructura más compleja.

Estos engranajes, elementos externos a la máquina eléctrica rotativa, influirán sobre esta, de manera que es importante conocer sus efectos no sólo desde el punto de vista del mantenimiento, sino de la misma forma que para la detección de fallo de los cojinetes, se usa el análisis de las vibraciones a ciertas frecuencias, que se sabe que son características según el tipo de engranaje, como por ejemplo frecuencia de giro del engranaje, frecuencia de giro del piñón, frecuencia de paso de ensamblaje, etc.

El caso más simple es un tren de engranajes simple, constituido por un sólo piñón y una rueda dentada, se deducen a continuación una serie de frecuencias propias del engranaje como:

- Frecuencia de giro del engranaje, que no es más que la velocidad de giro de la rueda dentada de salida del engranaje expresada en hercios tal y como se representa en la siguiente ecuación, donde R_g es la velocidad de la rueda dentada:

$$f_{rg} = \frac{R_g}{60} \quad (3-17)$$

- Frecuencia de giro del piñón, análoga a la anterior, donde R_p es la velocidad del piñón en revoluciones por minuto:

$$f_{rp} = \frac{R_p}{60} \quad (3-18)$$

- Frecuencia de engranaje, la frecuencia a la cual engranan la rueda dentada y el piñón, donde N_g es el número de dientes de la rueda dentada y N_p es el número de dientes del piñón:

$$f_m = f_{rp} \times N_p = f_{rg} \times N_g \quad (3-19)$$

- Frecuencia de paso de ensamblaje entre la rueda dentada y el piñón. De la cual se puede extraer que en caso de defecto de alguno de los dientes en ambos engranajes aparecerá una frecuencia de vibración como la que se muestra en la siguiente ecuación, donde N_a se define como el producto de los factores primos comunes del número de dientes del piñón y de la corona.

$$f_a = \frac{f_m}{N_a} \quad (3-20)$$

- Frecuencia de repetición de diente, si existiera algún defecto en ambos elementos simultáneamente, es decir en el piñón y la rueda dentada, cuando coincidan se producirá un máximo de vibración, que responde a la siguiente ecuación matemática:

$$f_{tr} = \frac{N_a \cdot f_m}{N_p \cdot N_g} \quad (3-21)$$

3.1.2.5 Excentricidad en el Entrehierro

Las excentricidades en las máquinas eléctricas engloban varios tipos de fallos provocados por no estar perfectamente alineados los centros de rotor y estator, también cuando uno de los dos elementos constitutivos, estator o rotor, no presenta una perfecta redondez.

Se suele denominar que una máquina eléctrica rotativa no tiene un entrehierro uniforme, sí la distancia entre cualquier punto del rotor al estator no es la misma, ya sea al girar o en parado.

Detectar de una manera incipiente este tipo de fallo, es el motivo de estudio de la presente tesis.

Por norma general, la inmensa mayoría de las máquinas eléctricas de pequeña- mediana potencia que se están fabricando a día de hoy, poseen un entrehierro de tamaño muy reducido, normalmente inferior a un milímetro. Haciéndose de vital importancia conseguir una perfecta alineación de los centros de rotor y estator.

Además se debe verificar la perfecta redondez, y la exactitud de sus posiciones relativas durante el giro. Cualquiera de estas causas anteriores provocará una deformación en el rotor, comúnmente denominada como una excentricidad.

La excentricidad en el entrehierro es la segunda causa de fallos en el rotor, después de la rotura de barras y agrietamiento de los anillos de cortocircuito.

Además hay que añadir que efectos tan naturales y corrientes como el desgaste de los cojinetes, la presencia elevada de vibraciones ya sea por la propia excentricidad o por otras causas, provocan un incremento en las posibilidades de que el entrehierro deformado produzca daños tanto en rotor como estator. Por ejemplo, produciendo desgastes en los núcleos magnéticos de rotor, estator ó ambos.

El fallo de la excentricidad se clasifica en cuatro casos, como son excentricidad estática, dinámica, mixta y axial. Realmente existen dos tipos de excentricidad, estática y dinámica, los otros dos son combinación de ambas. A continuación se explican detalladamente los diferentes tipos de excentricidad en las máquinas eléctricas.

3.1.2.5.1 Excentricidad Estática

La excentricidad estática consiste en una distorsión del tamaño del entrehierro en la cual el valor mínimo de este se encuentra en una posición fija del espacio. Esta distorsión puede ser causada por:

- Ovalidad del alojamiento estatórico.
- Incorrecto posicionamiento del rotor dentro del estator, causado por:
 - Cojinetes desgastados.
 - Mal apoyo en cojinetes.
 - Malformación de los alojamientos.
 - Excesiva tolerancia.
 - Etc.

En la Figura 3-7 se ilustran dos de las posibles causas de la excentricidad estática como es la ovalidad del estator por una mala construcción o el incorrecto posicionamiento del rotor dentro del alojamiento estatórico.

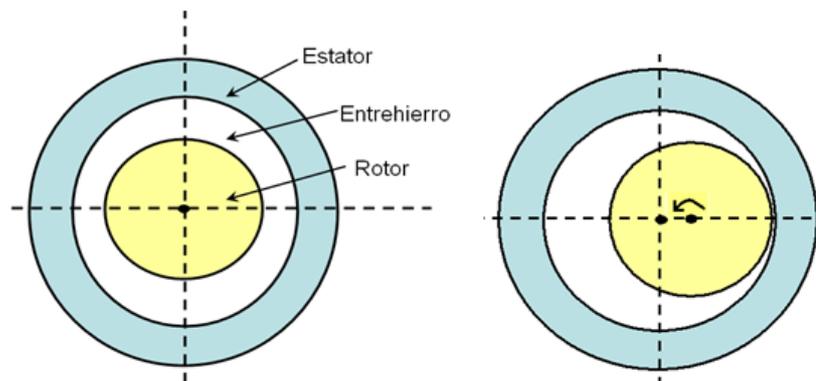


Figura 3-7. Dibujo de la Excentricidad Estática producida por (a) Estator Ovalado (b) Incorrecto posicionamiento del Rotor.

Cabe decir, que es muy frecuente encontrarse excentricidad estática por combinación de las de las anteriores causas, y en menos medida suele aparecer la excentricidad estática sólo por una única causa de las anteriores.

A través de los bocetos de la máquina que se muestran en la Figura 3-8 se clarifica la trayectoria que realiza el rotor de una máquina eléctrica rotativa cuando gira, en la figura a modo de secuencia en fotogramas, con una excentricidad estática. En la Figura 3-8 se ha exagerado el entrehierro, ya que en máquinas reales de potencia baja o media en general suele ser inferior a un milímetro de ancho. Además se le ha añadido al rotor una muesca para observarla durante el movimiento o giro del rotor, según va cambiando la posición del mismo.

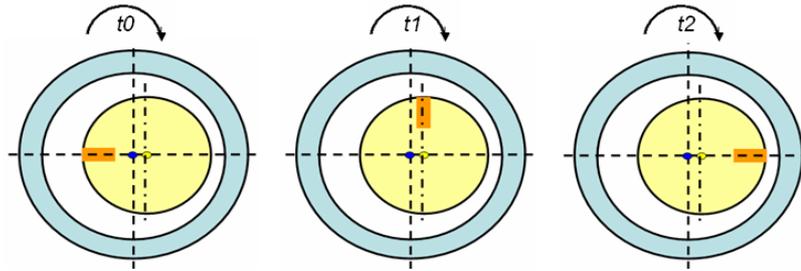


Figura 3-8. Representación de la trayectoria descrita por una máquina eléctrica rotativa con Excentricidad Estática.

Como se ve el centro del rotor está desplazado exageradamente a la derecha con respecto al centro del estator, por tanto siempre queda fijo en el espacio el punto de mínima longitud de entrehierro [32] [33].

La frecuencia característica de la excentricidad estática es función del número de ranuras de la máquina eléctrica “N”, del deslizamiento “s”, del número de polos “p” y de la frecuencia de alimentación de la máquina eléctrica “f”.

$$f_{estatica} = \left[\left((k \cdot N) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm v \right) \right] \cdot f \quad (3-22)$$

Dónde “k” es una constante entera positiva o cero, y “v” es el orden de armónicos de alimentación que se desea tener en cuenta.

3.1.2.5.2 Excentricidad Dinámica

Cuando se produce la excentricidad dinámica, el punto mínimo (la distancia mínima entre rotor y estator) no permanece fijo en una posición, tal y como ocurría en la excentricidad estática, si no que va girando de forma solidaria con el rotor. Este fallo puede ser causado por:

- Ovalidad del rotor.
- El centro de giro del rotor no sea el centro geométrico de rotación, causado por:
 - Cojinetes desgastados.
 - Flexión del eje.
 - Malformaciones en el paquete magnético del rotor.
 - Etc.

En la Figura 3-9 se representan unos bocetos de dos de las causas de la excentricidad dinámica como son el rotor ovalado y que el eje de giro del rotor no coincide con su centro de masas.

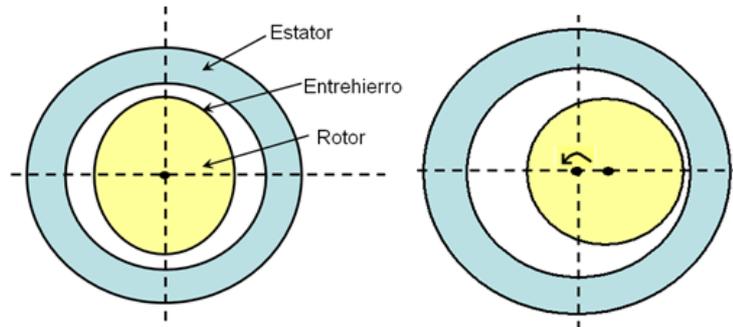


Figura 3-9. Representación de la Excentricidad Dinámica producida por (a) Rotor ligeramente Ovalado (b) Eje de Giro del Rotor no coincide con su Centro de Masas.

En los diferentes bocetos de la máquina eléctrica que se muestran en la Figura 3-10 se describe la trayectoria de giro del rotor de la máquina eléctrica cuando posee una excentricidad dinámica. De forma análoga a la representación de la Figura 3-8, se ha exagerado el entrehierro para poder visualizar adecuadamente. Añadiéndole también al rotor una muesca para poder observarla durante el movimiento de giro del rotor según varía su posición en el espacio [32], [34].

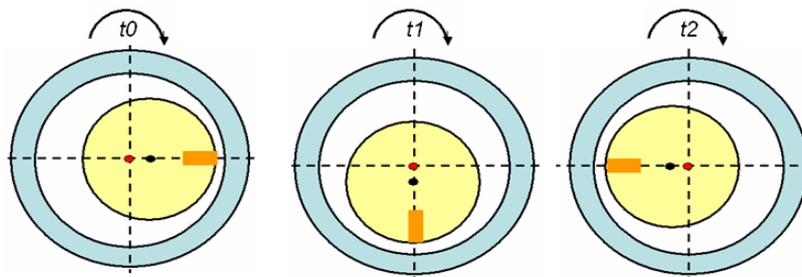


Figura 3-10. Representación de la trayectoria descrita por una máquina eléctrica rotativa con Excentricidad Dinámica.

Fijándose en la representación de la máquina eléctrica, el rotor gira frente al eje de giro del estator, mientras que el centro de masas del rotor no coincide con su eje de giro, ya que es el eje de giro del estator, por tanto el punto de mínima longitud de entrehierro se desplaza en espacio y tiempo en función del giro del rotor.

De forma análoga a la excentricidad estática se obtiene la frecuencia característica de la excentricidad dinámica que también es función del número de ranuras “N”, del deslizamiento “s” y del número de polos “p” de la máquina eléctrica.

$$f_{dinamica} = \left[\left((k \cdot N \pm n_d) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm v \right) \right] \cdot f \quad (3-23)$$

Además incorpora la variable “ n_d ” que siempre debe ser un entero positivo, de tal forma que la frecuencia característica se puede repetir a lo largo del eje x de las frecuencias ya que se han creado familias de frecuencia características repetitivas.

3.1.2.5.3 Principales Efectos de la Excentricidad Estática y Dinámica

Aunque se han definido las dos formas de excentricidad por separado, lo cierto es que en la práctica casi siempre aparecen los dos tipos combinados, denominándose excentricidad mixta, que se estudiará en el próximo apartado.

Se puede justificar de una forma inmediata que ambas excentricidades suelen aparecer juntas, sí por ejemplo se tiene en cuenta que una ligera flexión del eje causado por una fuerza perpendicular al mismo, está siempre combinado con las tolerancias de fabricación produciendo una combinación de ovalidad rotórica y de excentricidad estática. A todo ello, se unen los procesos térmicos que producen deformaciones en el rotor.

En la Tabla 3-2 se resumen las principales características de las dos principales excentricidades como son la estática y la dinámica.

<i>EXCENTRICIDAD ESTÁTICA</i>	<i>EXCENTRICIDAD DINÁMICA</i>
El eje de giro del rotor NO coincide con el eje geométrico del estator.	El eje de giro del rotor coincide con el eje geométrico del estator.
El eje de giro del rotor coincide con su centro de masas.	El eje de giro del rotor NO coincide con su centro de masas.
Los ejes son todos paralelos.	Todos los ejes son paralelos.
La posición de mínima longitud del entrehierro está fijada en el espacio.	La longitud mínima del entrehierro se desplaza con el rotor, en función del espacio y tiempo.

Tabla 3-2. – Tabla Comparativa entre la Excentricidad Estática y la Dinámica.

La Figura 3-11 representa de forma gráfica en la misma máquina las dos excentricidades, cada una con un eje de giro diferente.

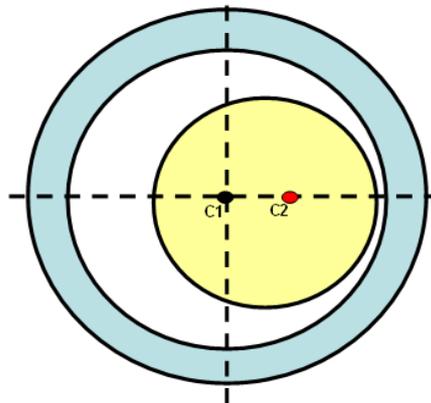


Figura 3-11. Representación en la misma figura de dos Excentricidades, Estática con eje de giro en C2, y Dinámica con eje de giro C1.

En cualquiera de los dos tipos de excentricidad los efectos que se producen son los mismos [35]:

- Aparición de armónicos de alta y baja frecuencia en el espectro de las corrientes del estator.
- Aparición de fuerzas pulsatorias de origen eléctrico que darán lugar a vibraciones características.
- Incremento general de la vibración de la máquina.

Las técnicas utilizadas para la detención de la excentricidad más usadas se basan principalmente en el análisis espectral de las corrientes de alimentación de la máquina eléctrica rotativa [36], [32] y en el análisis de las vibraciones [37], [38].

Si existe excentricidad en la máquina asíncrona, se produce una modificación en la forma del entrehierro, lo cual producirá cambios en la forma de onda de la fuerza magneto motriz, y se producirán fuerzas que pulsaran a la frecuencia de la velocidad de giro de la máquina. Por tanto existen una serie de frecuencias de vibración asociadas a la presencia de excentricidad en el entrehierro. [33][32] [36]

Debido a la combinación de una de las dos excentricidades, estática o dinámica, con los efectos de ranura estos autores entre otros han definido las frecuencias de ranura, [39].

$$f_{PSH} = \left[\left((k \cdot N \pm n_d) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm v \right) \right] \cdot f$$

$k \geq 0$
 $nd = 0$ Estática
 $nd > 0$ Dinámica
 $f = 50\text{Hz}(60\text{Hz})$
 $N = \text{Número de Ranuras}$
 $s \rightarrow \text{Deslizamiento}$
 $p \rightarrow \text{Pares Polos}$
 $v \rightarrow \text{Orden Armonico Alimentacion } 1,3,5,..$

(3-24)

El principal armónico de ranura es el que se obtiene para el caso de excentricidad estática es decir $n_d=0$, y con el primer armónico de la alimentación $v=1$ y la primera banda $k=1$.

Esta no es válida para todas las combinaciones de número de pares de polos y de ranuras. [33] [36]

Aunque las frecuencias características están bien definidas y se pueden localizar fácilmente, es bastante frecuente que existan factores como el soporte del motor, elementos externos, etc. que puedan llegar a enmascarar dichas frecuencias. Por último, es muy habitual la combinación de varias excentricidades y de algunos otros fallos que se enmascaran entre sí.

3.1.2.5.4 Excentricidad Mixta

Cuando ambas excentricidades están presentes, es decir la excentricidad estática y la excentricidad dinámica, se produce la excentricidad mixta.

Apareciendo unas frecuencias adicionales a las anteriores en el espectro de la señal de corriente del estator. A estas bandas se les denomina bandas laterales y están asociadas a la velocidad de giro del rotor. [35][33][36][32]

$$fl = |f \pm k \cdot f_r| \rightarrow k = 1, 2, 3 \rightarrow f_r = \text{frecuencia mecánica} \quad (3-25)$$

El eje de giro del rotor de la máquina eléctrica está desplazado del eje geométrico del estator de la máquina eléctrica, y por tanto el centro de masas del rotor no coincide con su eje de giro. [40] [36]

Como se observa en la Figura 3-12, el eje de giro del rotor no coincide con el eje de giro del estator (c1), y además el centro de masas del rotor (c2) tampoco coincide con su eje de giro.

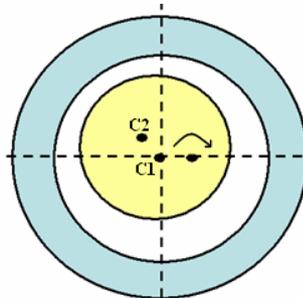


Figura 3-12. Representación de la Excentricidad Mixta.

3.1.2.5.5 Excentricidad Axial

Por último, la excentricidad axial no es más que la representación de las anteriores excentricidades a lo largo del eje de la máquina. Por tanto, el eje de giro del rotor no es paralelo al eje geométrico del estator y da lugar a una excentricidad distinta en cada sección [41].

En la Figura 3-13 se observa de forma exagerada como se produce dicha excentricidad, la cual varía a lo largo del eje del rotor.

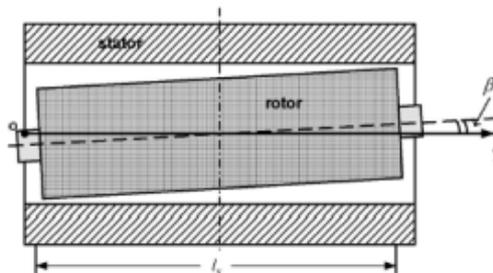


Figura 3-13. Representación de la Excentricidad Axial

3.1.3 Frecuencias características de los principales fallos en las máquinas de inducción.

A modo de resumen se presenta Tabla 3-3 la cual contiene las frecuencia característica teórica de los principales fallos que se producen en las máquinas eléctricas de inducción, se encuentra clasificada tal y como el autor ha clasificado los fallos en el apartado anterior de la presente tesis y como se representa en la Figura 3-5.

Tipo de Fallo		Frecuencia Característica
ELÉCTRICOS	ESTATOR	En los Devanados (Aislamiento de la máquina) $f_s = \left(k \pm n \cdot \frac{(1-s)}{p} \right) \cdot f$
	ROTOR	Rotura de Barras y Anillos de Cortocircuito $f_B = f_1 \cdot (1 \pm 2 \cdot k \cdot s) \quad k = 1, 2, 3, \dots$
	EXTERNOS	Electrónica de Alimentación Efectos de la Carga No Frecuencia Característica. $f_{carga} = f_s \pm m \cdot f_r = f_s \cdot \left[1 \pm m \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \right]$
MECÁNICOS	ROTOR	Desequilibrio Estático: En reposo el rotor siempre se para en la misma posición. Dinámico: Sí no coinciden el eje de inercia y el de rotación del rotor.
		Cojinetes Fallos Internos: $f_v [Hz] = \left(\frac{N}{2} \right) \cdot f_r \cdot \left[1 \pm \frac{b_d \cdot \cos(\beta)}{d_p} \right]$ F. Rodamientos: $f_v [Hz] = \left(\frac{d_p \cdot f_r}{2 \cdot b_d} \right) \cdot \left[1 - \left(\frac{b_d \cdot \cos(\beta)}{d_p} \right)^2 \right]$ Frec. Tren: $f_v [Hz] = \left(\frac{f_r}{2} \right) \cdot \left[1 - \frac{b_d \cdot \cos(\beta)}{d_p} \right]$
	ROTOR Y ESTATOR (Excentricidad)	Estática $f_{estatica} = \left[\left((k \cdot N) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm \nu \right) \right] \cdot f$
		Dinámica $f_{dinamica} = \left[\left((k \cdot N \pm n_d) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm \nu \right) \right] \cdot f$
		Mixta $fl = f \pm k \cdot f_r \rightarrow k = 1, 2, 3$ $f_r = \text{frecuencia mecánica}$
		Axial Misma que las anteriores
	EXTERNOS	Desalineación Proporcional a: $F = \frac{E \cdot I}{a} \cdot \text{tg}(\beta)$
Engranajes La más característica $f_{rg} = \frac{R_g}{60}$		

Tabla 3-3. – Tabla resumen de las principales frecuencias características de los principales fallos o averías que se producen en las máquinas eléctricas rotativas de inducción.

3.2 Magnitudes físicas utilizadas para monitorizar el estado de las máquinas eléctricas rotativas.

En el apartado anterior se ha realizado una clasificación de los principales fallos que se producen en las máquinas eléctricas rotativas, haciendo hincapié en el fallo de la excentricidad en todas sus variantes por ser el objeto de la presente Tesis su detección.

En este apartado se realiza una revisión de las principales magnitudes presentes en las máquinas eléctricas a través de las cuales se podría realizar un análisis del estado de la máquina o inclusive ser usada por algún método para la detección y la diagnosis de fallos. De similar manera que se incide en el apartado anterior en el fallo objeto de estudio de esta tesis, en este apartado se hará hincapié en la magnitud escogida para realizar el análisis del estado de la máquina.

Para ello se realiza una revisión minuciosa de las diferentes publicaciones científicas y se extraen las principales magnitudes que se han empleado para monitorizar el estado de la máquina.

Por último, cabría decir que además de la magnitud seleccionada hay que tener en cuenta el régimen de funcionamiento de la máquina cuando se realiza la medida de la magnitud. Principalmente existen dos posibilidades, que son monitorizar en régimen transitorio o en régimen estacionario. El régimen transitorio se basa en el estado transitorio de la máquina, es decir arranques y frenadas de la misma, etc. El régimen estacionario o también denominado permanente, se alcanza una vez se estabiliza la salida, porque esta permanece casi invariable en el tiempo.

Tradicionalmente en el ámbito industrial, se han desarrollado métodos basados en el análisis del régimen permanente, aunque recientemente debido a los avances en el campo del análisis de la señal se están utilizando medidas efectuadas en el régimen transitorio [42], [43], [44].

A continuación, se realiza una descripción breve de las magnitudes utilizadas, de cómo se obtienen y referencias a las principales publicaciones consultadas.

3.2.1 Medida de vibraciones.

Puesto que una vibración se puede definir como el movimiento oscilatorio de las partículas de un sólido, estas se pueden clasificar en dos tipos claramente diferenciados: deterministas y aleatorias. Las primeras siempre se pueden definir mediante ecuaciones matemáticas, expresando la evolución con respecto al tiempo del parámetro correspondiente. Consisten habitualmente en oscilaciones periódicas causadas por las imperfecciones asociadas al propio diseño, manufactura o funcionamiento propio de las máquinas. Las vibraciones aleatorias no responden a ninguna ecuación matemática, y sólo se pueden analizar por medios estadísticos. Estas no siguen ningún patrón periódico, y suelen estar causadas por una fuerza que actúa durante un periodo específico de tiempo y luego desaparece.

Para el diagnóstico y detección de fallos a través de la medida de vibraciones se analizan las alteraciones que las averías producen en la respuesta vibratoria, para ello toman especial interés las vibraciones deterministas, ya que los fallos producen una

anomalía de forma cíclica en la respuesta vibratoria y estas vibraciones son las que se encargan de recogerlos.

Las vibraciones en las máquinas eléctricas rotativas aparecen como consecuencia de la transmisión de esfuerzos cíclicos entre los elementos móviles, los cuales reaccionan entre sí. Si una máquina está bien diseñada y sin ningún fallo, la respuesta vibratoria debe ser reducida. Sin embargo, a medida que se produce el desgaste y asentamiento de los componentes que integran los mecanismos, estas pueden ir modificándose.

Cuando comienza a producirse una avería, los esfuerzos dinámicos a los que se ve sometida la máquina varían, y con ello su respuesta vibratoria. De ahí, que haya sido uno de los primeros métodos empleados para la detección de fallos.

Generalmente el transductor utilizado es de tipo acelerómetro, ya que posee un mayor rango dinámico de frecuencias, robustez, fiabilidad y pequeñas dimensiones. Los acelerómetros producen una salida en forma de tensión proporcional a la aceleración a que está sometida la máquina en la que están acoplados. Básicamente están constituidos por un sistema masa-muelle muy rígido con un amortiguamiento muy pequeño. Cuando el acelerómetro está sometido a vibración, la masa ejercerá una fuerza sobre el disco, proporcional a la aceleración, la cual dará lugar a la deformación del elemento piezoeléctrico. Dicho elemento produce una carga eléctrica directamente relacionada con su nivel de deformación, al final se convierte a una tensión proporcional a la aceleración a la que está sometida el acelerómetro.

La medida de las vibraciones, implica el uso de un transductor de tipo acelerómetro, que se debe colocar pegado a la máquina para poder medir las vibraciones que posee la máquina rotativa, por tanto se puede considerar como una medida invasiva, ya que hay que instalar o fijar el transductor en la propia máquina.

Existen multitud de publicaciones científicas las cuales utilizan la medida de las vibraciones para detectar y diagnosticar los fallos, [45], [46], [47], [48], [49], [50].

3.2.2 Medida de Impedancia.

Según la teoría de las componentes simétricas, cualquier sistema desequilibrado puede descomponerse en dos sistemas trifásicos equilibrados de distinta secuencia, denominados sistemas de secuencia directa y sistemas de secuencia inversa o negativa más un conjunto de fasores con igual fase denominados sistemas de secuencia homopolar o cero [51].

De esta forma en un sistema complejo de tensiones e intensidades trifásico se pueden hallar las componentes de los sistemas de secuencia a partir de las ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_0 \\ \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \mathbf{a} & \mathbf{a}^2 \\ 1 & \mathbf{a}^2 & \mathbf{a} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_a \\ \mathbf{V}_b \\ \mathbf{V}_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{I}_0 \\ \mathbf{I}_1 \\ \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \mathbf{a} & \mathbf{a}^2 \\ 1 & \mathbf{a}^2 & \mathbf{a} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{I}_a \\ \mathbf{I}_b \\ \mathbf{I}_c \end{bmatrix}$$

(3-26)

Dónde los subíndices a, b, c hacen referencia a cada una de las componentes de fase del sistema real, mientras que 0, 1, 2 indican las secuencias homopolar, directa e inversa respectivamente. La constante a viene definida por:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3-27)$$

De la relación entre la tensión y la corriente en secuencia homopolar, directa e inversa se puede extraer la impedancia correspondiente a dicha secuencia, tal y como indica la ecuación [52]:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_0 \\ \mathbf{V}_1 \\ \mathbf{V}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_1 & 0 \\ 0 & 0 & Z_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_0 \\ I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (3-28)$$

En las máquinas eléctricas de inducción donde la conexión de dicha máquina se realiza en triángulo o en estrella pero con el neutro desconectado, la componente de secuencia cero o homopolar se ignora, por tanto solo se utiliza la secuencia directa e inversa.

Cabe destacar, que la impedancia correspondiente a cada secuencia mencionada anteriormente, sólo es válida para la máquina eléctrica simétrica, ya que para máquinas eléctricas que presentan asimetrías se establece un acoplamiento entre las componentes de secuencia directa e inversa, la cual cosa introduce nuevos términos en dicha ecuación, sin embargo para pequeños desequilibrios está demostrado que el acoplamiento resulta despreciable frente a las propias y por tanto si es válida la ecuación anterior.

3.2.3 Medida de Flujos Axiales o Concéntricos con el eje.

El flujo axial de dispersión está presente en las máquinas eléctricas como consecuencia de que nunca pueden ser construidas de forma perfectamente simétrica. Siempre existen pequeñas e inevitables asimetrías en los circuitos eléctricos y magnéticos debidas a diferencias propias del proceso de fabricación, tolerancias, anisotropía de los materiales, etc. A estas asimetrías, que originan pequeñas variaciones de las corrientes que circulan por las bobinas de la máquina eléctrica rotativa, hay que añadir las diferencias que puedan surgir como consecuencia de las alteraciones en la disposición física de los conductores, tanto en las zonas de ranura como en las cabezas de las bobinas [51].

La existencia de las asimetrías anteriores da lugar a la aparición de una diferencia entre las corrientes que circulan por una cabeza de bobina y su opuesta diametralmente, este desequilibrio origina una componente de flujo axial neta. Aunque no está perfectamente definida la trayectoria de este flujo, la mayoría de autores lo ubican en el eje [53].

Si en cualquier máquina eléctrica rotativa “sana”, se considera que su funcionamiento sea el correcto, existen asimetrías propias de la fabricación así como pequeños desequilibrios en las corrientes de alimentación debidos a la red. Es fácil deducir que cualquier máquina con un fallo o anomalía (es decir “no sana”), contribuirá a aumentar el grado de asimetría inicial que se determinará en un cambio del flujo axial y más concretamente en su espectro de frecuencia [1].

Puesto que el flujo axial contiene una componente debida a las corrientes estáticas y otra debida a las corrientes rotóricas, su contenido en armónicos contendrá el de ambas corrientes. De esta forma, si la máquina eléctrica rotativa posee algún fallo o anomalía se produce una modificación de la corriente del estator y del rotor, de esta forma se producirán cambios en el flujo axial permitiendo la detección del fallo o anomalía [54], [55].

De lo anterior, se extrae que del espectro del flujo axial presenta armónicos incluso para el caso de máquina sana y perfectamente simétrica. Cuando aparezca el fallo o las inevitables imperfecciones de fabricación, se producirá un espectro diferente en el flujo axial. El empleo del flujo axial para el mantenimiento predictivo, parece una buena magnitud ya que permite a través de su espectro detectar los diferentes fallos, pero posee la limitación de cómo medirlo. Si el flujo debe medirse en el interior del motor supone ir en contraposición a lo que marca el mantenimiento predictivo que decía que se debían de efectuar las medidas sin alterar el normal funcionamiento de la máquina eléctrica ni su estructura.

Por tanto, para medir el flujo axial es necesario un transductor que permita introducir una señal de tensión proporcional al flujo en el instrumento electrónico de análisis. Se suele realizar mediante el uso de bobinas exploradoras, a través del estudio de la fuerza electromotriz que el flujo induce en ella. Por tanto, si el flujo de dispersión se canaliza a lo largo del rotor en la dirección axial, la forma más fácil sería insertar una bobina en el interior del motor que fuese concéntrica al eje permitiese el paso del flujo a través de la espira. Este procedimiento sólo es útil en el caso de que la máquina eléctrica se encuentre parada por otros motivos, o dispusiese de dicho sensor de fábrica.

Otro procedimiento es la inserción de una espira exploradora en una ranura del estator y medir el flujo magnético que se produce en dicha espira. Como resulta evidente, esta medida es invasiva al igual que la anterior, ya que se debe introducir una espira en el estator de la máquina.

Mediante la medida del flujo magnético, sí existe una asimetría rotórica, como por ejemplo una barra rota, se produce un desplazamiento de los ejes magnéticos con respecto a la ubicación de los polos de la máquina sana.

Como se observa en la Figura 3-14, en una máquina sana que no presente ninguna asimetría rotórica los ejes magnéticos se ubican en los polos perfectamente decalados en función del número de polos, para este caso al ser una máquina tetra polar se decalan cada 90°. Pero cuando la máquina presenta un defecto de asimetría rotórica, como por ejemplo la rotura de una barra estos ejes sufren un desplazamiento, y ya no están decalados 90° para el caso de la Figura 3-14.

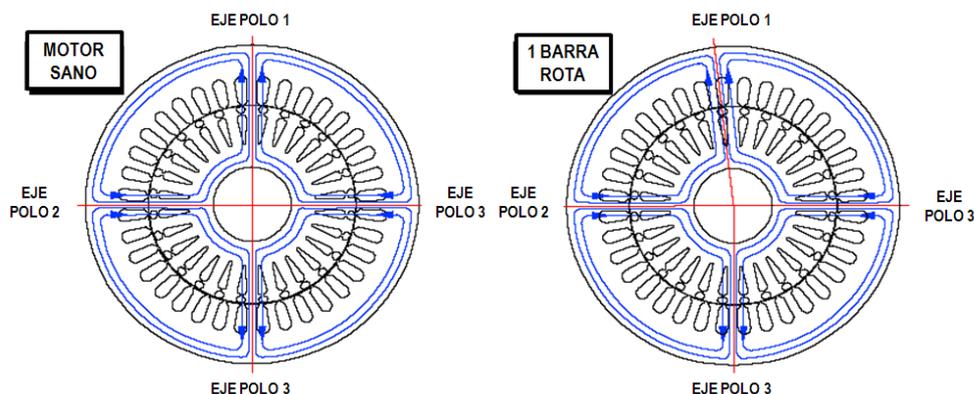


Figura 3-14. Representación simplificada en el tiempo de la posición magnética de los polos en una máquina asíncrona tetrapolar sana y con barra rota.

El objetivo de insertar la espira exploradora en una de las ranuras del estator, es poder medir el flujo magnético en dicha espira y poder detectar las diferentes asimetrías rotóricas que pueda tener dicha máquina eléctrica. Sí se midiese el flujo magnético correspondiente a la máquina eléctrica rotativa no se podría asegurar que las variaciones en el flujo sean correspondientes a las asimetrías rotóricas, ya que también podrían ser debidas a la carga.

De la revisión de las publicaciones científicas se extraen las citas más importantes que hacen referencia a la medida de esta magnitud, [56], [57].

Pero la medida del flujo axial resultaría mucho más útil si se pudiese medir desde el exterior del motor [58]. Existen infinidad de ensayos realizados en la literatura científica de los cuales se extrae como ha de ser esa espira, el número de vueltas, la ubicación en la carcasa del motor, etc. Extrayendo en conclusión que la espira debe poseer un número elevado de vueltas, suficiente diámetro y debe estar situada de forma concéntrica con el eje para poder medir el flujo axial [1].

3.2.4 Medida del Par.

El par de un motor de inducción se genera a partir de la iteración de series de armónicos estatóricos y rotóricos, de tal forma que unas de estas iteraciones generan el par neto que produce el giro de la máquina, y las otras generan pares pulsantes que causan ligeras oscilaciones en la velocidad y potencia mecánica suministrada por la máquina eléctrica.

Tras un análisis complejo matemático se pueden determinar las frecuencias de oscilación características del par electromagnético de una máquina asíncrona sana [1]. La amplitud de estas frecuencias se puede ver atenuada e incluso anulada en función de la máquina y de su factor de devanado, y si nos referimos al par mecánico aún más debido al efecto de filtrado que se produce debido a la inercia de la máquina.

3.2.4.1 Medida del Par Mecánico.

De esta forma, puesto que se conocen las frecuencias del par mecánico de una máquina de inducción sana, resulta muy sencillo plantear la detección y diagnóstico de fallos, ya

que se realiza una comparación con el patrón de máquina sana y si existen variaciones se podría detectar de forma incipiente el fallo o avería.

Ahora bien, a nivel industrial es muy difícil la medición del par mecánico porque no es muy normal disponer de equipos que midan el par ya que los transductores y células de carga son equipos complejos y costosos.

Los transductores que se encargan de la medida del par son de origen piezorresistivo generalmente suelen tener galgas extensiométricas que miden la fuerza aplicada por variación de la resistencia eléctrica de un elemento sensible solidario con el eje de la máquina eléctrica. Así pues estos deben ubicarse en el eje de la misma, haciéndolos muy difícil de colocar a nivel industrial.

3.2.4.2 Medida del Par Interno o Electromagnético.

Por eso, se suele usar el par interno o electromagnético el cual se puede obtener de la medida de las corrientes y tensiones de la máquina. Realizando la medida en línea con la máquina eléctrica. La instrumentación requerida para la medida interna del par se basa en la medida de la corriente y la tensión, por tanto transductores de medida de intensidad y transductores de medida de tensión similar a los necesarios para la obtención de la potencia.

Pero el valor instantáneo de la potencia no se corresponde con el valor instantáneo del par interno. Solo si la máquina eléctrica gira a velocidad constante y después de descontar las pérdidas que se producen, la media del valor de la potencia se puede decir que es proporcional a la media del par. El par interno es producido por los enlaces de flujo y las corrientes de la máquina eléctrica rotatoria.

El par interno representa la combinación de los efectos de todos los enlaces de flujo y las corrientes tanto del estator como el rotor. Este es muy sensible a cualquier desbalanceo [59].

La potencia instantánea en una máquina eléctrica rotativa es la suma de los productos de la tensión e intensidad de cada fase que componen dicha máquina, tal cual como se indica en la ecuación siguiente:

$$P = v_a \cdot i_a + v_b \cdot i_b + v_c \cdot i_c \quad (3-29)$$

Ahora bien la tensión de alimentación se puede descomponer como la suma de los enlaces de flujo:

$$v_a = \frac{d\psi_a}{dt} + r \cdot i_a \quad v_b = \frac{d\psi_b}{dt} + r \cdot i_b \quad v_c = \frac{d\psi_c}{dt} + r \cdot i_c \quad (3-30)$$

Aplicando la fórmula anterior de la tensión de cada fase como el sumatorio del enlace de flujo más la resistencia por la intensidad de la fase que la recorre y sustituyéndolas en la ecuación de la potencia instantánea, la fórmula que se obtendría es la siguiente:

$$P = \left(\frac{d\psi_a}{dt} + r \cdot i_a \right) \cdot i_a + \left(\frac{d\psi_b}{dt} + r \cdot i_b \right) \cdot i_b + \left(\frac{d\psi_c}{dt} + r \cdot i_c \right) \cdot i_c \quad (3-31)$$

Para obtener el enlace de flujo de cada fase, se despeja de la ecuación de la tensión de alimentación de fase. Y se obtiene el enlace de flujo de cada fase a través de la integral de la diferencia de la tensión de alimentación y la intensidad que recorre la resistencia del cobre de cada fase.

$$\psi_a = \int (v_a - r \cdot i_a) \cdot dt \quad \psi_b = \int (v_b - r \cdot i_b) \cdot dt \quad \psi_c = \int (v_c - r \cdot i_c) \cdot dt \quad (3-32)$$

El par interno de la máquina eléctrica de inducción simétrica calculado mediante la tensión e intensidad del estator resulta como [60]:

$$Par [Nm] = \frac{P}{2 \cdot \sqrt{3}} \cdot \langle (i_A - i_B) \int [V_{CA} - R(i_C - i_A)] \cdot dt - (i_C - i_A) \int [V_{BA} - R(i_A - i_B)] \cdot dt \rangle \quad (3-33)$$

Simplificando:

$$Par [Nm] = \frac{P \cdot \sqrt{3}}{6} \cdot \langle (2 \cdot i_A + i_C) \int [V_{CA} - R(i_C - i_A)] \cdot dt - (i_C - i_A) \int [-V_{BA} - R(2 \cdot i_A + i_C)] \cdot dt \rangle \quad (3-34)$$

Ahora bien, la forma tradicional de representar las ecuaciones de las máquinas eléctricas está basada en la teoría de los campos rotativos, pero existe una forma más compacta y simplificada de representarlas basada en la teoría de los vectores espaciales d-q. Aplicando la transformada de Park, el par interno o electromagnético se representa como [60]:

$$Par = \frac{3}{2} \cdot P \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (3-35)$$

Dónde P es el número de pares de polos de la máquina, i_d, i_q son las proyecciones del vector de corriente sobre los ejes d y q, y ψ_d, ψ_q son los enlaces de flujo totales según los ejes d y q.

Las derivadas de los enlaces de flujo de cada uno de los espacios d-q son:

$$\frac{\partial \psi_d}{\partial t} = (v_d - R \cdot i_d) \cdot \omega_b \quad \frac{\partial \psi_q}{\partial t} = (v_q - R \cdot i_q) \cdot \omega_b \quad (3-36)$$

De las ecuaciones anteriores se deduce que conociendo la descomposición de los vectores de tensión y corriente según los ejes directo y de cuadratura e integrando para el cálculo de los enlaces de flujo se puede obtener el par electromagnético. Para la obtención de los vectores de tensión y corriente es necesario la medición de las corrientes y tensiones instantáneas [1].

3.2.5 Medida de la potencia instantánea.

Se basa en la medida de la potencia instantánea de la máquina eléctrica de inducción, para simplificar el desarrollo se asume que las tensiones e intensidades del estator están balanceadas. Para ello se define la potencia instantánea como [61]:

$$p(t) = \sqrt{3} \cdot V_{L-L}(t) \cdot i_L(t) \quad (3-37)$$

Dónde $V_{L-L}(t)$ es la tensión entre dos de las tres fases de alimentación y la $i_L(t)$ es la corriente que circula por una fase de la máquina eléctrica de inducción. En régimen permanente o estacionario la potencia se define como:

$$P = P_{ABC}(t) = \sqrt{3} \cdot V_{LL} \cdot I_L \cdot \cos \varphi \quad (3-38)$$

Dónde ahora los valores de la tensión e intensidad son eficaces y φ es el ángulo de carga del motor. De este modo, la medida de la potencia instantánea resulta sensible al deslizamiento ya que siendo consecuentes con la formula anterior depende de él.

La potencia instantánea total es la suma de las dos potencias parciales:

$$P = P_{ABC}(t) = p_{AB}(t) + p_{CB}(t) \quad (3-39)$$

La potencia instantánea parcial es el producto de la tensión entre dos fases por la corriente de una fase [62]:

$$p_{AB}(t) = V_{LL} \cdot I_L \cdot \left[\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (3-40)$$

$$p_{CB}(t) = V_{LL} \cdot I_L \cdot \left[\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(2\omega t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (3-41)$$

Por tanto, las componentes espectrales de la potencia serán el producto de las componentes espectrales de la tensión y las componentes espectrales de la corriente. De esta manera, se desplaza el espectro en el eje de las frecuencias evitando posibles enmascaramientos entre ellas con la fundamental [32], [63].

La medida de la potencia resulta muy sencilla y además se puede efectuar en línea, existen diferentes métodos para medir la potencia, como por ejemplo obtenerla del sumatorio del producto de la tensión por la corriente, para el cual se miden las tres tensiones y las tres intensidades de cada fase [32], o el sumatorio de la tensión entre dos fases por la corriente de fase [63], [64]. Para ello sólo son necesarios transductores de tensión y de corriente.

3.2.6 Medida de tensiones residuales a la desconexión.

Se basa en la medida de la tensión a la desconexión de la fuente de alimentación, de esta forma, se evitan todos los problemas que pueda inducir la alimentación al sistema.

Cuando se desconecta la máquina eléctrica de la alimentación, las corrientes del estator disminuyen rápidamente a cero, entonces las tensiones que circulen por los devanados del estator sólo pueden estar inducidas por la corriente que circula por el rotor.

En caso de máquina sana, la fuerza magneto motriz producida por la corriente que circula por las barras del rotor a la desconexión de las fases del estator es fundamentalmente senoidal. De esta forma, la tensión inducida en el estator debida a esta fuerza magneto motriz no debe tener ningún armónico a excepción del fundamental debido a la distribución de la corriente en las barras del rotor. Sin embargo, cuando la máquina no está sana, posee por ejemplo asimetrías rotoricas, la fuerza

magneto motriz sufre desviaciones de la senoidal que se ha considerado sana que son inducidas en la tensión del estator [65].

3.2.7 Medida de la corriente.

Se conoce que la corriente de alimentación de la máquina eléctrica es una de las magnitudes que contiene más información sobre el estado de la misma. Así por tanto, esta siendo la magnitud más utilizada, para posteriormente tratarla con técnicas de señal adecuadas que nos permitan detectar y diagnosticar posibles fallos en la misma.

Cabe decir, que la corriente estatórica de una fase de una máquina eléctrica sana posee una ecuación similar a:

$$i_A(t) = \sqrt{2} \cdot I_L \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) \quad (3-42)$$

φ = factor de potencia

ω = frecuencia en radianes por segundo

Cuando la máquina posee alguna anomalía, lo que se produce es una modulación en la corriente estatórica:

$$I_A(t) = i_A(t) \left(1 + m \cdot \cos(\omega_o \cdot t)\right) \quad (3-43)$$

m = índice de modulación

ω_o = frecuencia característica del fallo

De esta forma, se observa que la intensidad es una muy buena magnitud para detectar y diagnosticar fallos. Como se verá posteriormente, a esta magnitud se le aplican diferentes técnicas de señal para la diagnosis de fallos.

Para efectuar la medida de la magnitud, generalmente los equipos de análisis, como el osciloscopio, el analizador, etc. sólo permiten la medida de la tensión, por tanto se hace necesario disponer de sistemas que nos conviertan las corrientes a valores proporcionales de tensión. Existen varios instrumentos capaces de realizar esta función:

- Resistencias Calibradas, "Shunt":

Es el más simple de los transductores que se verán a continuación, consiste en una resistencia cuyo valor es conocido y de elevada precisión. La cual se conecta en serie con el elemento al cual se le desea medir la corriente que circula por él. Para ello se mide la tensión o diferencia de potencial en bornas de la resistencia shunt, y como debe ser $v(t) = R \cdot i(t)$, la Res conocida se haya la corriente que circula.

De este modo, este transductor resulta de muy bajo coste y de fácil utilización, además como es un elemento puramente resistivo no introduce desfases ni atenúa la señal. Sólo cabe destacar un inconveniente y es su dependencia con la temperatura.

- **Transformadores de Intensidad:**
 Los transformadores de intensidad permiten medir por el secundario la corriente que circula por el primario multiplicada por un factor de escala, estableciendo además un aislamiento galvánico entre ambos.
 La conexión de este equipo se realiza en serie con el elemento que se desea medir su intensidad. Al aplicar este procedimiento hay que tener en cuenta una serie de restricciones como son la posibilidad de modificación del espectro de corriente ya que introduce atenuaciones y desfases cuánto más alta sea la frecuencia que se pretende estudiar, y que el secundario del transformador debe estar próximo al cortocircuito para evitar la saturación magnética con la consecuente distorsión de la medida.



Figura 3-15. Fotografía y esquema eléctrico de un transformador de Intensidad.

- **Sondas de Corriente:**
 Las sondas de corriente no son más que transformadores de intensidad cuyo núcleo magnético puede ser abierto de tal forma que pueda ser emplazado alrededor del conductor que se desea medir la corriente. Estas sondas han sido diseñadas para su empleo en osciloscopio de ahí que incorporen switches o interruptores para los diferentes rangos de medida. Suelen ser transductores de precisión elevada y la frecuencia que soportan esta alrededor de 20 veces la frecuencia de la red. Haciéndolas muy útiles para mediciones ya que sólo se debe hacer pasar el conductor que se desea medir por el centro de la pinza.
- **Sondas de Efecto Hall:**
 Estas sondas se basan en la propiedad del efecto Hall que se da en los materiales conductores y semiconductores, de esta forma si se hace circular una corriente por el conductor sometido a un campo magnético transversal y perpendicular a él, se obtiene en bornes una tensión que es conocida como tensión Hall. Es proporcional a la corriente, al campo magnético y al material empleado. Las grandes ventajas que presentan estas sondas son la posibilidad de medir corriente continua y alterna, inmunidad al ruido, y aislamiento galvánico.

3.3 Análisis de Señal y Técnicas de Procesamiento de Señal.

3.3.1 Análisis de Señal

El análisis de señales es uno de los pilares fundamentales de la Ingeniería, y más concretamente en el campo de la ingeniería eléctrica y de las telecomunicaciones. Por tanto, los conceptos de análisis de señales, no sólo se deben dominar como herramientas matemáticas, sino que deben ser comprendidos de forma física para poder aplicarlas a los diferentes campos de la ciencia.

En la vida diaria, casi sin darse cuenta se analizan e interpretan las diferentes señales que se perciben a través de los sentidos. Por tanto, el análisis y la posterior interpretación, son necesarios para caracterizar la forma correcta de una determinada señal. Mediante este análisis de la señal, obtenemos los diferentes parámetros que la caracterizan, identifican y permiten diferenciarla con respecto a otras. Además gracias al análisis se puede interpretar e identificar cual o cuales fenómenos generan esa señal.

Una posible definición de “señal” podría ser una variación de una corriente eléctrica u otra magnitud física que se emplea para transmitir información. Existen señales continuas y discretas, generalmente frente al tiempo.

El análisis de la señal se puede hacer de forma temporal, frecuencial, frecuencia-tiempo, de forma estadística, etc. Además en función de en qué régimen de funcionamiento se encuentre el proceso de donde se adquiere la señal, ya sea estacionario o no.

Tradicionalmente la detección y diagnóstico de fallos en las máquinas eléctricas se ha basado en el análisis en régimen permanente de la medida de la magnitud seleccionada. En sus comienzos se basó en la medida de las vibraciones en régimen permanente y su posterior análisis en frecuencia de las mismas. En los últimos años se han comenzado a utilizar otras magnitudes tales como las corrientes estatóricas, la potencia, etc. siempre en régimen permanente. Por último, decir que muy recientemente se ha comenzado a utilizar el régimen transitorio de la magnitud para el análisis de la señal seleccionada mediante la Transformada Wavelet.

3.3.1.1 Análisis en Régimen Permanente.

El análisis de alguna señal característica de la máquina eléctrica en régimen permanente de funcionamiento, es el análisis de la magnitud una vez estabilizada, cuando la señal permanece constante e invariante en el tiempo, tras el transitorio de arranque o de un cambio de referencia.

En régimen permanente tradicionalmente se ha utilizado la transformada de Fourier como técnica de procesamiento de señal. Más recientemente han surgido nuevas técnicas evolucionadas de dicha transformada, en la presente tesis se comenta la transformada de Hilbert, por ser parte de la solución aportada por el autor que se comentará en capítulos posteriores.

3.3.1.1.1 Transformada de Fourier.

Tradicionalmente la forma de representar una señal o forma de onda ha sido hacerlo en el dominio del tiempo, el ser humano por lógica, cuando quiere representar una señal siempre lo realiza frente al tiempo transcurrido, principalmente porque es así como ha observado la mayoría de los fenómenos físicos existentes, como por ejemplo las variaciones climáticas, las posiciones relativas de los cuerpos, etc.

Pero hace ya más de un siglo que un matemático y físico francés conocido como Jean-Baptiste-Joseph Fourier (1768-1830) demostró que cualquier forma de onda se puede generar mediante la suma de infinitas ondas senoidales de diferentes frecuencias. De esta forma se consigue una nueva forma de representación ya no usando el dominio del tiempo sino el dominio de frecuencia.

Usar una representación en el dominio del tiempo o realizarla en el dominio de la frecuencia depende de que factores se deseen analizar. Por ejemplo, si se pretende analizar cambios muy pequeños de amplitud, posiblemente en el dominio del tiempo no se aprecien correctamente, mientras que en el dominio de la frecuencia estos cambios de amplitud si se apreciarán ya que poseerán una frecuencia característica diferente a las de grandes amplitudes de la señal.

Debido a lo mencionado en el párrafo anterior, para el mantenimiento preventivo y la detección de fallos en máquinas eléctricas rotativas se usa la representación en el dominio de la frecuencia. Cuando se pretende detectar una posible avería en una máquina eléctrica, hay que detectar pequeñas variaciones de amplitud ya que si fuesen grandes variaciones implicaría grandes fallos, con lo cual la máquina eléctrica rotativa se habría roto ya, puesto que no hubiese aguantado dichos fallos.

Como las máquinas eléctricas de inducción poseen un entrehierro tan pequeño, inferior incluso a un milímetro, si presentan excentricidades pueden provocar importantes alteraciones, desde el punto de vista eléctrico y mecánico, ya que produce vibraciones en el plano axial como radial. Por tanto, si un entrehierro es variable presentara valores de reluctancia variables que a su vez ocasionará la aparición de nuevos armónicos. Estos nuevos armónicos de campo inducirán fuerzas electromotrices en el estator que a su vez producirán nuevos armónicos en el espectro de la corriente y así podrán ser detectados.

3.3.1.1.1.1 Justificación Teórica

El desarrollo en serie de Fourier constituye un método extraordinariamente eficaz que se utiliza para descomponer una forma de onda periódica en una serie infinita de funciones sinusoidales.

3.3.1.1.1.2 Función Periódica.

Una función periódica $f(t)$ es aquella que se repite cada T segundos, es decir, se cumple la condición: $f(t) = f(t + T)$.

Dónde el periodo de la función $f(t)$ es T y un ciclo de $f(t)$ es la porción de la onda $f(t)$ correspondiente a un periodo. La frecuencia f de la función $f(t)$ es el número de ciclos por segundo y se mide en hertzios. Se denomina pulsación fundamental o frecuencia angular fundamental $w_0 = 2 \cdot \pi \cdot f = \frac{2 \cdot \pi}{T} \text{ rad / s}$

3.3.1.1.1.3 Series Trigonométricas de Fourier.

Fourier demostró que si se dispone de una función $f(t)$ periódica, se puede desarrollar en una serie infinita de funciones sinusoidales:

$$f(t) = \frac{a_0}{2} + a_1 \cos w_0 t + a_2 \cos 2w_0 t + \dots + a_n \cos n w_0 t + \dots$$
$$\dots + b_1 \text{sen} w_0 t + b_2 \text{sen} 2w_0 t + \dots + b_n \text{sen} n w_0 t + \dots = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(nw_0 t) + b_n \text{sen}(nw_0 t))$$

(3-44)

El primer término es una constante, los términos del seno y el coseno múltiplos enteros de w_0 se denominan armónicos, siendo el factor n el orden del armónico.

Sólo cabe tener en cuenta que para poder representar $f(t)$ o desarrollarla en Serie de Fourier, se deben cumplir las condiciones de Dirichlet:

- La función $f(t)$ debe ser continua en el periodo T, cuando mucho ha de ser finito el número de discontinuidades existentes en dicho intervalo.
- La función $f(t)$ debe tener a lo sumo un número finito de máximos y mínimos en el periodo T.
- La integral: $\int_{t_0}^{t_0+T} |f(t)| dt$ debe ser finita.

Las condiciones de Dirichlet son suficientes para que una función $f(t)$ cumpla el desarrollo de las series de Fourier pero no necesaria para ello.

Las series de Fourier han tenido y siguen teniendo una gran aplicación en diversos campos de la técnica, pero siempre han poseído un gran inconveniente debido al uso de las senoides como base, ya que estas tienen un soporte compacto en el dominio frecuencial y no así en el dominio temporal. Además las señales no estacionarias, cuyo

espectro varía con el tiempo, requieren una representación Tiempo-Frecuencial (TFR), en lugar de una simple representación en frecuencia.

Para resolver este problema se realizaron modificaciones a la transformada de Fourier que permitiese el análisis de señales no estacionarias. Esta modificación es denominada como Short Time Fourier Transform (STFT), la cual utiliza una ventana localizada en el dominio temporal de forma segmentada. Ahora la Transformada de Fourier es evaluada para cada segmento ventana de la señal, es decir localizado temporalmente, dando una representación Tiempo-Frecuencia. Así se solventaba una de las problemáticas suscitadas con la transformada de Fourier, siempre utilizando un tamaño fijo de ventana.

En el caso de las máquinas eléctricas, las series de Fourier se utilizan para determinar las componentes armónicas de la forma del campo magnético existente en el entrehierro y también para analizar la respuesta de las máquinas cuando se alimentan con fuentes no senoidales, lo que sucede en la práctica cuando se emplean convertidores electrónicos para la regulación y el control de motores eléctricos.

3.3.1.1.1.4 Definición de la transformada de Fourier en tiempo continuo

La representación en el dominio de la frecuencia de una señal en tiempo continuo $x_a(t)$ está dada por la transformada de Fourier en tiempo continuo, denominada de forma abreviada como TFTC:

$$X_a(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t) e^{-j\Omega t} dt \quad (3-45)$$

La TFTC es conocida como el espectro de Fourier o simplemente espectro de la señal en tiempo continuo.

Para recuperar la señal de tiempo continuo $x_a(t)$ puede recuperarse de su TFTC $X_a(j\Omega)$ mediante la integral de Fourier:

$$x_a(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X_a(j\Omega) e^{j\Omega t} d\Omega \quad (3-46)$$

En ambas ecuaciones anteriores, la frecuencia angular Ω en tiempo continuo en radianes es real. La transformada de Fourier inversa puede interpretarse como una combinación lineal de señales exponenciales complejas infinitesimalmente pequeñas de la forma $\frac{1}{2\pi} e^{j\Omega t} d\Omega$ ponderadas por la constante compleja $X_a(j\Omega)$ sobre el intervalo de frecuencias angular desde $-\infty$ a ∞ .

Así pues se puede expresar de forma polar de la siguiente manera:

$$X_a(j\Omega) = |X_a(j\Omega)| e^{j\theta_a(\Omega)} \quad (3-47)$$

Donde $\theta_a(\Omega) = \arg\{X_a(j\Omega)\}$ es el espectro de la fase y $|X_a(j\Omega)|$ el espectro de la magnitud, ambos son función real de Ω .

De forma general, la ecuación de la TFTC $X_a(j\Omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x_a(t)e^{-j\Omega t} dt$, existe si la señal continua en el tiempo $x_a(t)$ satisface las condiciones de Dirichlet:

- La señal tiene un número finito de discontinuidades finitas y un número finito de máximos y mínimos en cualquier intervalo finito.
- La señal es integrable. $\int_{-\infty}^{\infty} |x_a(t)| dt < \infty$

Si se cumplen las condiciones de Dirichlet, la integral por el lado derecho convergerá para todos los valores de t a $x_a(t)$, excepto en los que sea discontinuo.

Por tanto, si $x_a(t)$ es totalmente integrable implica que $|X_a(j\Omega)| < \infty$ y por tanto prueba la existencia de la TFTC.

3.3.1.1.1.5 Definición de la transformada de Fourier en tiempo discreto

Hasta ahora todas las señales a las que se ha hecho referencia eran señales continuas tanto en el dominio del tiempo como en el de la frecuencia.

Para la detección y diagnosis de fallos en las máquinas eléctricas se utilizan instrumentos electrónicos digitales para la adquisición de los datos, los cuales pueden almacenar un número finito de puntos por tanto se discretiza la señal tanto en el dominio temporal como en el de la frecuencia, de ahí que se use la transformada discreta de Fourier.

La transformada discreta de Fourier (DFT) se utiliza para el análisis, la manipulación y sintetización de señales en las cuales no es posible realizar el procesado

La transformada de Fourier en tiempo discreto, abreviada como TFTD, de una secuencia $x[n]$ constituye una representación de la secuencia en términos de la secuencia exponencial $\{e^{jwn}\}$, donde w es la frecuencia real. La representación de la transformada de Fourier de una secuencia es única, y por tanto existe una operación inversa que nos devuelve la secuencia original.

La transformada de Fourier en tiempo discreto $X(e^{jw})$ de una secuencia $x(n)$ está definida por:

$$X(e^{jw}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-jwn} \quad (3-48)$$

A diferencia con la transformada de Fourier en tiempo continuo, la de tiempo discreto es una función periódica en w con un periodo 2π , como se verifica a continuación

$$X(e^{j(w+2\pi \cdot k)}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-j(w+2\pi \cdot k)n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-jwn} \cdot e^{-j2\pi \cdot k \cdot n} \quad (3-49)$$

Como $e^{-j2\pi kn} = 1$, se puede simplificar la anterior expresión, que nos queda de la siguiente forma:

$$X(e^{j(w+2\pi \cdot k)}) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x[n] \cdot e^{-jwn} \cdot 1 = X(e^{jw}) \quad (3-50)$$

Para hallar los coeficientes de Fourier $x[n]$ puede calcularse $X(e^{jw})$ utilizando la integral de Fourier dada:

$$x[n] = \int_{-\pi}^{\pi} X(e^{jw}) \cdot e^{jwn} dw \quad (3-51)$$

Denominada transformada inversa de Fourier en tiempo discreto, es reseñable decir que aun cuando la integral se realiza para un intervalo completo de 2π se realice desde $-\pi$ hasta π .

Ya se ha visto la propiedad de la periodicidad de la transformada, ahora se examinaran las demás propiedades.

La transformada de Fourier $X(e^{jw})$ representa una función compleja de variable real w y es posible representarla de forma rectangular como:

$$X(e^{jw}) = X_{re}(e^{jw}) + j \cdot X_{im}(e^{jw}) \quad (3-52)$$

Donde $X_{re}(e^{jw})$ es la parte real y $X_{im}(e^{jw})$ es la parte imaginaria de $X(e^{jw})$ y son funciones reales de w

$$X_{re}(e^{jw}) = \frac{1}{2} \{X(e^{jw}) + X^*(e^{jw})\} \quad (3-53)$$

$$X_{im}(e^{jw}) = \frac{1}{2 \cdot j} \{X(e^{jw}) - X^*(e^{jw})\} \quad (3-54)$$

Donde $X^*(e^{jw})$ es el complejo conjugado de $X(e^{jw})$.

La transformada de Fourier $X(e^{jw})$ se puede expresar de forma polar como:

$$X(e^{jw}) = |X(e^{jw})| \cdot e^{j\theta(w)} \quad (3-55)$$

Donde $\theta(w) = \arg\{X(e^{jw})\}$ se denomina función de fase y $|X(e^{jw})|$ se denomina función de magnitud, a veces se les denomina espectro de fase y espectro de magnitud.

Las relaciones entre la forma polar y la rectangular son las siguientes:

$$X_{re}(e^{jw}) = |X(e^{jw})| \cdot \cos \theta(w) \quad (3-56)$$

$$X_{im}(e^{jw}) = |X(e^{jw})| \cdot \text{sen} \theta(w) \quad (3-57)$$

$$|X(e^{jw})|^2 = X(e^{jw}) \cdot X^*(e^{jw}) = X_{re}^2(e^{jw}) + j \cdot X_{im}^2(e^{jw}) \quad (3-58)$$

$$\tan \theta(w) = \frac{X_{re}(e^{jw})}{X_{im}(e^{jw})} \quad (3-59)$$

Por último, ya que la función de fase $\theta(\omega)$ no se puede especificar de forma única para la transformada de Fourier en tiempo discreto, si sustituimos $\theta(\omega)$ por $\theta(\omega) + 2 \cdot \pi \cdot k$, donde k es cualquier entero. Podemos concluir que permanece sin cambios la transformada de Fourier y especificada para cualquier fase.

$$X(e^{j\omega}) = |X(e^{j\omega})| \cdot e^{j[\theta(\omega) + 2\pi \cdot k]} = |X(e^{j\omega})| \cdot e^{j\theta(\omega)} \quad (3-60)$$

3.3.1.1.2 Transformada de Hilbert.

Generalmente las señales se han definido en el dominio del tiempo o en el dominio de la frecuencia, y mediante la Transformada de Fourier o la Transformada Inversa de Fourier se pasaba de un dominio a otro la señal a analizar, tal y como se expresa en la fórmula de la Transformada de Fourier:

$$x(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cdot e^{-j\omega t} \cdot dt \quad (3-61)$$

O de la antitransformada de Fourier

$$x(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi} \int_{-\infty}^{+\infty} x(\omega) \cdot e^{j\omega t} \cdot d\omega \quad (3-62)$$

Sin embargo, se ha definido un nuevo concepto para pasar de un dominio temporal a otro en frecuencia como es la Transformada de Hilbert, que compone la señal con la mitad de la información en el dominio del tiempo y la otra mitad en el dominio de la frecuencia [66].

La Transformada de Hilbert (HT) es un método de análisis de la señal, el cual es bien conocido a nivel científico-técnico y usado en diferentes campos como la espectroscopia [67], procesamiento de imágenes [68], diagnóstico de fallos [69], transmisión de señal [70], procesamiento de datos geofísicos [71], detección de fallos mecánicos en motores de inducción [72] o fallos en el rotor en motores de corriente continua [73], y de otros tipos.

En matemáticas, la Transformada de Hilbert (HT) de una función real $f(t)$, se obtiene mediante la convolución de las señales $f(t)$ y $\frac{1}{\pi \cdot t}$ obteniendo $\hat{f}(t)$ [74] [75], tal y como se muestra en la ecuación:

$$\hat{f}(t) = (h * f) \cdot (t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3-63)$$

Lo primero recordar la definición de la convolución, la cual se define como un operador matemático que transforma dos funciones f y g en una tercera función que es la composición de f y una versión modificada de g . Por tanto la convolución se expresa formalmente con el símbolo “*” y no es más que la integral del producto de las dos funciones pero con una de ellas invertida y trasladada, tal y cual se muestra en la siguiente ecuación:

$$f(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau) \cdot g(t - \tau) d\tau \quad (3-64)$$

En resumen, en la convolución lo que se hace es esencialmente revertir la función de la respuesta al impulso y desplazarla a través de la función de entrada, integrándola como se observa en la Figura 3-16.

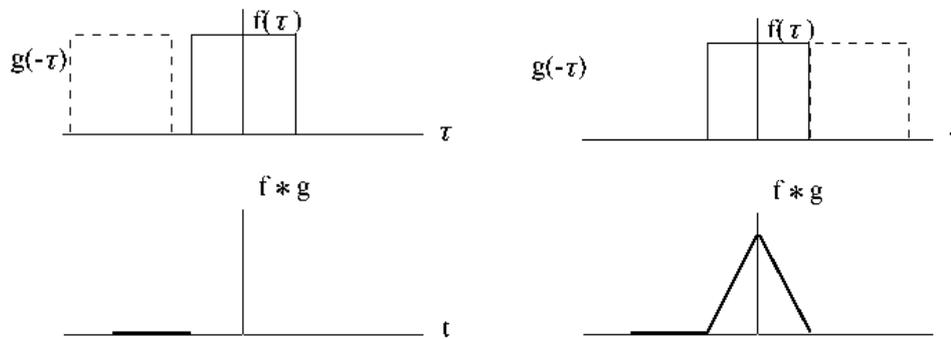


Figura 3-16. Representación Gráfica de la Convolución de dos señales.

La convolución es una de las propiedades intrínsecas de la Transformada discreta de Fourier ya que matemáticamente se cumple que sean dos funciones continuas en el tiempo tal como $f(t)$ y $g(t)$ y sus respectivas transformadas discretas de dichas funciones son $f(\omega)$ y $g(\omega)$, se puede demostrar que la convolución en el dominio temporal es igual al producto en el dominio de la frecuencia.

Por tanto la Transformada de Hilbert $\hat{f}(t)$ se puede interpretar como la salida de un sistema lineal e invariante en el tiempo con entrada $f(t)$ y respuesta al impulso $\frac{1}{\pi \cdot t}$.

La Transformada de Hilbert (HT) de una señal real tal y como podría ser la corriente de una fase de una máquina de inducción $i_f(t)$, se usa para enfatizar las propiedades locales de dicha señal.

$$HT(i_f(t)) = y(t) = \frac{1}{\pi \cdot t} * i_f(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{i_f(\tau)}{t - \tau} d\tau \quad (3-65)$$

La transformada es equivalente a una rotación de 90° en la fase de cada componente armónica de la señal. Ya que según la definición de la transformada de Hilbert para evitar la singularidad $\tau = t$ en la integral de la ecuación que la define, está posee una respuesta en frecuencia dada por la transformada de Fourier que a continuación se muestra:

$$H(\omega) = F\{h\}(\omega) = \begin{cases} +j & \text{sí } \omega < 0 \\ -j & \text{sí } \omega > 0 \end{cases} \quad (3-66)$$

De manera equivalente se puede representar

$$H(\omega) = F\{h\}(\omega) = -j \cdot \text{sgn}(\omega), \text{ donde } j \text{ es la unidad imaginaria.}$$

Y como:

$$F\{\hat{s}\}(\omega) = H(\omega) \cdot F\{s\}(\omega) \quad (3-67)$$

La transformada de Hilbert produce el efecto de desplazar la componente de frecuencias negativas de $s(t) + 90^\circ$ y las parte de frecuencias positivas -90° .

También se tiene que $H^2(\omega) = -1$, por lo que multiplicando la ecuación anterior por $-H(\omega)$, se obtiene:

$$F\{s\}(\omega) = -H(\omega) \cdot F\{\hat{s}\}(\omega) \quad (3-68)$$

de donde se obtiene la transformada inversa de Hilbert

$$s(t) = -(h * \hat{s})(t) = -H\{\hat{s}\}(t) \quad (3-69)$$

La transformada de Hilbert es una herramienta matemática útil para describir la envolvente compleja de una señal modulada por una portadora real.

Puede ser calculada de varias formas, entre ellas:

- Aplicar directamente la ecuación de su definición: $\hat{f}(t) = (h * f)(t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(\tau)}{t - \tau} d\tau$
- Determinación a partir de $f(t)$ aplicando el operador lineal de convolución, que es el operador normalizado de Hilbert $h(t) = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\text{sen}^2\left(\frac{\pi \cdot t}{2}\right)}{t}$, $t \neq 0$ y $h(t) = 0$, $n = 0$ de la forma $f(t) * h(t)$ que es equivalente a aplicar un filtro.
- Utilizando la transformada discreta $H\{s(t)\} = \frac{2}{\pi} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(t - n\Delta t) \cdot \frac{\text{sen}^2\left(\frac{\pi \cdot n}{2}\right)}{n}$, $n \neq 0$.
- Reduciendo a una representación de fasor si $f(t)$ es una senoide, es decir del tipo $f(t) = A \cdot \cos(\omega t + \theta)$ para valores reales de A y con $\theta, \omega > 0$
- A partir de una transformada de Fourier, pasando al dominio de la frecuencias la señal analítica, $F^+\{\hat{f}(t)\}$ dónde $\tilde{f}(t) = f(t) + i0$ luego multiplicando por una función escalón unitario (eliminando la parte negativa de w en el dominio de las frecuencias) y finalmente haciendo una transformación inversa de Fourier ($F^{-1}\{\hat{F}(w)\}$) con lo cual obtiene $\hat{f}(t) = f(t) + if^*(t)$

Para finalizar con la explicación de la transformada de Hilbert cabe destacar la interpretación geométrica de la misma, ya que realiza un gran aporte simplificando bastante la solución.

En la Figura 3-17 se representa la interpretación geométrica de la transformada de Fourier de un coseno y la transformada de Hilbert de ese mismo coseno. Basándose en la teoría de los campos giratorios, cuando se realiza la transformada de Fourier al dominio de la frecuencia de un coseno, se crean dos campos giratorios de la misma frecuencia pero de sentido contrario.

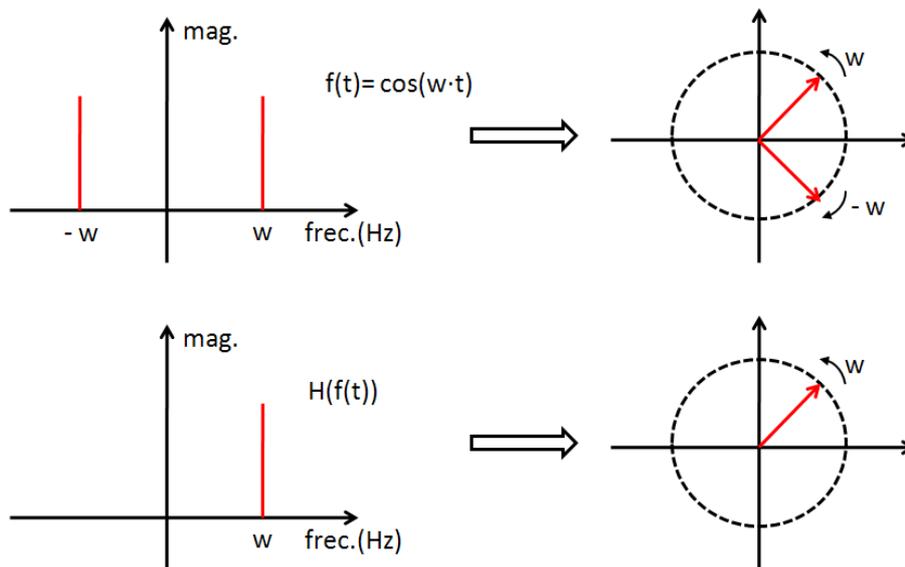


Figura 3-17. Interpretación geométrica de la transformada de Hilbert.

Mientras que si se realiza la transformada de Hilbert tan sólo se crea un campo giratorio, por tanto esta transformada es equivalente a la de Fourier pero eliminando la parte negativa de la frecuencia, tan sólo un vector que gira en vez de dos.

En la Figura 3-18, se representan 0.1 segundos de un coseno de frecuencia 50 Hz simulado. Perfectamente esta señal es equitativa a la intensidad o tensión de alimentación de una máquina eléctrica de inducción.

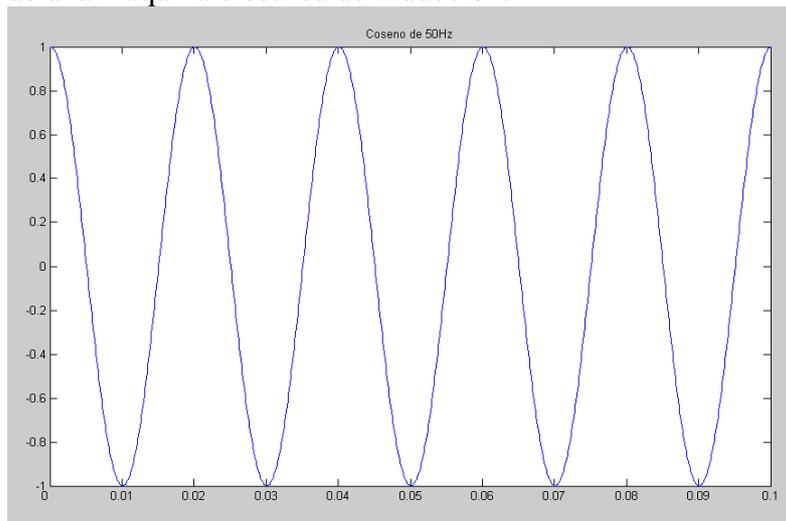


Figura 3-18. Representación temporal de un coseno de frecuencia 50 Hz.

Al coseno de 50 Hz representado en la Figura 3-18, se le aplican las transformadas de Fourier y Hilbert, obteniéndose su espectro en frecuencia representado una imagen

ampliada de los mismos en la Figura 3-19. En estas figuras se representan los espectros pero sólo de 0 a 100 Hz, puesto que es un coseno de 50 Hz de frecuencia, y como se observa son casi idénticos en ambas transformadas.

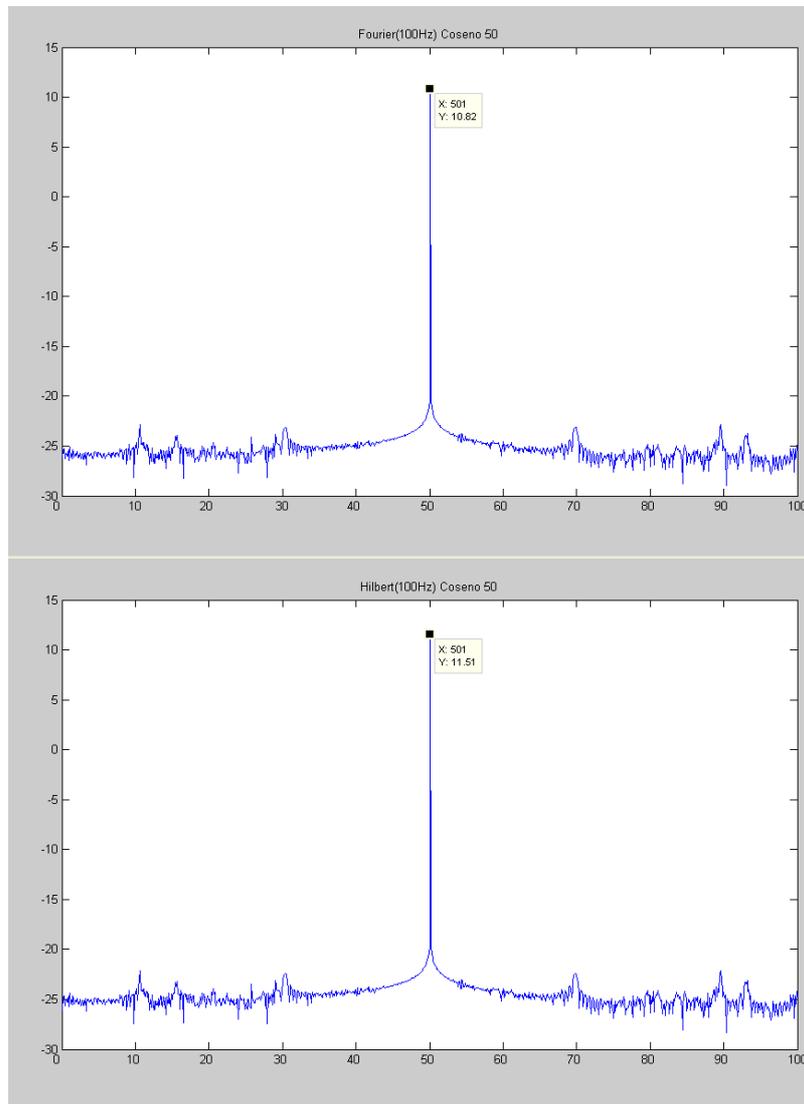


Figura 3-19. Espectro en frecuencia (0 a 100 Hz) (a) de la transformada de Fourier (b) de la transformada de Hilbert de un coseno de 50 Hz.

Pero sí se observa la Figura 3-20 dónde se representa todo el espectro de frecuencia del coseno de ambas transformadas se pueden observar diferencias sustanciales. La primera diferencia tal y como se comentó anteriormente debido a la teoría de los campos giratorios se generan dos frecuencias de signo contrario. En la representación de la transformada de Fourier en la Figura 3-20-a se observan ambas frecuencias características debido a que el coseno posee una frecuencia de 50 Hz, es decir la correspondiente a 50 Hz y la de -50 Hz. La transformada de Fourier nos representa la frecuencia de -50 Hz como la frecuencia máxima representada menos esta frecuencia quedando 9950 Hz ya que se representan 10000 Hz. Realmente la transformada de Fourier se representa hasta la mitad de la frecuencia máxima y a partir de esta hasta la máxima es dónde se ubican las frecuencias negativas, quedando los datos de forma redundante.

Mientras que en la Figura 3-20-b dónde se representa la transformada de Hilbert, se observa que a mitad del espectro ocurre un cambio, ya que sólo representa las frecuencias positivas, tal y como se comentó anteriormente.

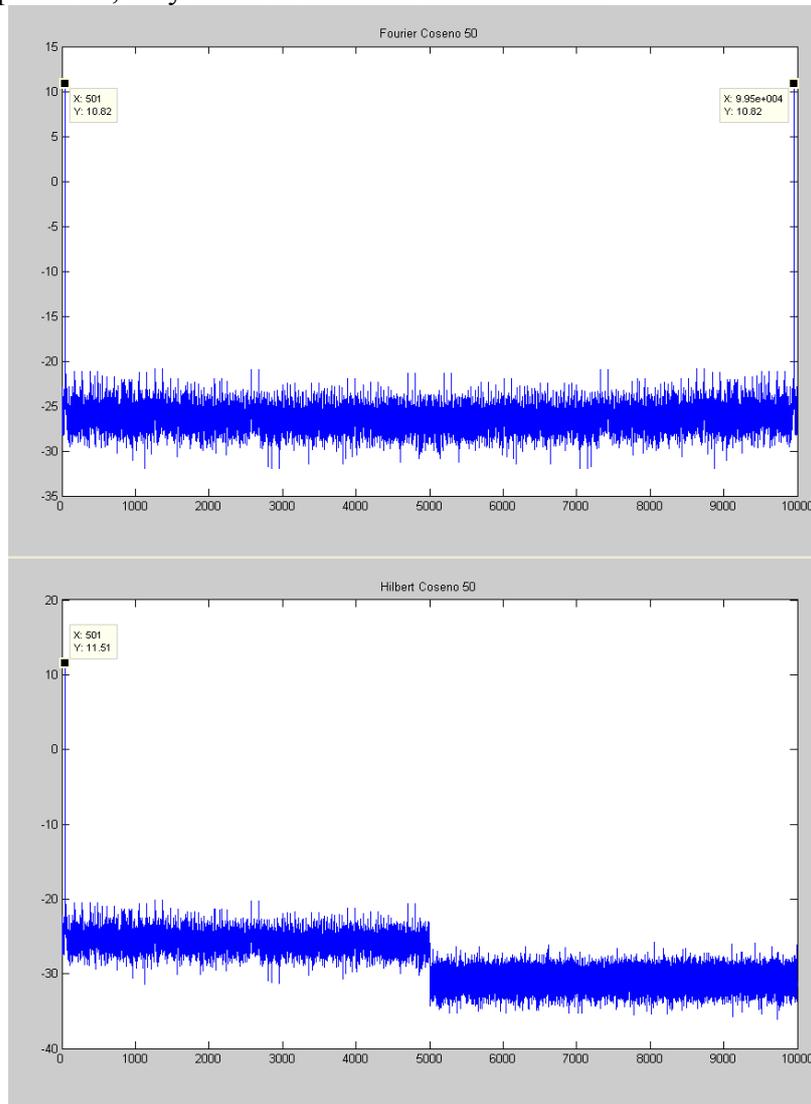


Figura 3-20. Espectro en frecuencia (a) de la transformada de Fourier (b) de la transformada de Hilbert de un coseno de 50 Hz.

3.3.1.2 Análisis en Régimen Transitorio.

El análisis en régimen transitorio de funcionamiento de la máquina eléctrica, es el análisis de las magnitudes que se extinguen en el tiempo, que duran unos ciertos instantes y luego se estabilizan, es decir el arranque o parada de la máquina, o un cambio de referencia de la misma.

Recientemente se ha comenzado a utilizar el análisis del transitorio de las señales para la detección y diagnóstico de fallos en las máquinas eléctricas. Para ello, principalmente se hace uso de la transformada Wavelet que nos permite relacionar el dominio del tiempo y la frecuencia de forma simultánea.

3.3.1.2.1 Transformada Wavelet Discreta.

La Transformada Discreta Wavelet (DWT) permite descomponer una señal muestreada como suma de un conjunto de señales wavelets, cada una de las cuales contiene las componentes de la señal original contenidas en un determinado rango de frecuencias asociado a la señal wavelet en cuestión.

Si tenemos una señal discreta original s , muestreada a una frecuencia f_s muestras/segundos puede aproximarse por medio de la suma de una señal de aproximación a un determinado nivel de descomposición $n(a_n(t))$ y n señales de detalle ($d_j(t)$ con j variando de 1 a n). Cada señal es el producto de los correspondientes coeficientes (coeficientes de aproximación para a_n y coeficientes de detalle d_j) por la función de escalado o la función wavelet a cada nivel respectivamente.

La Transformada Wavelet Discreta (DWT) proporciona suficiente información tanto para el análisis como para la síntesis de la señal original, con una reducción importante del tiempo de computación.

La Transformada Wavelet Discreta consiste en un conjunto de coeficientes de detalle y otros de aproximación. La implementación de la DWT es muy sencilla mediante técnicas de filtrado digital que permiten obtener dichos coeficientes y con ellos la representación tiempo-escala de la señal a analizar. Se usan filtros de diferentes frecuencias de corte para analizar las diferentes escalas.

El proceso comienza pasando la señal por un filtro paso bajo semibanda con respuesta impulsional $h[n]$, este filtro elimina todas las frecuencias por encima de la mitad de la frecuencia más alta de la señal.

El proceso de filtrado digital de una señal equivale a la operación matemática de convolución entre la señal y la respuesta impulsional del filtro. La operación de convolución se define así:

$$x[n] * h[n] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x[k] \cdot h[n-k] \quad (3-70)$$

A continuación, vamos a realizar una serie de simulaciones a modo de ejemplos donde se observe como interpretar las Wavelets.

3.3.1.2.1 Representación de un Coseno

Este primer ejemplo, consiste en la representación de un coseno puro mediante wavelets. Para ello creamos una función que nos describa el comportamiento de un coseno en función del tiempo, y así poder representarlo.

Para poder comparar e interpretar y sobre todo comprender como actúan los wavelets se van a representar dos cosenos puros a frecuencias diferentes, como son 12 Hz y 50 Hz.

En la Figura 3-21 se representan de forma temporal durante un segundo de duración el coseno a frecuencia 12 Hz ((a) y el coseno a frecuencia 50 Hz (b). Como cabía esperar su representación es cosenoidal pura y el número de ondas que aparecen en el periodo de tiempo que se representan es proporcional a su frecuencia.

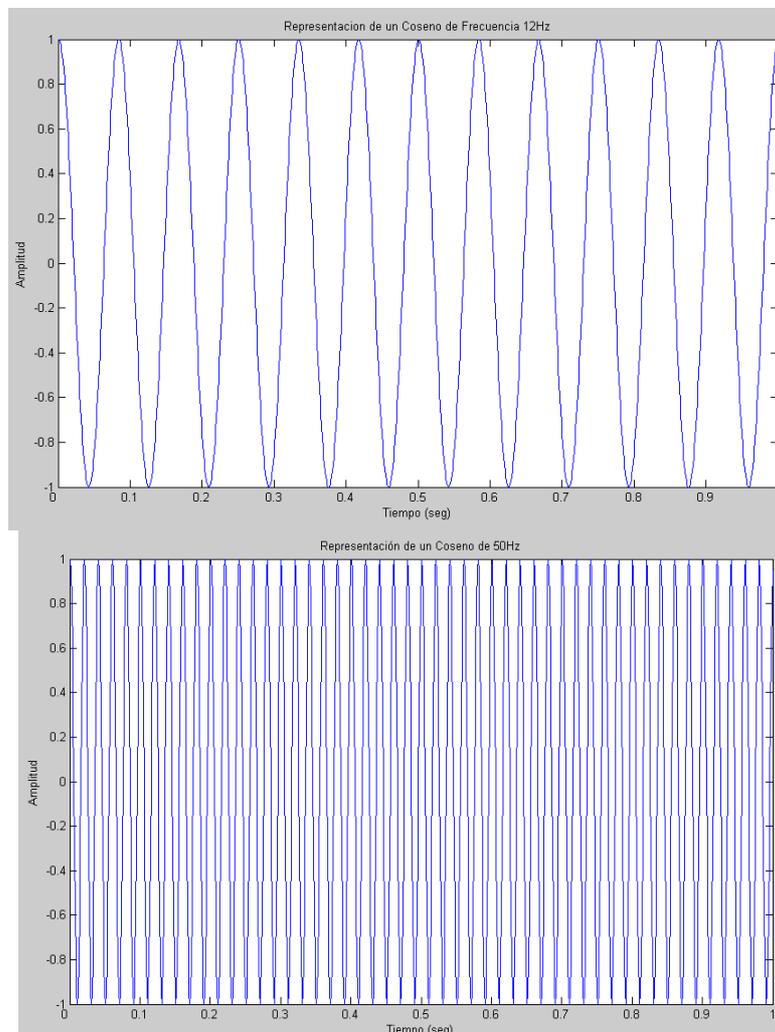


Figura 3-21. Representación Temporal de un Coseno (a) de 12 Hz y (b) 50 Hz.

Para poder comparar las wavelets con Fourier, a estos cosenos se les realiza su análisis en frecuencia, mediante la Transformada Rápida de Fourier que nos traslada del tiempo a la frecuencia. En la Figura 3-22, se aprecian las representaciones en frecuencia de un

coseno de 12 Hz (a) y de 50 Hz (b), tal y como se observa las frecuencias que se representan son 13 y 51 ya que en la transformación se comienza en la frecuencia 1 y no 0, por tanto hay que restar una.

El análisis en Frecuencia a través de Fourier nos representa tanto las frecuencias positivas como las negativas, y estas últimas las representa desde el final hacia delante, por tanto como ha quedado de manifiesto solo es útil la mitad del espectrograma. Por tanto, las frecuencias de 12 Hz y 50 Hz se encontraran a 988 Hz y 950 Hz, aunque en esta representación hay que sumarle uno más por qué no se comienza en el cero si no en el uno.

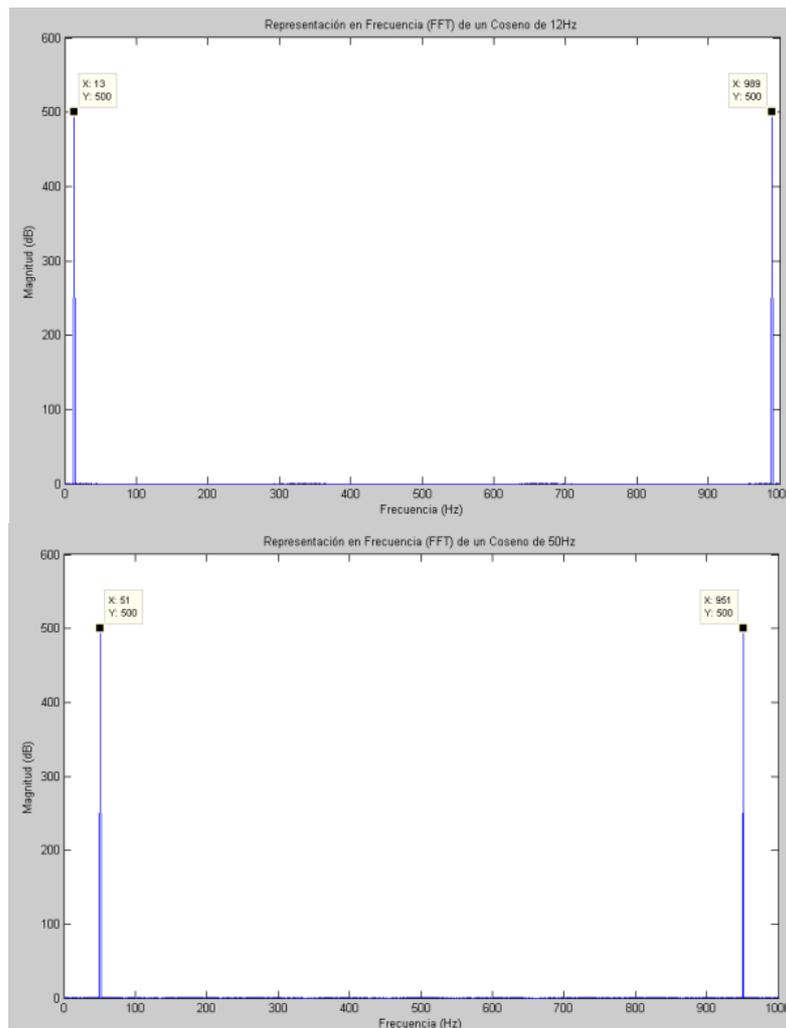


Figura 3-22. Representación en Frecuencia de un Coseno (a) de 12 Hz y (b) 50 Hz.

Por último, se aplica a los cosenos la Transformada Wavelet donde se obtiene la representación que se muestra en la Figura 3-23. La representación está separada en bandas donde la primera banda (s) es la representación de la función que se va a descomponer en Wavelets. La segunda banda corresponde al coeficiente de aproximación (a_x) donde X toma el valor del nivel de detalle de la wavelet seleccionada. Las siguientes bandas se corresponden con los coeficientes de detalle ($d_{1,x}$) el número de estas bandas se selecciona con el nivel de detalle junto con el tipo de Wavelet madre para realizar la Transformada.

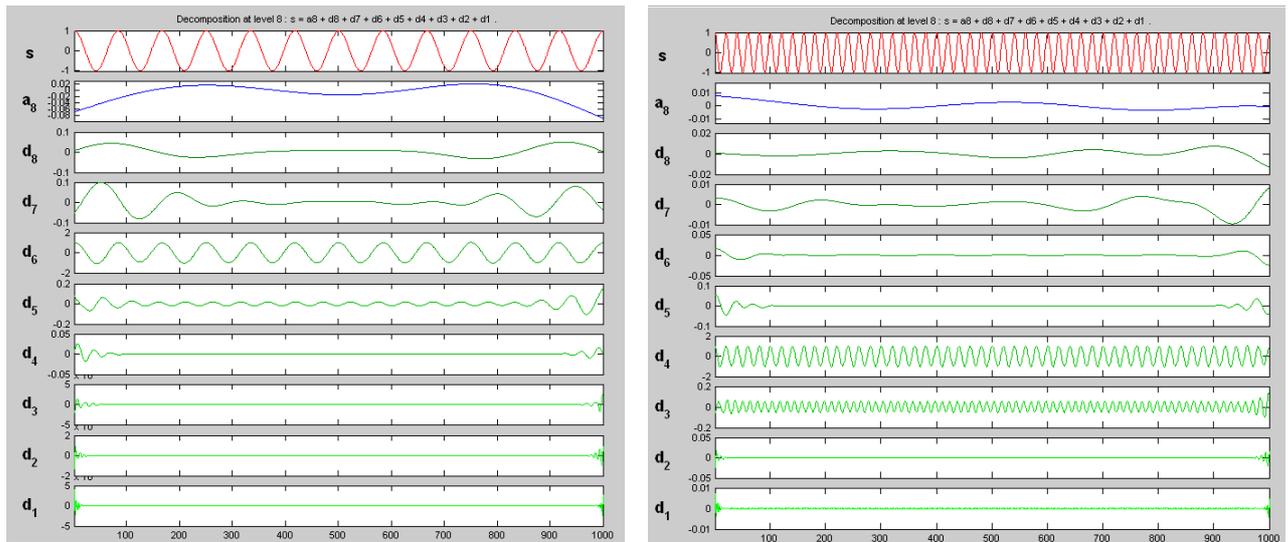


Figura 3-23. Representación de la Transformada Wavelet de un Coseno (a) de 12 Hz y (b) 50 Hz.

Los diferentes coeficientes de detalle se pueden interpretar como filtros paso bandas, en los cuales cada coeficiente representa unas frecuencias en una ventanita. En la siguiente tabla se calculan las frecuencias para cada coeficiente de este ejemplo.

d8	3.90625-1.953125	$f_s / 256 - f_s / 512$
d7	7.8125-3.90625	$f_s / 128 - f_s / 256$
d6	15.625-7.8125	$f_s / 64 - f_s / 128$
d5	31.25-15.625	$f_s / 32 - f_s / 64$
d4	62.5-31.25	$f_s / 16 - f_s / 32$
d3	125-62.5	$f_s / 8 - f_s / 16$
d2	250-125	$f_s / 4 - f_s / 8$
d1	500-250	$f_s / 2 - f_s / 4$

Tabla 4 Frecuencias correspondientes a cada banda de detalle.

En conclusión el coseno de 12 Hz que se representa en la Figura 3-23-a se debe encontrar en el coeficiente d6, tal y como se observa mientras que el coseno de 50 Hz representado en la Figura 3-37-b se debe encontrar en la banda d4.

Como se observa esta es otra forma de representación de un coseno, hasta ahora no se han observado mejoras con respecto a lo que interpretábamos mediante la Transformada de Fourier. A partir de los siguientes ejemplos se comienza a apreciar las ventajas de esta transformada.

3.3.1.2.1.2 Representación de Dos Cosenos Secuenciales

En este ejemplo se van a simular dos cosenos de diferentes frecuencias que se suceden de forma secuencial a lo largo del tiempo, la mitad del tiempo un coseno y la otra mitad del tiempo de simulación el otro coseno. Estos cosenos poseen frecuencias diferentes entre sí, como son 12 Hz y 50 Hz.

En la Figura 3-24 se representa durante un segundo la señal a analizar y comparar entre Wavelets y Fourier. En ella durante los primeros 0.5 segundos se representa el coseno de frecuencia 12 Hz y durante los siguientes 0.5 segundos se representa el coseno de 50 Hz, se puede observar a simple vista como cambia la frecuencia del coseno.

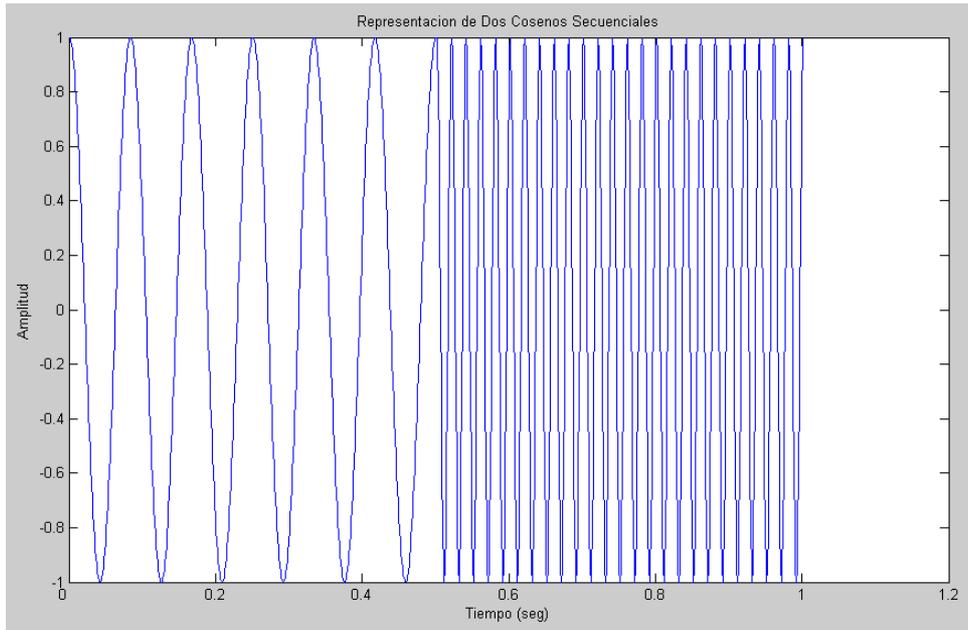


Figura 3-24. Representación Temporal de dos Cosenos Secuenciales de 12 Hz y 50 Hz.

A continuación se realiza el análisis en frecuencia a través de la Transformada Rápida de Fourier, y se representa en la Figura 3-25. Se observan dos picos significativos a 12 Hz y 50 Hz pero no nos da información de cuando se está produciendo en el tiempo. De la misma manera que en el ejemplo anterior existe un desplazamiento en una unidad, ya que no se parte del cero.

Esta representación en Fourier resulta un poco ambigua ya que si no se representa de forma temporal la señal no se sabe que está ocurriendo realmente, porque en frecuencia aparecen siempre estos dos picos pero no sabes temporalmente donde ocurren.

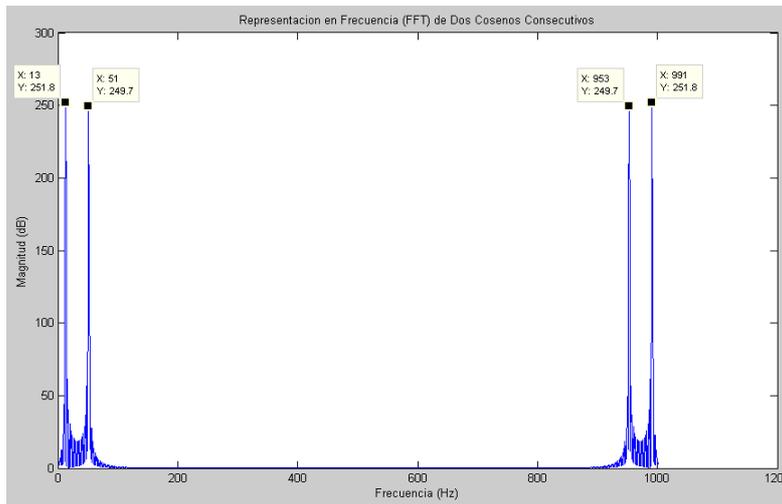


Figura 3-25. Representación en Frecuencia de dos Cosenos Secuenciales de 12 Hz y 50 Hz.

Si realizamos la representación en Tiempo-Frecuencia optamos por una Transformada Wavelet, tal y como se muestra en la Figura 3-26, en la cual, tal y como se explicó en el ejemplo predecesor la señal aparece representada de forma temporal en la primera ventana, la más superior. En las ventanas correspondientes a los coeficientes de detalles (d_x) aparecen representadas las diferentes bandas de frecuencia, así como se simula dos cosenos secuenciales de 12 Hz y 50 Hz, nos aparecerán en las bandas d_5 y d_4

respectivamente, y además en su respectiva escala temporal es decir el coseno de 12 Hz sólo actúa en la primera mitad del segundo simulado y en la segunda mitad aparece el coseno de 50 Hz.

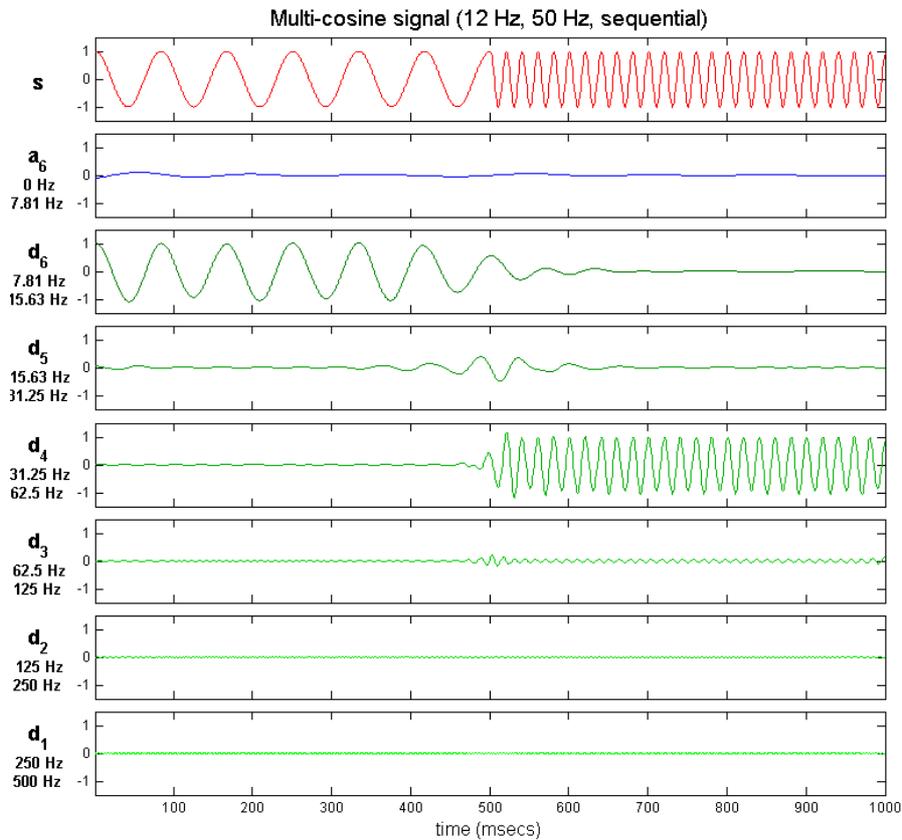


Figura 3-26. Representación de la Transformada Wavelet de dos Coseno Secuenciales de 12 Hz y 50 Hz.

3.3.1.2.1.3 Representación de Dos Cosenos Simultáneos

Este tercer ejemplo ilustrativo simula la suma de dos cosenos simultáneamente, si esto se aplica a la diagnosis y detección en las máquinas eléctricas rotativas emularía a la acción de dos campos giratorios a diferentes frecuencias, como podría ser la frecuencia de giro y la de una barra rota, u otro fallo.

En la Figura 3-27 se representa durante un segundo la suma de dos cosenos de diferentes frecuencias a 12 Hz y 50 Hz. Como se observa la onda resultante sale bastante distorsionada sin darnos una idea de lo que ocurre en la realidad.

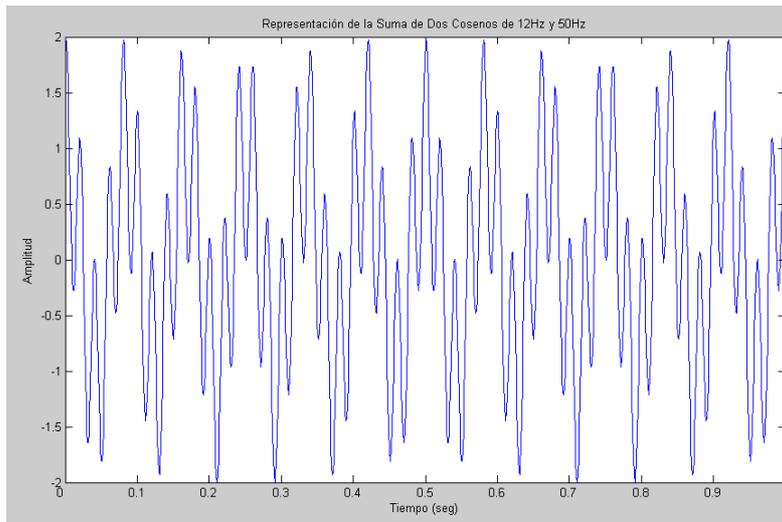


Figura 3-27. Representación Temporal de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.

Entre otras causas debido a la poca información que podemos extraer del análisis temporal se realiza el análisis en frecuencia, mediante la Transformada Rápida de Fourier y se obtiene lo que se representa en la Figura 3-28.

Se observan dos picos significativos a 12 Hz y 50 Hz con lo cual podríamos extraer en consecuencia que son dos cosenos sumándose a esas frecuencias. Cabe decir que en la realidad nunca se dará un coseno puro ni las señales quedarán tan limpias como estas, ya que existen ruidos y además es probable que aparezcan los problemas que se han mencionado al principio de este capítulo.

Esta representación en Fourier como se comentó en el ejemplo anterior resulta un poco ambigua ya que resulta igual a la del ejemplo anterior. Con lo que Fourier no nos daría una visión exacta para este tipo de problemas.

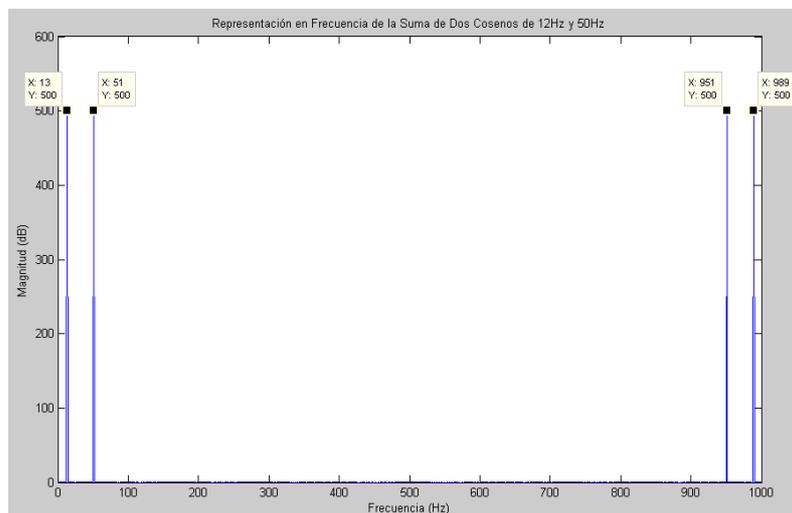


Figura 3-28. Representación en Frecuencia de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.

Se representa en la Figura 3-29 la Transformada Wavelet, esta representación proporciona una información más precisa que Fourier ya que identifica por bandas de frecuencias las diferentes señales que componen la señal original, y además localizadas temporalmente.

Por tanto en las ventanas correspondientes a los coeficientes de detalles d_6 y d_7 aparecen representados los dos cosenos de 12 Hz y 50 Hz.

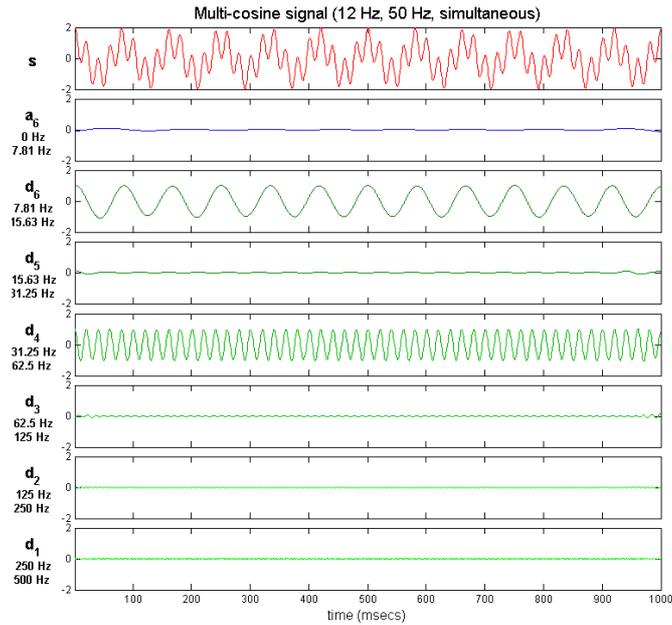


Figura 3-29. Representación de la Transformada Wavelet de la Suma de dos Coseno de 12 Hz y 50 Hz.

3.3.1.2.1.4 Representación de un Coseno que Aumenta y Disminuye Linealmente su Frecuencia “Chirp”

Este cuarto ejemplo ilustrativo simula un coseno el cual aumenta linealmente la frecuencia hasta la mitad del periodo de simulación y a partir de la segunda mitad decrece la frecuencia también de forma lineal.

Antes de implementar este ejemplo de forma completa, se implementa en paralelo un coseno que aumenta la frecuencia de forma lineal y un coseno que decrece de forma lineal su frecuencia también. Como se muestra en la Figura 3-30 se representan temporalmente un coseno cuya frecuencia aumenta linealmente en el primer caso y en el segundo la frecuencia del coseno disminuye linealmente también.

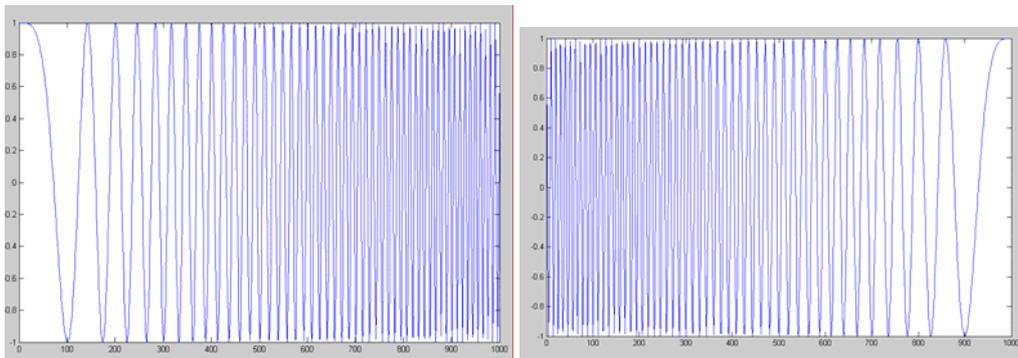


Figura 3-30. Representación Temporal de un coseno (a) aumenta su frecuencia (b) disminuye su frecuencia en ambos casos de forma lineal.

Su transformada de Fourier, para pasar del dominio del tiempo al dominio de la frecuencia es la misma en ambos casos, ya que la transformada de Fourier no nos ubica temporalmente cuando se producen las frecuencias, tal y como se muestra en la Figura 3-31.

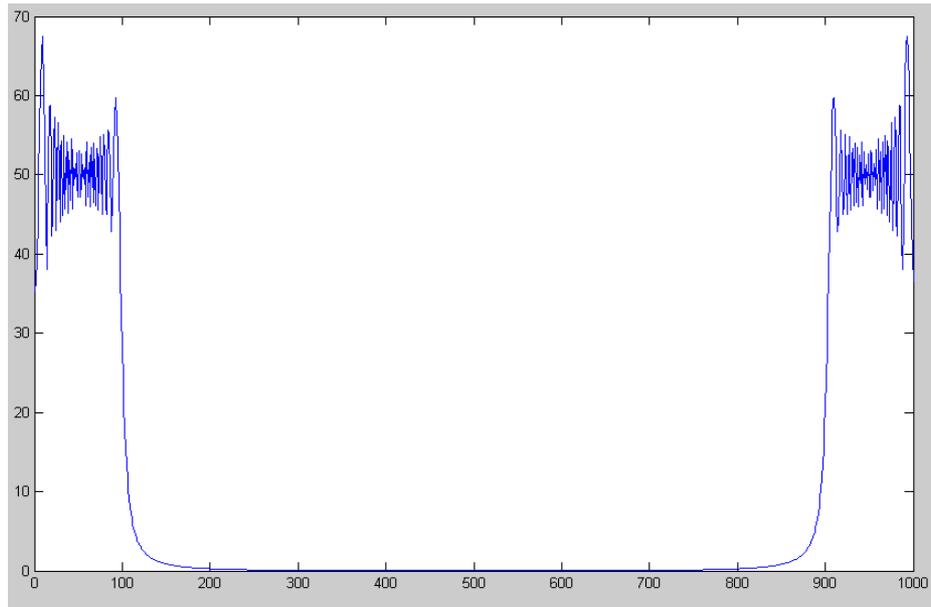


Figura 3-31. Representación en Frecuencia del Coseno que aumenta o disminuye exponencialmente su frecuencia.

Sin embargo, al realizar el análisis mediante la transformada wavelet si se observan diferencias ya que esta nos representa la señal en el dominio frecuencia-tiempo. Por tanto, tal y como se observa en la Figura 3-32 se puede ver como la frecuencia pasa de bandas inferiores a las bandas superiores en el caso del aumento de la frecuencia del coseno, y el caso contrario para la disminución lineal de la frecuencia.

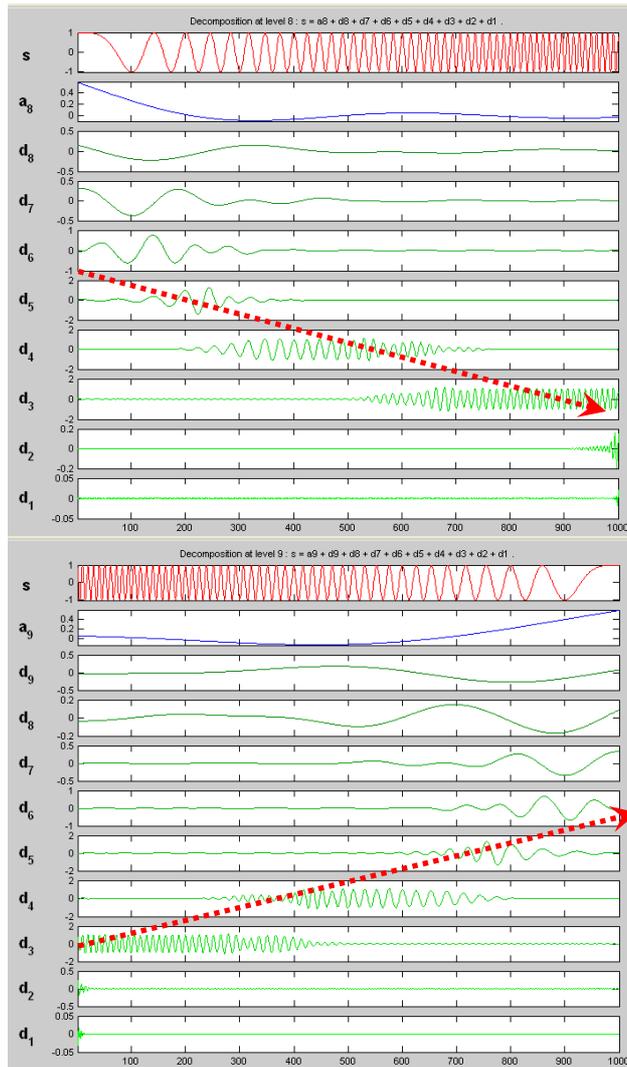


Figura 3-32. Representación de la Transformada Wavelet de un Coseno (a) cuya frecuencia aumenta linealmente (b) cuya frecuencia decrece linealmente

Este cuarto ejemplo ilustrativo simula un coseno al cual se le aumenta linealmente la frecuencia hasta la mitad del periodo de simulación y a partir de la segunda mitad al coseno se le decrece la frecuencia también de forma lineal.

Como se muestra en la Figura 3-33 se observa un coseno que aumenta su frecuencia progresivamente durante el primer segundo de simulación hasta que lo alcanza y comienza a decrecer durante el siguiente segundo de simulación, como se observa se realiza una simetría temporal.

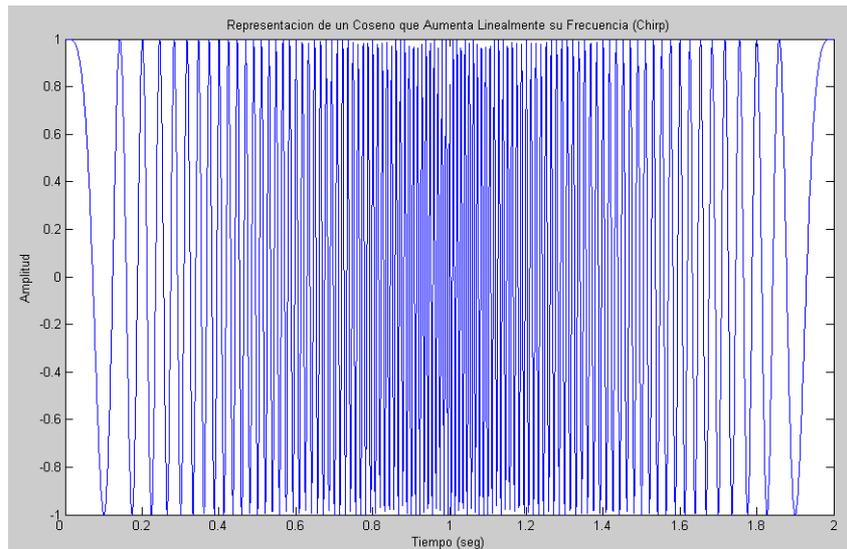


Figura 3-33. Representación Temporal de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.

Se realiza el análisis en frecuencia mediante la Transformada Rápida de Fourier, tal y como se observa en la Figura 3-34. Se observa como un cúmulo de frecuencias se aglutinan entre 0 y 200 Hz, ya que es la subida de la frecuencia y la bajada de la frecuencia del coseno.

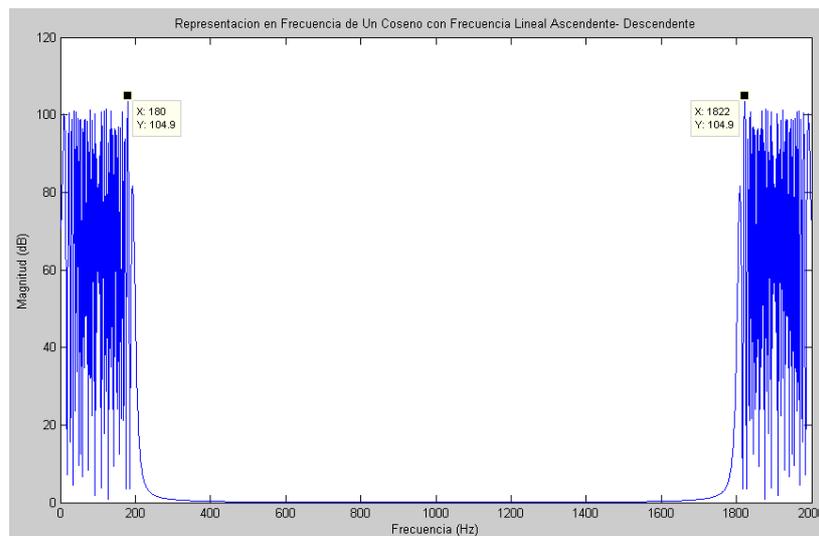


Figura 3-34. Representación en Frecuencia de la Suma de dos Cosenos de 12 Hz y 50 Hz.

Por último, mediante la representación de la transformada wavelet en la Figura 3-35 se observa como las frecuencias suben de bandas en el primer segundo y a partir de ahí descienden, dando una idea más real de lo que realmente ocurre que mediante la transformada de Fourier

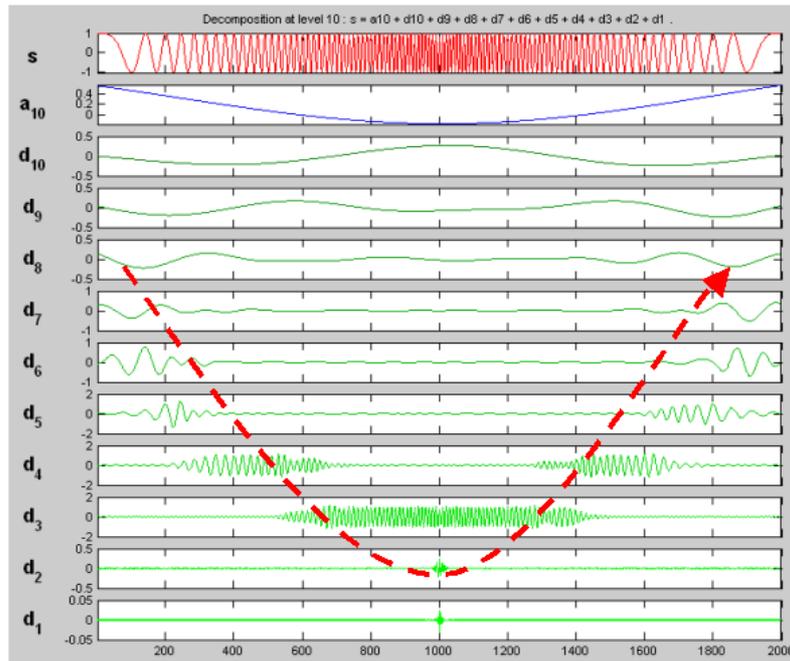


Figura 3-35. Representación de la Transformada Wavelet de un Coseno que aumenta y disminuye su frecuencia linealmente.

En las máquinas eléctricas de inducción que poseen fallos tales como por ejemplo la excentricidad ó la rotura de barras, la frecuencia característica que determina dicho fallo varía linealmente, de forma análoga a lo anteriormente expuesto.

3.3.2 Técnicas utilizadas para la Detección de Averías.

A lo largo de los últimos años y en la actualidad se han propuesto e implementado nuevas técnicas para la detección y diagnóstico de fallos en máquinas eléctricas de inducción, estas alternativas difieren con las tradicionales principalmente por su carácter no invasivo y por su capacidad a la detección de fallos en condiciones normales y con la máquina en funcionamiento.

En este apartado se realiza una revisión de los diferentes métodos de análisis de señal empleados en los últimos tiempos por diferentes autores para la detección de excentricidad en máquinas eléctricas. Se adjuntan las referencias a los principales autores ya que se posee de una base de datos de más de 200 artículos publicaciones científicas [76], [12], [25], [51], [1].

3.3.2.1 Métodos Off-Line ó Tradicionales.

La mayoría de las técnicas tradicionales requerían que la máquina eléctrica estuviese parada con las consecuencias económicas, productivas y de gestión que ello conlleva a nivel industrial. Estas técnicas se basan en la medida de algún parámetro característico de la máquina, a través del cual analizan el estado de la misma.

Entre las técnicas tradicionales se encuentran las que requerían el uso de sensores en la propia máquina eléctrica para poder realizar la medida de una magnitud la cual tras su análisis permitiría determinar el estado de la misma. Considerándose estas técnicas como invasivas al sistema, ya que necesitan un montaje previo y una adecuación del mismo al sistema.

Principalmente estas técnicas la vamos a subdividir en dos grupos, los métodos off-line donde se nombraran las diferentes técnicas y la medida de vibraciones, aunque dentro de las invasivas, pero como punto de partida para la detección de la excentricidad en las máquinas eléctricas.

Tradicionalmente se han empleado técnicas tales como la medición de la tangente del ángulo delta, la medición del índice de polarización o la medición de la resistencia de aislamiento por medio de un mega-óhmetro para determinar las propiedades dieléctricas de los aislantes de los devanados de máquinas eléctricas [77]

En la actualidad se ha hecho común el empleo de la prueba de impulsos, la cual consiste en aplicar pulsos de alta tensión a los devanados de una máquina y analizar su respuesta transitoria. Así se pueden detectar los fallos cuando aparecen diferencias entre las diferentes bobinas.

De forma general, los fallos en los devanados de los motores se inician como cortocircuitos entre espiras dentro de las bobinas. Estos cortocircuitos generan puntos calientes, que degradan el aislante por el aumento de la temperatura hasta provocar la ruptura total o parcial de una bobina. Estos cortocircuitos u otros mecanismos de fallos pueden tardar mucho tiempo en aparecer, con lo cual por ejemplo la técnica de medida de la resistencia de aislamiento no lo detectaría hasta que no fuese un problema grave.

La prueba de comparación de pulsos detecta defectos de aislamiento entre espira y espira, bobina y bobina, o entre fase y fase. Esta técnica resulta más eficaz frente a las demás técnicas ya que detecta las anomalías que no detectan las otras técnicas [78].

Se ha utilizado la prueba de fuera de línea del rotor, la cual aporta una técnica para poder detectar la excentricidad de una máquina eléctrica rotativa. Está consiste en obtener los datos para realizar una representación gráfica de la relación rotor-estator. Posteriormente analizando la representación gráfica se pueden detectar excentricidades, defectos en el rotor, e inclusive verificar fallos en el estator. Esta técnica se desarrolla aplicando un voltaje a cada fase del estator y el giro manual del rotor a incrementos específicos en grados, hasta cubrir al menos un paso polar de la máquina eléctrica. Posicionando el rotor en cada posición específica se mide el valor de la inductancia por fase, realizando la gráfica. El análisis de estas gráficas permite determinar la condición del rotor y del estator. [78]

El análisis de la temperatura, es una técnica que resulta invasiva ya que hay que introducir un sensor el cual mida la temperatura y este se suele ubicar en las bobinas de los devanados o en los aislantes de la máquina. Posteriormente se han creado modelos que estiman la temperatura pero no reproducen exactamente la realidad, ya que en la máquina eléctrica real intervienen muchos factores que ayudan a elevar la temperatura.

Las técnicas mencionadas y algunas que se han omitido por estar en desuso, resultan muy efectivas, permitiendo determinar el estado aislante de la máquina y estimar su vida útil restante, observando la excentricidad, etc. Pero como contrapartida estas técnicas presentan la necesidad imperiosa de realizar el diagnóstico con la máquina fuera de servicio limitando su aplicación y uso, inclusive algunas de ellas necesitan la utilización de sensores invasivos en la máquina eléctrica rotativa.

3.3.2.1.1 Análisis Espectral de las vibraciones.

Si tuviésemos una máquina eléctrica rotativa la cual fuese teóricamente perfecta no existiría ninguna vibración ya que todas las fuerzas existentes en la máquina estarían compensadas. Las vibraciones de las máquinas son una imagen de las fuerzas internas. Pero en las máquinas reales existen imperfecciones constructivas que hacen que existan vibraciones. Además la avería de algún componente provoca la aparición de nuevas fuerzas, provocando una variación en las vibraciones o en las frecuencias de las mismas. Por tanto, un seguimiento periódico de las vibraciones de la máquina puede aportar mucha información sobre su integridad y la de sus componentes. Generalmente se suelen identificar cada una de las componentes que engloban la máquina, para ello se pasa al dominio de la frecuencia [37].

Las fuerzas exteriores causan excitación y esfuerzos en las máquinas que provocan vibraciones, estas vibraciones pueden provocar fatigas, rupturas de algún componente, etc.

La señal vibratoria contiene información de los componentes que la constituyen así como de la estructura mecánica que la sostiene. El análisis de ciertos parámetros es lo que nos lleva a la detección de los posibles fallos [38].

El análisis de vibraciones es casi con toda seguridad el primer método aplicado y sobre todo el que más se ha extendido entre todos los utilizados para el mantenimiento predictivo. Aunque la práctica demuestra que su validez es muy limitada para la detección de fallos de origen eléctrico, la mayoría de anomalías mecánicas de las máquinas eléctricas rotativas puede ser detectadas si se efectúa un correcto análisis del espectro de las vibraciones, tal y como se muestra en la Figura 3-36.

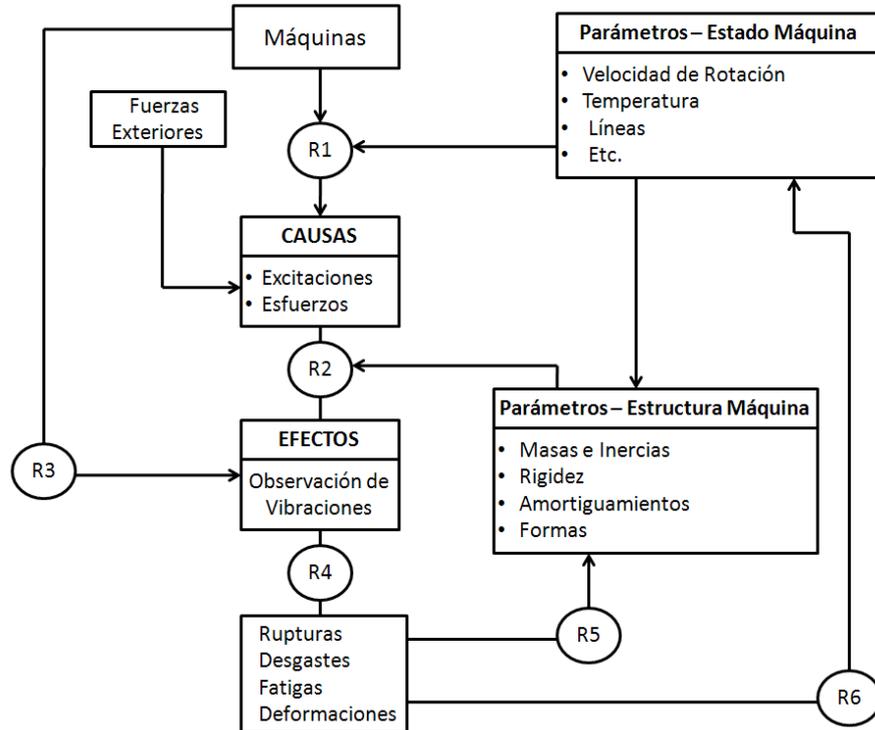


Figura 3-36. Causas y Efectos de los Fallos Mediante Análisis de Vibraciones.

Para el caso de la detección de excentricidad, las frecuencias de vibración características de las excentricidades como se ha visto anteriormente han quedado totalmente definidas es muy usual que el sistema responda enmascarando dichas frecuencias, debido al soporte del motor, frecuencias de resonancia, frecuencias externas y ajenas a la máquina eléctrica, etc. Además otros defectos que posea la máquina eléctrica pueden aparecer en las frecuencias próximas a las especificadas, resultando la identificación aun más difícil [1].

Cuando en una máquina eléctrica se produce un fallo o avería, las causas eléctricas y mecánicas pueden combinarse en un mismo rango de frecuencias del espectro imposibilitando la identificación del fallo.

El espectro de vibración, parece tener poca sensibilidad para la detención de fallos eléctricos, debido a que en la práctica se encuentran máquinas eléctricas con deterioros eléctricos y en los espectros no presentan amplitud suficiente como para ser analizados. Esto depende en gran medida de las condiciones dinámicas de la máquina, ya que si su frecuencia de resonancia interna esta próxima a las que se especificaron no se detectará.

La frecuencia de vibración más característica para el caso de la excentricidad estática es de $2 \cdot f_{linea}$ aunque también es muy frecuente la aparición de vibraciones a 50 Hz y 200 Hz causadas en muchos casos por las alteraciones que se producen en el entrehierro debido al desgaste de los cojinetes.

En el caso de la excentricidad dinámica, las frecuencias de vibración más características suelen ser bandas laterales $f_v = RPM \pm d$ alrededor de la frecuencia de giro, $f_v = RPM \pm (s \cdot f_{linea})$ estas bandas poseen una anchura $d = s \cdot f_{linea}$.

Por último, cabe decir que aparecen bandas laterales debidas a los armónicos de ranura $SH = PSH \pm (2 \cdot n \cdot f_{linea}) \pm d$, estas bandas están alrededor del armónico fundamental de ranura $PSH = R \cdot \frac{RPM}{60}$ y R es el número de ranuras.

3.3.2.2 Valor Eficaz de la Tensión. RMS (Root Mean Square).

Este método se basa en el análisis de los valores instantáneos de las magnitudes que definen el comportamiento de la máquina eléctrica rotativa [79], [80].

Por ejemplo, se usa la tensión de alimentación fase-neutro de la máquina eléctrica rotativa, para la detección de fallos en la misma. Si la máquina se considera sana se debe cumplir que la suma de las tensiones fase-neutro debe responder a la ecuación:

$$\bar{V}_{SUM} = \bar{V}_R + \bar{V}_S + \bar{V}_T = Z_R \cdot \bar{I}_R + Z_S \cdot \bar{I}_S + Z_T \cdot \bar{I}_T \quad (3-71)$$

Como la máquina eléctrica está sana, ha de estar balanceada y por tanto las 3 impedancias han de ser iguales, con lo que:

$$Z_R = Z_S = Z_T \quad (3-72)$$

Se sabe que la suma de las 3 corrientes ha de ser cero:

$$\bar{I}_R + \bar{I}_S + \bar{I}_T = 0 \rightarrow \bar{I}_N = 0 \quad (3-73)$$

Por tanto, si se sustituye las dos ecuaciones anteriores en la de la suma total, se obtiene que:

$$\bar{V}_R + \bar{V}_S + \bar{V}_T = 0 \quad (3-74)$$

De esta forma, si se miden las 3 tensiones y las 3 intensidades y se suman las tensiones por un lado y las intensidades por el otro, si la máquina está sana, la suma de la tensión y la suma de la intensidad debe valer cero. Pero esto sólo suele ocurrir en máquinas ideales, ya que en las máquinas reales si la alimentación esta desbalanceada o cualquier pequeña variación constructiva harán que el sumatorio no valga cero.

De esta forma si el sumatorio no vale cero, puede ser porque existe algún fallo o porque hay alguna pequeña anomalía con lo cual este método no resulta muy fiable para la detección de averías. Además suponiendo que no existiese ninguna anomalía en la alimentación, ni constructiva, si el sumatorio no valiese cero no se sabría qué tipo de avería o fallo está teniendo lugar en la máquina eléctrica rotativa.

Si se realiza el análisis de dicho sumatorio de tensión o corriente en frecuencia, mediante la transformada de Fourier, si existe un fallo se detecta mediante la presencia de una frecuencia característica diferente de la fundamental, mientras que en el tiempo no se puede ubicar el fallo [81], [79].

3.3.2.3 Análisis Espectral mediante la transformada de Fourier de la Corriente Estatórica.

Como se ha descrito anteriormente, la intensidad que circula por los devanados del estator es una de las magnitudes que más información nos aporta sobre el estado de la máquina, además es una de las magnitudes más fáciles de medir mediante cualquiera de los transductores, tal y como se ha comentado en el apartado anterior.

3.3.2.3.1 Justificación Teórica Máquina Sana

Una vez adquirida la corriente de una fase del estator, sí se representa frente al tiempo se observa que la forma de onda representada responde a un tipo concreto de onda denominado senoidal. Debiéndose principalmente a que las máquinas eléctricas están alimentadas a un sistema trifásico de tensiones senoidales. En la Figura 3-37, se representa la corriente estatórica de una máquina eléctrica sana en vacío, frente al tiempo.

La corriente que circula por los devanados del estator de la máquina eléctrica rotativa responde a las siguientes ecuaciones, según por la fase que circule.

$$i_{A,O}(t) = \sqrt{2} \cdot I_L \cdot \cos(\omega \cdot t - \varphi) \quad i_{A,O}(t) = \sqrt{2} \cdot I_L \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \varphi - \frac{\pi}{6}\right) \quad (3-75)$$

$$i_{B,O}(t) = \sqrt{2} \cdot I_L \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \varphi + \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \quad i_{B,O}(t) = \sqrt{2} \cdot I_L \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \varphi + \frac{\pi}{2}\right) \quad (3-76)$$

$$i_{C,O}(t) = \sqrt{2} \cdot I_L \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \varphi + \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \quad (3-77)$$

Donde I_L es la corriente de línea eficaz, la ω es la frecuencia en radianes por segundo y φ es el factor de potencia.

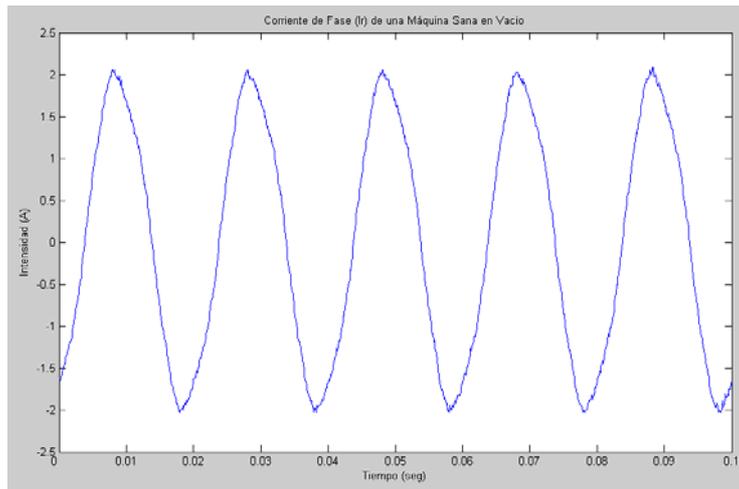


Figura 3-37. Representación temporal de la corriente de una fase de una máquina sana de laboratorio en vacío.

Como se observa en la Figura 3-37, es imposible intuir la posibilidad de que exista una anomalía o fallo en la máquina eléctrica. Sin embargo, si se realiza una transformación al dominio de la frecuencia de la corriente estática, se observa a través de su espectro las componentes que conforman dicha corriente.

De las ecuaciones anteriores dónde se formulaba la corriente de una fase, se puede extraer que al pasar la corriente estática al dominio de la frecuencia está poseerá una componente fundamental correspondiente a la velocidad de giro de la máquina, la cual predominará sobre todas las demás ya que se considera la fundamental. Esta frecuencia fundamental viene marcada por la frecuencia de alimentación de la máquina eléctrica, que en el sistema de alimentación trifásico resulta a 50 Hz.

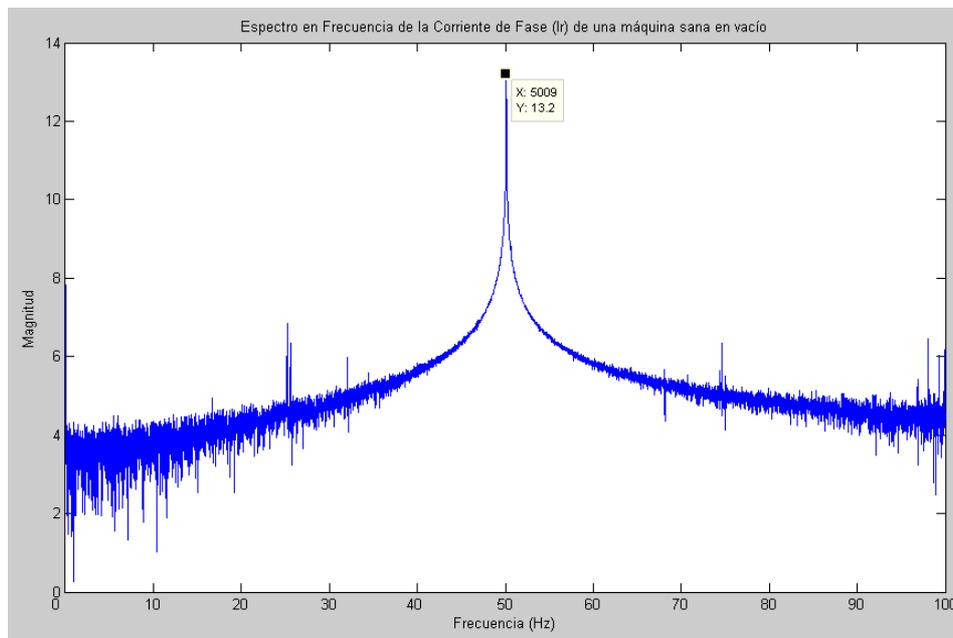


Figura 3-38. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de una máquina sana de laboratorio en vacío.

En la Figura 3-38 se representa el espectro en frecuencia de la corriente que circula por los devanas del estator representada en la Figura 3-37 frente al tiempo y en la cual no se puede apreciar ningún fallo o anomalía, mientras que en el dominio de la frecuencia sí aparecen frecuencias diferentes de la fundamental de la máquina, y estas coinciden con alguna de las estudiadas en el capítulo de los fallos, denotaran que posee dicho fallo.

Pero esta técnica como se verá en capítulos posteriores, posee algunos inconvenientes como por ejemplo el efecto de dispersión, lo cual no es más que un enmascaramiento en torno a la frecuencia fundamental del giro de la máquina. Además se deben tener en cuenta factores y algunos parámetros a la hora de realizar la captura, como tiempo de muestreo, la ventana de discretización, etc. Aún así, es la principal técnica que se utiliza a día de hoy para la detección y diagnóstico de fallos en las máquinas eléctricas rotativas, sustituyendo al análisis de vibraciones, por simplicidad de medida y mejores resultados [82], [34].

3.3.2.3.2 Justificación Teórica en Máquina con fallo.

En una máquina que presenta una anomalía o un fallo, la corriente estatórica ya no sólo posee la componente fundamental en función de la velocidad de giro de la misma, sino que además posee una componente espectral característica del fallo o anomalía que posea. Así pues, la corriente estatórica sufre una modulación como consecuencia del fallo o anomalía, es decir la señal de la corriente se modula con la frecuencia característica del fallo. De esta forma se puede escribir la corriente estatórica como [62], [76]:

$$i_A(t) = i_{A,o}(t) \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega_o \cdot t)] \quad (3-78)$$

m = índice de modulación.

ω_o = frecuencia característica del fallo.

$$i_A(t) = I \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot [1 + m \cdot \cos(\omega_o \cdot t)] \quad (3-79)$$

Operando, se obtiene:

$$i_A(t) = I \cdot \cos(\omega \cdot t) + I \cdot m \cdot \cos(\omega \cdot t) \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (3-80)$$

Aplicando la transformación de una suma de cosenos en un producto de cosenos

$$\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta) = 2 \cdot \cos(\alpha) \cdot \cos(\beta) \quad (3-81)$$

Se obtiene que:

$$i_A(t) = I \cdot \cos(\omega \cdot t) + I \cdot m \cdot [\cos((\omega + \omega_o) \cdot t) + \cos((\omega - \omega_o) \cdot t)] \quad (3-82)$$

De la ecuación anterior se puede concluir que cuando se analice su espectro de frecuencias se obtendrán tres frecuencias correspondientes a los tres términos que aparecen en la ecuación anterior. El primero correspondiente a la frecuencia de giro de la máquina de inducción, el segundo a la frecuencia de giro más la frecuencia característica del fallo y el tercero a la frecuencia de giro de la máquina menos la frecuencia característica del fallo.

Sí se representa la corriente que circula por el estator de una máquina eléctrica con fallo a lo largo del tiempo, tal y como se muestra en la Figura 3-39, en ella no se observa ninguna diferencia apreciable con respecto a la forma de onda representada en la Figura 3-37 correspondiente a la corriente de una máquina eléctrica sana. Por tanto, se puede concluir que en el dominio temporal de la señal la intensidad del estator no aporta una forma clara de detectar y diagnosticar fallos.

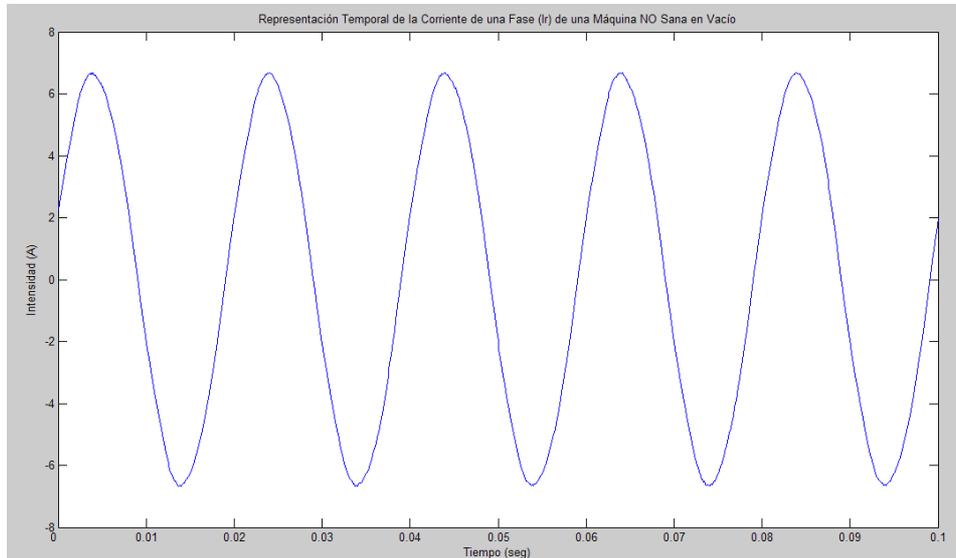


Figura 3-39. Representación temporal de la corriente de una fase de una máquina con fallo conocido en vacío.

Si ahora se realiza la transformada al dominio de la frecuencia de la señal, se deben observar como mínimo las tres frecuencias comentadas en el párrafo anterior referentes a la última ecuación.

En el apartado anterior, además de clasificarse los fallos, sus causas y efectos, se han enumerado las frecuencias características de cada uno de los fallos. Por tanto mediante estas frecuencias se puede sacar el tipo de fallo o anomalía que se ha producido tras analizar el espectro frecuencial de la corriente estatórica.

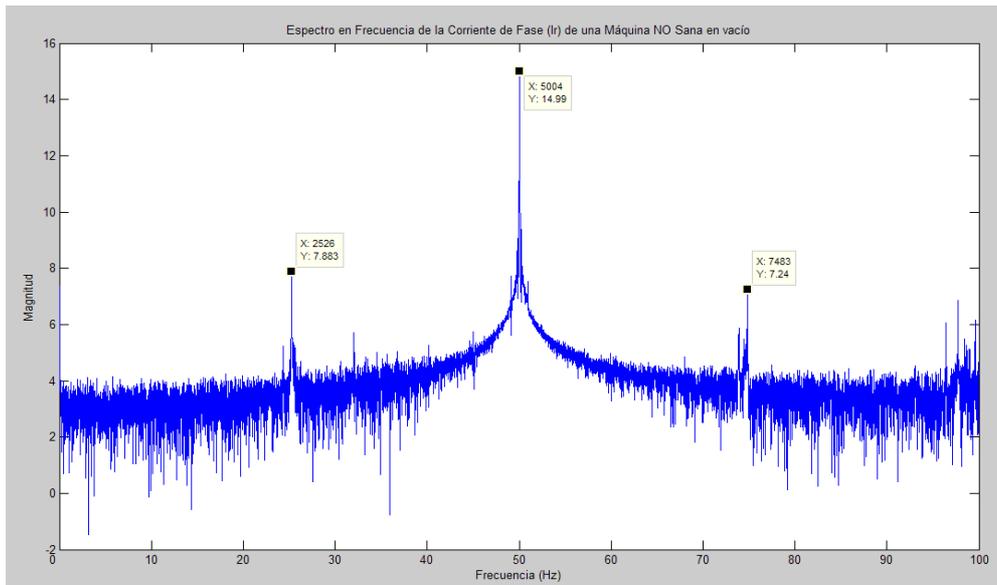


Figura 3-40. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de una máquina con fallo conocido en vacío.

En la Figura 3-40 se representa el espectro frecuencial de la corriente del estator de una máquina eléctrica que posee algún fallo o anomalía. En esta figura destacan tres picos fundamentalmente. El pico central se encuentra a la frecuencia de giro de la máquina, los otros dos picos dependen de la frecuencia del fallo, que en este caso es una excentricidad estática provocada por el desplazamiento de las tapas. Estas frecuencias son la suma o la resta a la frecuencia de giro y la frecuencia característica del fallo.

Esta técnica se está utilizando para la detección y diagnóstico de fallos en máquinas eléctricas con mejoras frente a los métodos tradicionales, y sirviendo como referente al desarrollo de nuevas técnicas más precisas, [82], [34], [83].

3.3.2.4 Secuencia Indirecta ó Inversa ó Negativa de Corrientes

Como se ha comentado en el punto anterior, la teoría de las componentes simétricas enuncia que cualquier sistema desequilibrado puede descomponerse en dos sistemas trifásicos equilibrados de distinta secuencia, denominados sistemas de secuencia directa y sistemas de secuencia inversa o negativa, más un conjunto de fasores con igual fase denominados sistemas de secuencia homopolar o cero [51].

Por tanto, cabe destacar que la impedancia correspondiente a cada secuencia mencionada anteriormente, sólo es válida para la máquina eléctrica simétrica, ya que para máquinas eléctricas que presentan asimetrías se establece un acoplamiento entre las componentes de secuencia directa e inversa, la cual cosa introduce nuevos términos en dicha ecuación, sin embargo para pequeños desequilibrios está demostrado que el acoplamiento resulta despreciable frente a las propias y por tanto si es válida la ecuación anterior.

Mientras la impedancia de secuencia directa resulta muy dependiente del estado de la carga de la máquina eléctrica, la de la secuencia inversa es prácticamente independiente de la carga pero muy susceptible a los cortocircuitos en los devanados del estator, por ello resulta la más adecuada para fines de diagnóstico [84].

En la Figura 3-41 se presenta un ejemplo de aplicación [55], en el cual se observa en una medición consecutiva de la impedancia de secuencia inversa de la máquina eléctrica, primero frente a una máquina eléctrica sana y luego frente a una que presenta fallo, con carácter leve por tratarse en una de las bobinas del estator. La precisión depende del nivel de desequilibrio de la red de alimentación. También se ha usado para la detección de la excentricidad, [85].

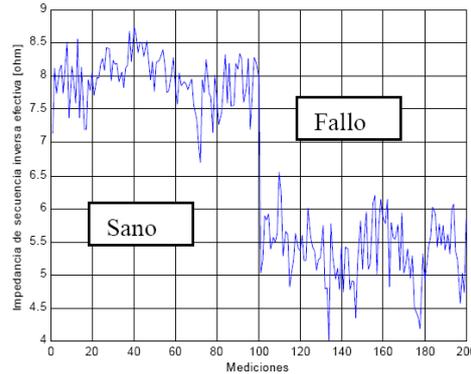


Figura 3-41. Valores de Impedancia, calculados en condiciones normales y con fallo.

Existen diferentes trabajos referidos a las máquinas eléctricas donde se hace uso de esta técnica; de estos se extraen conclusiones tales como que la secuencia directa no contiene información espacial mientras que la inversa contiene información espacial y de la magnitud [86], utilizada esta técnica por los convertidores de frecuencia electrónicos [87], [88], [89].

3.3.2.5 Potencia

Para la detección y la diagnosis de fallos se pretende medir una magnitud la cual en estado sano se mantenga constante y cuando aparezca algún defecto o anomalía esta misma magnitud varíe de forma que se pueda identificar el tipo de fallo e interpretar el grado o magnitud del mismo. Por eso los primeros trabajos utilizaban la medida de las vibraciones de la máquina, ya que cuando existe una anomalía en la máquina esta vibra de forma diferente a cuando está sana, pero como se ha visto anteriormente existen solapamientos mecánicos los cuales enmascaran la señal, lo cual hacen que esta técnica no sea fiable. Por otro lado el siguiente paso fue el análisis de las corrientes del estator, en este análisis y su posterior paso mediante la transformada de Fourier al dominio de la frecuencia se veía enmascarado por la fundamental como consecuencia entre otras del efecto de dispersión.

Para evitar este fenómeno o solapamiento de frecuencias con la frecuencia fundamental se utiliza la medida de la potencia ya que como la potencia es el producto de la tensión de alimentación por la corriente consumida, posee un espectro en el cual la fundamental a 50 Hz casi desaparece, apareciendo a 100 Hz que es el resultado del producto de la tensión por la corriente, mientras que los efectos próximos a 50 Hz quedan visibles, puesto que ya no se enmascaran.

3.3.2.5.1 Justificación Teórica Máquina Sana

La potencia instantánea $p_s(t)$ de una fase viene definida de forma clásica por la siguiente ecuación $p_s(t) = v_s(t) \cdot i_s(t)$. En donde $v_s(t)$ es la tensión de línea e $i_s(t)$ corresponde con la corriente de línea [90], [64]. Si suponemos que la tensión de alimentación de la máquina de inducción es senoidal y la velocidad constante, podemos escribir que:

$$v_s(t) = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \cos(\omega t) \quad (3-83)$$

$$i_s(t) = \sqrt{2} \cdot I_s \cdot \cos(\omega t - \varphi) \quad (3-84)$$

Donde el ángulo φ es el correspondiente al desfase entre la tensión y la intensidad, de este modo realizamos el producto de la tensión por la corriente y la potencia nos queda como:

$$p_{s0}(t) = V_s \cdot I_s \cdot [2 \cdot \cos(\omega t - \varphi) \cdot \cos(\omega t)] \quad (3-85)$$

Para simplificar el resultado de la potencia, le aplicamos las razones trigonométricas de suma y resta de dos ángulos, que a continuación recordamos:

$$\begin{aligned} [2 \cdot \cos \alpha \cdot \cos \beta] &= [\cos \alpha \cdot \cos \beta + \cos \alpha \cdot \cos \beta] \\ \cos \alpha \cdot \cos \beta + \cos \alpha \cdot \cos \beta &= (\cos(\alpha + \beta) + \operatorname{sen} \alpha \cdot \operatorname{sen} \beta) + (\cos(\alpha - \beta) - \operatorname{sen} \alpha \cdot \operatorname{sen} \beta) \\ \cos(\alpha + \beta) &= \cos \alpha \cdot \cos \beta - \operatorname{sen} \alpha \cdot \operatorname{sen} \beta \quad \cos(\alpha - \beta) = \cos \alpha \cdot \cos \beta + \operatorname{sen} \alpha \cdot \operatorname{sen} \beta \end{aligned} \quad (3-86)$$

De esta forma, la potencia viene definida por la suma de un coseno del doble de la fundamental, que es como cabía esperar, más el coseno del ángulo del desfase producido entre la tensión y la intensidad [12].

$$p_{s0}(t) = V_s \cdot I_s \cdot [\cos(2\omega t - \varphi) + \cos \varphi] \quad (3-87)$$

De esta forma mientras que el espectro en frecuencia de la corriente consumida por una fase nos da una componente fundamental, el de la potencia nos estira el espectro al doble, obteniendo el doble de resolución, en el apartado de simulación se mostrará una comparativa del espectro de la corriente y el de la potencia.

En conclusión decir que la potencia que consume una máquina de inducción trifásica se resuelve como la suma de las potencias de cada una de las fases, como se ha visto anteriormente, según la siguiente formula [32].

$$p = v_1 \cdot i_1 + v_2 \cdot i_2 + v_3 \cdot i_3 \quad (3-88)$$

En la Figura 3-42 se muestra un posible circuito con los diferentes elementos electrónicos que nos permitirían en tiempo real obtener el espectro de la potencia a través de la tensión e intensidad consumida por la máquina de inducción. Estos componentes electrónicos junto con los elementos de medida nos permiten obtener la transformada discreta de Fourier de una forma inmediata, sin necesidad de tener que analizar a posteriori las señales recibidas de la máquina.

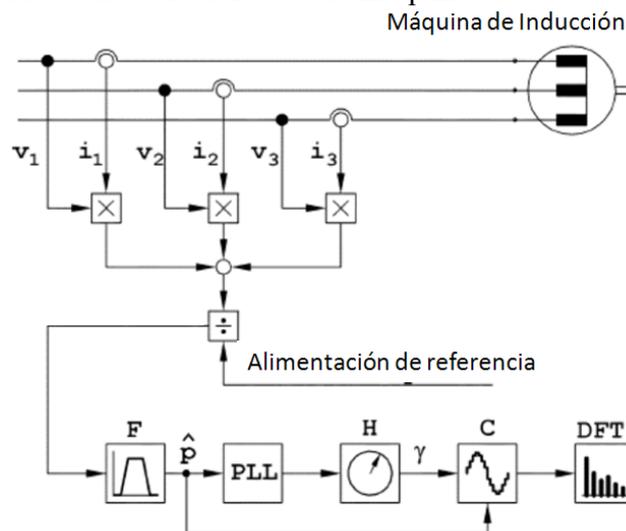


Figura 3-42. Esquema de Montaje para obtener el Espectro de la Potencia

Además del esquema de la Figura 3-42 en el cual se realiza el tratamiento de la señal directamente a través del propio sistema montado mediante los diferentes componentes electrónicos, existen más formas de poder medir la potencia, como por ejemplo el método de Aron que con sólo 2 vatímetros se obtiene la potencia, o como por ejemplo el montaje implementado en el laboratorio para realizar los diferentes ensayos el cual consistía en medir las tres intensidades de línea usando unas pinzas amperimétricas y las tres tensiones de fase-neutro usando unas sondas de tensión, y realizar el tratamiento de la señal a posteriori mediante el uso de un ordenador para ello se necesita un sistema de adquisición de datos.

Para comprobar y verificar que el método de análisis espectral de la potencia publicado en la documentación revisada puede servir como técnica de detección de fallos, y más

concretamente en la detención de excentricidad, se realizan unas simulaciones y ensayos mediante en el apartado siguiente, los cuales pretenden comprobar la veracidad del método. Es por ello, que las simulaciones se deben de ajustar a los ensayos reales en la medida de lo posible.

3.3.2.5.2 Justificación Teórica en Máquina con fallo

Cuando existe una anomalía en la máquina de inducción, tal como un fallo en el rotor, un desalineamiento en el eje, rotura de algún diente del rodamiento, en definitiva cualquier variación o vibración en la corriente, par, o velocidad del motor afectan a la potencia consumida por el mismo.

En este caso, las perturbaciones periódicas, en las tres corrientes de línea, son moduladas simultáneamente con la frecuencia fundamental f_0 del fallo del motor.

Estas corrientes se pueden escribir de la siguiente forma [62], [76]:

$$i_A(t) = i_{A,0}(t)[1 + m \cos(\omega_0 t)] \quad (3-89)$$

Dónde “m” denota el índice de modulación, es decir la profundidad de la modulación en función de la severidad del fallo y $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f_0$ es la frecuencia fundamental a la que se produce el fallo.

Por tanto, ahora la intensidad nos queda de la siguiente forma:

$$i_s(t) = \sqrt{2} \cdot I_s \cdot \cos(\omega t - \varphi) + \frac{m}{\sqrt{2}} I_s \cdot \{\cos[(\omega + \omega_0)t - \varphi] + \cos[(\omega - \omega_0)t - \varphi]\} \quad (3-90)$$

Quedando un espectro en el cual podemos detectar unas bandas en frecuencia que contienen la frecuencia fundamental de alimentación de la máquina más la frecuencia proveniente de la anomalía en la máquina. Es decir, $f_{fund} \pm f_0$, con lo que la expresión de la potencia nos queda como:

$$p_s(t) = V_s \cdot I_s \cdot [\cos(2\omega t - \varphi) + \cos \varphi] + \frac{m}{2} \cdot V_s \cdot I_s \cdot \{2 \cdot \cos(\varphi) \cos(\omega_0 t) + \cos[(2\omega + \omega_0)t - \varphi] + \cos[(2\omega - \omega_0)t - \varphi]\} \quad (3-91)$$

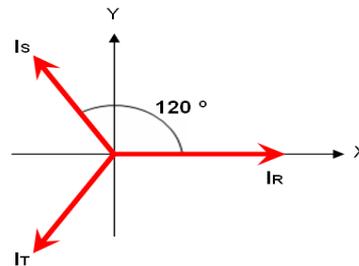
Por lo tanto, en el espectro de la potencia nos quedan 4 bandas correspondientes a 2 veces la fundamental, a la fundamental más la frecuencia de la anomalía, a la fundamental menos la frecuencia de la anomalía y por último a la frecuencia de la anomalía o fallo y no de la máquina de inducción.

3.3.2.6 Vector Complejo de Park

El Vector de Park ó D-Q convierte las componentes “r-s-t” del sistema trifásico en otras componentes “dq0”. Cuyo objetivo es convertir los valores trifásicos “r-s-t” variables en el tiempo en valores constantes “d-q-0” en régimen permanente.

3.3.2.6.1 Justificación Teórica

Basándose en las matemáticas y en la física, es fácil demostrar que si se tiene un sistema fasorial de componentes decaladas 120° entre ellas tal y como se muestra en la Figura 3-43 se puede pasar de forma sencilla a un sistema de coordenadas basado en únicamente dos ejes, comúnmente denominándose eje de coordenadas X y abscisas Y. En la Figura 3-43, así como la nomenclatura empleada se ha optado por tomar como sistema de referencia el formado por tres corrientes trifásicas, aunque realmente es válido para cualquier magnitud.



$$I_X = I_R - ((I_S + I_T) \cdot \cos 60^\circ)$$

$$I_Y = (I_S - I_T) \cdot \text{sen}60^\circ$$

Figura 3-43. Sistema Fasorial de 3 Componentes Decaladas 120°.

El Vector Complejo de Park, realiza una transformación de las tres fases de la corriente a un sistema de dos ejes en cuadratura, de forma similar que anteriormente se ha demostrado en el campo de la física y las matemáticas. Esta transformación permite referir las variables de una máquina trifásica a un sistema de dos ejes. Aunque en la notación científica se le denomina espacio D - Q [91].

$$I_D = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_R - \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot I_S - \sqrt{\frac{1}{6}} \cdot I_T \quad (3-92)$$

$$I_Q = \sqrt{\frac{1}{2}} \cdot (I_S - I_T)$$

Dónde:

$$I_R = i_m \cdot \sin(\omega t) \rightarrow \omega = 2 \cdot \pi \cdot f \quad (3-93)$$

Donde la i_m es el valor máximo de la intensidad en secuencia positiva y cuyas unidades son amperios, la ω que es la frecuencia angular y sus unidades son radianes partido segundo y la t que es la variable tiempo [21].

La magnitud del Vector de Park $\text{mag}P(t)$ es igual al valor absoluto del número complejo formado por [92]:

$$P(t) = I_D(t) + j \cdot I_Q(t)$$

$$\text{mag}P(t) = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot i_m \quad (3-94)$$

Bajo condiciones ideales, cuando una máquina de inducción no posee fallos ni anomalías, es decir es una máquina sana, se alimenta a través de un sistema trifásico de corrientes sinusoidales, equilibrado y de secuencia positiva, el vector de Park se puede resumir como:

$$I_D = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot i_m \cdot \text{sen}(wt)$$

$$I_Q = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot i_m \cdot \text{sen}(wt - \frac{\pi}{2})$$
(3-95)

La correspondiente representación de las componentes del Vector de Park determinan una circunferencia centrada en el origen del plano D - Q tal y como se muestra en la Figura 3-44, en estas condiciones el módulo de la corriente del Vector de Park es constante y coincidente con la magnitud de Park y el radio de la circunferencia.

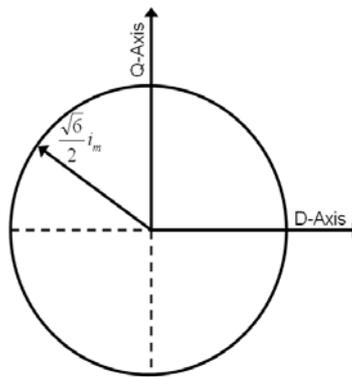


Figura 3-44. Representación del Vector de Park en una situación ideal.

La primera publicación referente al Vector de Park apareció por 1968 [93]. El método se usaba para el análisis del estado estacionario o de equilibrio en máquinas de inducción simétricas. Después de este trabajo inicial, el método se usó sobre todo para el análisis de rectificadores e inversores de máquinas de inducción. Más tarde, el método se utilizó para diferentes máquinas eléctricas, motores de reluctancia variable, motores con dos fases asimétricas, motores brushless de corriente continua [94].

Últimamente este método se está utilizando sobre todo en el campo de la diagnosis y la detección de fallos en las máquinas de inducción y en los variadores de frecuencia con control directo del par (DTC). Principalmente se han publicado trabajos referentes a la diagnosis de fallos en el estator como son los cortocircuitos en los devanados, fallos en el rotor como son la rotura de barras, diagnosis de excentricidad tanto estática como dinámica, y fallos en los variadores con control directo de par, [95], [94].

3.3.2.6.2 Justificación Teórica en Máquina con fallo.

Cuando existe una anomalía o fallo en la máquina de inducción provoca que la expresión que se demostró en la justificación de la máquina de inducción denominada como sana de las componentes del Vector de Park que se recuerdan a continuación:

$$I_D = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot i_m \cdot \text{sen}(wt)$$

$$I_Q = \frac{\sqrt{6}}{2} \cdot i_m \cdot \text{sen}(wt - \frac{\pi}{2})$$
(3-96)

Estas ecuaciones no son válidas, ya que ahora la corriente contiene otras componentes además de la secuencia positiva, como es la característica del fallo $I_F = i_{FM} \cdot \sin(wt)$.

Por tanto ahora a la corriente de una fase hay que añadirle la componente característica del fallo, lo que nos queda:

$$I_R = (i_m + i_{FM}) \cdot \sin(wt) = i_m \cdot (1 + k) \cdot \sin(wt) \rightarrow k = \frac{i_{FM}}{i_m}$$
(3-97)

La frecuencia de giro del rotor y la frecuencia de deslizamiento de las barras rotas si las hubiera modulan la frecuencia de la corriente de línea. De tal forma que nos queda una corriente modulada como se muestra a continuación [92]:

$$i_{am}(t) = i_m \cdot \text{sen}(2\pi f_l t) \cdot (i_{rm} \cdot \text{sen}(2\pi f_r t) + i_{spm} \cdot \text{sen}(2\pi f_{sp} t))$$
(3-98)

Bajo estas condiciones, el modulo de la corriente del Vector de Park contiene una componente dominante en continua y una componente alterna cuya existencia está directamente relacionada con las asimetrías del motor, o de la fuente de alimentación.

Para discriminar la información contenida en el módulo de la corriente del Vector de Park, se realiza el análisis espectral de la componente alterna de la corriente.

En la Figura 3-45-a, se representa la corriente del Vector de Park de una máquina de inducción que posee un estator asimétrico, se observa que está centrada en el origen de cuadratura D-Q al igual que ocurría en la Figura 3-44 pero a diferencia con esta, ya no se encuentra en el mismo plano D-Q, si no que esta girado respecto a este plano por el propio centro de coordenadas. En la Figura 3-45-b se representa el módulo de la corriente del Vector de Park, el cual se observa de forma senoidal y ya no es constante como ocurría en la Figura 3-44. Es resaltable decir que realmente el módulo de la circunferencia que forma el Vector de Park de la corriente al representarla es contante, pero como esta circunferencia se encuentra girada con respecto al plano D-Q desde este mismo plano el módulo deja de ser constante.

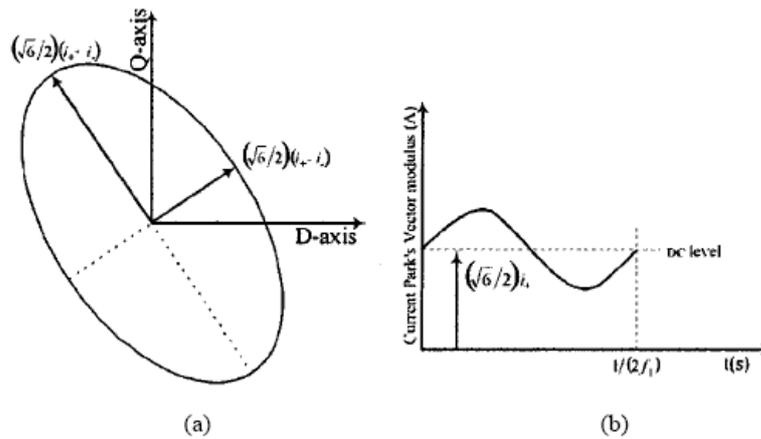


Figura 3-45. (a) Representación de la corriente del Vector de Park (b) Representación del módulo de la corriente Vector de Park, ambos de una máquina de inducción con el estator asimétrico.

Para detectar y diagnosticar la excentricidad, ya sea estática, dinámica o mixta, mediante este método se añaden nuevas componentes frecuenciales correspondientes a la frecuencia que produce la excentricidad, las cuales ya se han visto de forma teórica con anterioridad [21].

Los pasos a seguir para la detección de la excentricidad mediante esta técnica son los siguientes:

- Adquirir la medida de la tensión de dos fases y de la corriente de dichas fases, así como la velocidad del rotor.
- Pasar un filtro digital pasa-banda a las señales de tensión e intensidad para eliminar las frecuencias que no buscamos, solo la fundamental es necesaria.
- Calcular las componentes d-q de las tensiones de alimentación en el estacionario y eliminar la componente de la secuencia negativa presente en fuentes de alimentación desbalanceadas. Extraer el ángulo correspondiente a la componente fundamental de la tensión de alimentación.
- Una vez obtenido el ángulo podemos calcular las componentes d-q de la corriente en el sentido de las agujas del reloj. Las componentes de la corriente d-q contienen una componente del doble de la frecuencia de la fundamental y una componente de continua correspondiente a la secuencia negativa de la corriente.
- Las componentes de la corriente d-q obtenidas anteriormente se transforman a la velocidad angular de rotación $(1 - (1 - s)/p)/\omega_s$ de tal forma que se eliminan las componentes $(1 - (1 - s)/p)/f_s$ correspondientes al fallo.

3.3.2.7 Espectro de Orden Superior (“HOS” Higher Order Statistics)

Existen multitud de señales que se producen de forma mecánica por sistemas que presentan comportamientos no lineales de forma dinámica, como por ejemplo las señales provenientes de fenómenos físicos tales como la música, la velocidad, etc. [96].

Para el análisis de señales surgió una nueva técnica, denominada “HOS” que se encarga de analizar el espectro en frecuencia de orden superior. Los primeros artículos referentes a “HOS” se encuentran por los años 60, pero tratan el tema más desde un punto de vista estadístico y teórico que aplicándolo a un sistema físico. Las publicaciones que aparecen por los años 70 comienzan a aplicar las técnicas “HOS” aplicadas a los problemas que surgen con el procesado de señal. Durante los últimos 15 años han resurgido estas técnicas, aplicadas a diferentes campos tecnológicos y de investigación. Actualmente experimenta una expansión abarcando nuevas aplicaciones referentes a nuevos campos.

Las medidas “HOS” son una extensión de las medidas de segundo orden (semejantes a la auto correlación y al espectro de potencia) hasta las de un orden alto. Cabe mencionar en este punto que las medidas de segundo orden funcionan bien cuando la señal posee una función de densidad de probabilidad de tipo Gaussiana.

En el dominio del tiempo, las medidas de segundo orden son la función de auto correlación. Las de tercer orden se les denomina ‘moments’ que son medidas estadísticas que caracterizan las propiedades de la señal y se usan para la obtención del valor medio, la varianza, etc.

Las “HOS” se construyen igual que estas pero aumentando de orden mediante la derivada de las anteriores (tercer orden). A partir de estos se obtiene la derivada, y así sucesivamente.

Si consideramos un sistema simple, como el que se muestra en la, con una entrada del tipo por ejemplo $x(t) = \cos(2 \cdot \pi \cdot f_1 + \phi_1) + \cos(2 \cdot \pi \cdot f_2 + \phi_2)$, si el sistema “A” posee una función de transferencia lineal, la salida de dicho sistema $y(t)$ contendrá las mismas componentes de frecuencia y fase de la señal de entrada.



Figura 3-46. Diagrama de Bloques de un sistema “HOS”.

Si consideramos que el sistema “A” posee una función de transferencia cuadrática, la cual nos da una salida del tipo $y(t) = C_1x(t)^2 + C_2x(t) + C_3$ esta contendrá las mismas componentes de frecuencia y fase de la señal de entrada y además componentes de frecuencia $2f_1$, $2f_2$ y $f_1 \pm f_2$ con fases $2\Phi_1$, $2\Phi_2$ y $\Phi_1 \pm \Phi_2$, etc. Sí consideramos que el sistema “A” posee una función de transferencia cúbica, la cual nos da una salida del tipo $y(t) = C_1x(t)^3 + C_2x(t)^2 + C_3x(t) + C_4$ esta contendrá las mismas componentes de

frecuencia y fase de la señal de entrada y además componentes de frecuencia $3f_1$, $3f_2$, $2f_1 \pm f_2$ y $f_1 \pm 2f_2$ con fases $3\Phi_1$, $3\Phi_2$, $2\Phi_1 \pm \Phi_2$ y $\Phi_1 \pm 2\Phi_2$ [97].

3.3.2.8 Flujo Axial

Cualquier máquina eléctrica rotativa de inducción aunque se encuentre en condiciones normales de funcionamiento existen pequeños desequilibrios en las corrientes. Estos desequilibrios pueden ser causados por pequeños defectos o imperfecciones constructivas así como de la propia red de alimentación [98].

Todo ello puede derivar en la presencia de corrientes de secuencia negativa en la máquina eléctrica, además de provocar desequilibrios en la corriente en las cabezas de la bobina que originan un flujo en el sentido axial del motor [51].

Este flujo es el producto de las corrientes del estator, por tanto posee los mismos armónicos que poseen las corrientes del estator y por consiguiente es válido para detectar y diagnosticar los fallos [54].

Una bobina colocada sobre el extremo de la máquina eléctrica en forma concéntrica al eje de esta, permite medir el flujo axial y a partir de este permite diagnosticar la máquina eléctrica tras el posterior análisis [55].

Resumiendo, mediante el análisis en frecuencia del flujo axial de la máquina eléctrica se pueden detectar cortocircuitos producidos en los devanados, excentricidades y barras rotas [99], [35].

3.3.2.9 Ruido

En las máquinas eléctricas el ruido, o mejor dicho el espectro del ruido está compuesto principalmente por ruidos electromagnéticos, de ventilación y acústicos.

El ruido de ventilación está asociado con las turbulencias en el aire que se producen periódicamente por las partes móviles de la máquina eléctrica.

El ruido electromagnético se debe a los esfuerzos de Maxwell. Estas fuerzas inducen vibraciones en la estructura del estator lo cual irradia en forma de ruido.

El nivel del ruido acústico depende de la relación entre la aerodinámica y los ruidos mecánicos que se incrementan generalmente con la velocidad de la máquina eléctrica.

Realizando el análisis de estos ruidos se puede extraer si la máquina está sana o posee algún defecto o anomalía de tipo mecánico, etc.

3.4 Modelos matemáticos de la máquina de inducción para la detección de fallos.

Se realiza una clasificación del estado actual de los modelos desarrollados para la detección de fallos en las máquinas eléctricas, especialmente los que cubren la excentricidad en los máquinas eléctricas.

El uso de modelos matemáticos de la máquina eléctrica de inducción para la detección y diagnóstico de fallos está justificado ya que resulta mucho más sencillo realizar simulaciones de máquinas con fallos o anomalías que crear dichos fallos en una máquina eléctrica real. Por tanto, estos modelos han de representar fielmente la realidad, siendo lo más aproximado posibles. Además deben ser rápidos en ejecución ya que en muchas ocasiones se necesitarán infinidad de ensayos a diferentes máquinas eléctricas para poder generalizar.

Existen principalmente dos tendencias, más una intermedia, a la hora de realizar modelos de las máquinas eléctricas:

- **Modelos de campo, basados en Elementos Finitos:**

Estos modelos matemáticos se basan en métodos numéricos. Existen muchos tipos de métodos numéricos, pero todos ellos comparten el uso de la computación como herramienta para su desarrollo. Dentro de los métodos numéricos, en la parte de modelización de máquinas eléctricas rotativas la metodología más usada es la de Elementos Finitos. Este es un método muy general para la resolución de ecuaciones diferenciales, se utiliza en diversos problemas de ingeniería y física.

Este método se basa en dividir el cuerpo o dominio sobre el que están definidas ciertas ecuaciones integrales que caracterizan el comportamiento físico del problema en una serie de subdominios denominados elementos finitos.

Dentro de cada elemento se distinguen una serie de puntos representativos llamados nodos. Dos nodos son adyacentes si pertenecen al mismo elemento finito. Además un nodo sobre la frontera de un elemento finito puede pertenecer a varios elementos, el conjunto de nodos considerando sus relaciones de adyacencia se llama malla. Los cálculos se realizan sobre una malla o discretización creada a partir del dominio con programas especiales llamados generadores de mallas, en una etapa previa a los cálculos que se denomina pre-proceso. De acuerdo con estas relaciones de adyacencia o conectividad se relaciona el valor de un conjunto de variables incógnitas definidas en cada nodo y denominadas grados de libertad. El conjunto de relaciones entre el valor de una determinada variable entre los nodos se puede escribir en forma de sistema de ecuaciones lineales. La matriz de dicho sistema de ecuaciones se llama matriz de rigidez del sistema. El número de ecuaciones de dicho sistema es proporcional al número de nodos.

Una importante propiedad del método es la convergencia; si se consideran particiones de elementos finitos sucesivamente más finas la solución numérica calculada converge rápidamente hacia la solución exacta del sistema de ecuaciones.

Mediante los modelos de elementos finitos se pueden reproducir todas las características de las máquinas eléctricas, como por ejemplo la saturación, que es responsable de la generación de componentes armónicas del flujo espacial que viaja por el entrehierro enmascarándose con la fundamental y con el tercer armónico [100].

El autor DeBortoli [101] introduce un modelo basado en elementos finitos, debido al desequilibrio de fuerzas magnéticas (UMP) el cual incluye los efectos de corrientes inducidas, saturación magnética, acoplamientos, etc. Una de las principales conclusiones que se obtiene es que los circuitos paralelos del estator reducen los efectos de la excentricidad estática, de tal forma que evita las vibraciones producidas por esta excentricidad. Incluso sin que el rotor vuelva al eje de rotación del estator los efectos de la excentricidad son compensados con los circuitos paralelos, con el inconveniente de la aparición de los pares pulsantes.

Yamazaki [102] propone un modelo mediante métodos numéricos basados en una combinación de elementos finitos de 2-D y 3-D. Este modelo considera saturación magnética, armónicos, etc. el método 2-D de elementos finitos es modificado para estimar la saturación magnética y los armónicos.

Lázaro implementa en su tesis doctoral un modelo basado en elementos finitos en 2D que es capaz de analizar y resolver las ecuaciones que describen el campo magnético en el interior de la máquina eléctrica así como las ecuaciones circuitales. La solución del campo magnético se usa para obtener las corrientes por los devanados, y como el campo magnético a su vez depende de estas corrientes es necesario realizar un proceso iterativo [103].

Además este modelo se ha empleado para estudiar los efectos de ranurado que aparecen en las máquinas eléctricas. Estos efectos aparecen en el espectro frecuencial a alta frecuencia debido a la relación de las ranuras de rotor y estator al estar en movimiento [104].

También han emergido modelos de elementos finitos basados en “TSCFE-SS” (Time-Stepping Coupled Finite Element-State Space), por un lado se basa en la estimación del modelo a través del vector estado y calculando el par y la intensidad de forma similar a un control vectorial y por otro lado estima la posición del rotor. El algoritmo que implementa se representa en la Figura 3-47 [105], [106]

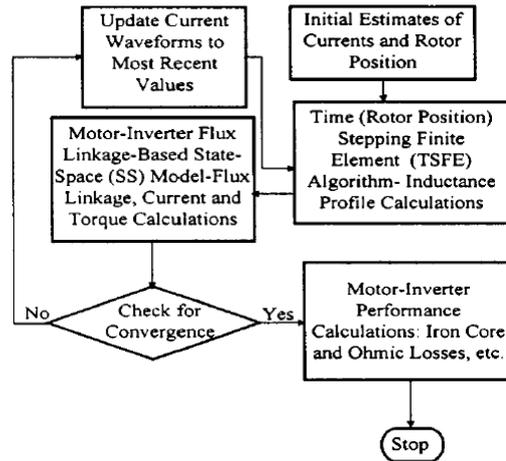


Figura 3-47. Diagrama de Bloques del Modelo Basado en TSCFE-SS

- **Modelos basados en el circuito equivalente magnético:**

Los modelos basados en los circuitos equivalentes magnéticos o basados en los acoplamientos magnéticos incluyen los efectos espaciales de los armónicos [107], [108].

La ventaja de los modelos basados en el circuito magnético equivalente reside en que incorporan las dependencias espaciales como en el caso de los elementos finitos, pero con menos carga computacional. Por eso, estos modelos son un compromiso entre los modelos de elementos finitos vistos anteriormente y los modelos basados en los métodos circuitales acoplados que se verán a continuación, es decir están entre medias de ambos.

Estos modelos se basan en su constitución geométrica, en los parámetros de los materiales y en la distribución de los devanados. Pueden tener en cuenta la saturación individual de los elementos constitutivos de la máquina, efectos de ranura, rotura de barras, y de anillos de cortocircuito, alimentaciones asimétricas, etc. [109]

- **Modelos basados en métodos circuitales acoplados:**

La inmensa mayoría de los modelos responden a las ecuaciones eléctricas de la máquina, generalmente diferenciadas en las partes que la componen: estator y rotor. A continuación se realiza una breve exposición de las ecuaciones que definen el comportamiento eléctrico y mecánico de una máquina rotativa.

La tensión de estator/rotor es función de la resistencia estática/rotórica por la intensidad que consume, más la derivada del flujo con respecto al tiempo.

$$[U_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \left[\frac{d\psi_s}{dt} \right] \quad [O] = [R_r] \cdot [I_r] + \left[\frac{d\psi_r}{dt} \right] \quad (3-99)$$

U_s/O = Tensión del estator / rotor.

I_s/I_r = Corriente del estator / rotor.

R_s/R_r = Resistencia del estator / rotor.

ψ_s/ψ_r = Flujo del estator / rotor.

La siguiente ecuación, es definir el flujo que recorre la máquina, el cual es función de la inductancia mutua del estator/rotor por la corriente estática/rotórica más la inductancia entre estator y rotor por la corriente rotórica, en el caso del estator y el contrario para el rotor.

$$[\psi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r] \quad [\psi_r] = [L_{sr}]^T \cdot [I_s] + [L_{rr}] \cdot [I_r] \quad (3-100)$$

L_{ss}/L_{rr} = Inductancia mutua estator-estator / rotor-rotor.

L_{sr} = Inductancia estator- rotor.

Estas ecuaciones se tratan de forma matricial. Así la corriente del estator es unidimensional y posee m componentes correspondientes a los m circuitos que hay en el estator, de forma análoga ocurre con la del rotor que posee n componentes.

$$[I_s] = [i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sm}]^T \quad [I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ \dots \ i_{rm}]^T \quad (3-101)$$

Una vez definidas las ecuaciones eléctricas de la máquina rotativa, se definen las ecuaciones mecánicas. La primera atiende a la definición del Par Mecánico que responde a la siguiente ecuación.

$$T_e = [I_s]^T \cdot \frac{\partial L_{sr}}{\partial \theta} \cdot [I_r] \quad (3-102)$$

T_e = Par eléctrico.

θ = Posición angular.

Por último, que la diferencia entre el par mecánico de la máquina y el par resistivo de la carga, es igual al momento de inercia por la derivada de la velocidad angular respecto al tiempo, que no es más que la aceleración angular.

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (3-103)$$

T_L = Par resistivo (carga).

J = Momento de inercia.

ω = Velocidad angular.

Solo cabe recordar que la velocidad angular no es más que la derivada de la posición angular con respecto al a tiempo.

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (3-104)$$

Casi todos los modelos cumplen estas ecuaciones, ahora bien la principal diferencia entre ellos es la *forma de calcular las inductancias*, atendiendo al método utilizado, se pueden clasificar los modelos, según las metodologías utilizadas para su cálculo:

Estos modelos se basan en el cálculo de forma analítica de la inductancia. Existe una gran variedad que se clasificaran de la siguiente forma:

Los primeros modelos respondían a la Teoría Clásica, la función de devanado de la bobina se tomaba como una senoidal pura, no se tenía en cuenta ningún armónico salvo el de primer orden.

Entonces surgen variantes en la función de devanado que van introduciendo los demás armónicos además del fundamental.

Toliyat desarrolla un modelo analítico en el cual introduce las primeras mejoras a la teoría clásica, haciendo que la función de devanado se aproxime más a la realidad, es decir, mediante ondas de tipo cuadrado o trapezoidal. Esto es conocido como la función aproximada de devanado (WFA).

Además realiza el estudio de más armónicos a parte del principal, y lo extendió a motores polifásicos [110], [111].

Luo, Liao, Toliyat y Lipo desarrollan un método para calcular las inductancias suponiendo que la máquina no es simétrica. El cálculo lo realiza únicamente mediante la tensión de excitación y de forma integral. Utiliza la función de devanados (WFA) sin modificar. Las simulaciones demuestran la validez del modelo, demostrándose mediante simulaciones que el modelo sirve para detectar diferentes fallos [112].

Toliyat y Lipo realizan un modelo analítico que se ha descrito anteriormente [110], basado en las ecuaciones eléctricas tanto del estator como del rotor así como en el cálculo del par electromagnético modificado convenientemente para poder trabajar con flujos no senoidales en el entrehierro. Este modelo se desarrolla para el análisis del transitorio de las máquinas de inducción de jaula de ardilla, con asimetría en el estator, su objetivo es la detección de fallos y anomalías en las máquinas eléctricas. Las ecuaciones del Par han sido modificadas convenientemente para entrehierros no uniformes. Este modelo además de ser válido para asimetrías en el estator, también lo es para la rotura de barras, roturas de anillos rozantes. La utilidad de este modelo ha sido validada con dos máquinas diferentes de inducción con rotor y estator asimétricos, tanto de forma experimental como de forma simulada mediante el modelo, obteniendo resultados favorables [5].

Milimonfared en colaboración con otros autores [65] desarrolla un nuevo método para detectar la rotura de barras mediante el análisis de la tensión inducida del estator después de desconectar la tensión. Este método es muy atractivo ya que la fuente de alimentación no influye, es decir se pueden utilizar fuentes no ideales. Permite distinguir entre máquina eléctrica sana y maquina eléctrica con rotura de barras, aunque no define muy claramente cómo influye el número de barras rotas en la magnitud de los armónicos.

Joksimovic [113] desarrolla un modelo en el cual el cálculo de las inductancias lo implementa basándose en la función aproximada de devanado (WFA) el cual puede simular fallos de cortocircuito en los devanados, arrojando un poco de luz al espectro de frecuencia para determinar las frecuencias características.

Nandi [22] continúa con el modelo desarrollado junto a Toliyat, utilizándolo para la detección de fallos como cortocircuitos en el estator, para ello utiliza la técnica de analizar las tensiones negativas que se producen en la máquina eléctrica a la desconexión de la misma.

Toliyat [114] propone un nuevo modelo para el estudio de la excentricidad estática en motores de inducción, basado directamente en la distribución física del devanado. El modelo puede simular la permeabilidad durante el transitorio incluyendo los efectos de la excentricidad. No incluye los efectos de la no uniformidad de las ranuras en estator y rotor sobre el cálculo de las inductancias, pero es posible incluir estos efectos en la función del entrehierro. Proponiendo para futuros trabajos las ranuras así como diferentes anchos en las mismas.

Joksimovic [115] propone un nuevo método para el cálculo de inductancias, al cual añade los efectos de la anchura de ranura variable y el uso de conductores no puntuales como hasta ahora se estaba haciendo. Este modelo no pone ninguna restricción a la distribución de los devanados en el estator y en el rotor, además tiene en cuenta todos los armónicos.

Como consecuencia de estos estudios, Toliyat y Al-Cuin extienden su modelo para máquinas síncronas que posean el rotor excéntrico, basándose en los anteriores modelos desarrollados por Toliyat. A este le introducen las modificaciones necesarias para poder trabajar con entrehierros no uniformes, a través de la Función Aproximada de Devanados Modificada (MOFA) se realiza el cálculo de las inductancias. Verifican el modelo tanto para entrehierros simétricos como no simétricos. Detectando que determinados armónicos poseen una relación con la excentricidad del motor.

Con los nuevos modelos basados en la función aproximada de devanados modificada (MOFA), se realizan estudios basados en la medida de la corriente estatórica para la detección de la excentricidad estática, dinámica y mixta [33], [36].

Además se aplican otros modelos para el estudio de la excentricidad [35], basados en otras técnicas como es la fuerza magneto motriz, y la permeabilidad del entrehierro [116]. Aplicable a motores monofásicos como polifásicos. Asumiendo que las tensiones de alimentación están balanceadas y que el rotor es simétrico. Por último, este modelo ignora la saturación y los efectos de ranurado excepto el coeficiente de Carter, basándose en que el flujo cruza el entrehierro de forma radial. Analiza las componentes del desbalance de las fuerzas magnéticas (UMP) en función del armónico fundamental.

Este modelo contempla las anchuras de entrehierro variable mediante la fórmula general:

$$g(y, t) = g(1 - \delta_d \cdot \cos(w_r t - ky)) \quad (3-105)$$

Donde δ_d es el grado de excentricidad, g es la anchura del entrehierro cuando el rotor está centrado, k es el inverso del radio del entrehierro e y es la distancia entre la superficie del estator y el punto de referencia.

Tras la comprobación experimental del anterior modelo, se extraen varias conclusiones [45]:

- El efecto de la saturación sobre la UMP. Si la tensión del estator incrementa, la UMP lo hace de forma cuadrática hasta que la máquina llega a estar en sobre voltaje, en ese punto la UMP disminuye haciendo bajar la saturación de la máquina. Este efecto es muy difícil de cuantificar.
- La conexión paralela del devanado del estator produce un decremento de la UMP más fuerte en los rotores de jaula de ardilla que en los rotores bobinados.
- El modelo analítico no define la posibilidad de usar diferentes ranuras, ni saturación así como la posibilidad de usar más armónicos además del fundamental, ambas cosas se prevé que influyan en la UMP y se plantean como futuras líneas de trabajo.

La principal conclusión que obtuvieron fue que la inclinación del rotor producía un incremento de la fuerza magnética desbalanceada (UMP). Además es necesario incluir un alto número de armónicos en la fuerza electromotriz (MMF) para obtener una buena precisión en la UMP

Bossio [117] y compañía modifican convenientemente la función del cálculo del devanado en la cual se considera la no-uniformidad axial y radial ampliando lo definido por Joksimovic anteriormente [115]. Por tanto, este modelo presentado basado en la MWFA permite calcular las inductancias de una máquina con asimetrías radiales y axiales.

Pineda en su Tesis Doctoral [118] elabora una técnica para la obtención de la matriz de inductancias [L] de una forma rápida y precisa a través del conocimiento del campo magnético de la máquina para el cálculo de la matriz. Desarrolla hasta tres métodos, de precisión gradualmente creciente que consideran cada vez detalles más próximos a la realidad, a cambio como resulta evidente implica un mayor coste computacional y temporal.

Además de los modelos basados en métodos numéricos, o más concretamente en elementos finitos, o los basados en métodos analíticos, existen otros modelos, aunque de forma más aislada, desarrollados por ejemplo a partir de métodos geométricos como el que desarrolla Faiz [40]. El cual define un preciso modelo geométrico el cual contempla las diferentes excentricidades a excepción de la axial. Este modelo permite calcular las inductancias de forma precisa, aproximándose más que modelos predecesores como el de Joksimovic [115] basado en el método analítico.

Hesse [119] desarrolla un modelo mediante series de Fourier por el cual resuelve la variación de permeabilidad producida por el doble ranurado. Se utilizan como parámetros la profundidad y la anchura de ranura, así como el número de términos de la serie de Fourier según que precisión se desee.

Esta clasificación de los modelos basada en la forma de cálculo de las inductancias, también se podría realizar en función de los fallos que detectan, por ejemplo atendiendo a una primera clasificación atendiendo al entrehierro si es uniforme o no ya que en función de esto podrá detectar unos u otros tipos de fallos. Para entrehierros uniformes hay modelos que detectan la rotura de barras y anillos rozantes [120], [5], [65]. Sin embargo si el modelo soporta entrehierros no uniformes podrá representar y simular una gama más amplia de fallos o averías que se pueden dar en las máquinas eléctricas rotativas. Por tanto, si se pueden representar entrehierros no uniformes el principal fallo a representar es la excentricidad en todas sus variantes, como por ejemplo la excentricidad estática que puede ser representada por modelos analíticos [116], [114] [121] y por modelos de elementos finitos [101]. Otra posible forma de clasificar los modelos sería en que técnica se basan o utilizan para la detección de los fallos en las máquinas eléctricas rotativas.

3.5 Criterios de Diagnóstico. Índices de Detección.

El presente capítulo comenzó con una descripción y clasificación de los principales fallos que se producen en las máquinas eléctricas, centrándose en las asimetrías rotóricas como fallo que se puede producir en las máquinas eléctricas de inducción, más concretamente en la excentricidad. Después se han revisado y clasificado las diferentes magnitudes medibles de las máquinas eléctricas, las cuales permiten a través de su análisis detectar y diagnosticar los posibles fallos que presenten las máquinas eléctricas. Se realiza una minuciosa revisión de la literatura científica de las principales técnicas empleadas para la detección y diagnóstico de fallos. También se revisan los principales modelos empleados para las simulaciones de los fallos, hasta llegar a este punto dónde se deben revisar los métodos de cuantificar el grado de fallo que poseen las máquinas eléctricas. Por tanto, si el objetivo de la presente tesis es la detección y diagnóstico de un fallo como es la excentricidad en las máquinas eléctricas rotativas, se hace necesario que ese método no sólo se encargue de detectar el fallo sino que además lo cuantifique en la medida de lo posible.

La forma de cuantificar un fallo en una máquina eléctrica es una tarea ardua, y costosa ya que influyen muchos factores y normalmente no existe una relación directa entre el fallo y la magnitud. Por eso se suelen elaborar índices o porcentajes que nos ayuden a cuantificar dicho fallo, aunque algunas veces inclusive pudiera ser no posible crear dicho índice.

Para el caso de la rotura de barras contiguas existe un índice ampliamente aceptado el cual aporta el número de barras rotas que posee una máquina eléctrica. Este índice no es más que la relación entre la amplitud de la corriente del fallo y la amplitud de la fundamental debe ser proporcional al número de barras rotas partido el número total de barras de la máquina eléctrica, [122], [12]. Tal y como se muestra en la siguiente ecuación:

$$\frac{I_n}{I_p} = \frac{n}{N} \quad (3-106)$$

Dónde I_n es la componente espectral de la corriente perteneciente al fallo de las barras rotas, la I_p es la componente espectral de la corriente fundamental. Dónde N es el número de barras totales que posee la máquina eléctrica y n el número de barras rotas contiguas.

También se han implementado otros índices para detectar la rotura de barras pero utilizando como magnitud característica la medida de la potencia. En el cual en función del índice de modulación se obtiene una relación del número de barras rotas, [64].

También se han realizado índices en régimen transitorio para clasificación y valoración del número de barras rotas, [29].

Así pues en la señal de aproximación se obtiene el siguiente parámetro:

$$I_{AP}(dB) = 10 \cdot \log \left[\frac{\sum_{j=N_b}^{N_s} i_j^2}{\sum_{j=N_b}^{N_s} [a_{nf}(j)]^2} \right] \quad (3-107)$$

Dónde i_j es el valor de la señal de la corriente en un instante de muestreo y $a_{nf}(j)$ es el elemento j de aproximación. N_s son el número de muestras de la señal.

Además se obtiene otro índice de cuantificación basado en la señal de detalle:

$$I_{DE}(dB) = 10 \cdot \log \left[\frac{\sum_{j=N_b}^{N_s} i_j^2}{\sum_{j=N_b}^{N_s} [d_{nf+1}(j)]^2} \right] \quad (3-108)$$

Dónde $d_{nf+1}(j)$ es el elemento de detalle de ese orden.

En casi todos los fallos que se producen en las máquinas eléctricas de inducción se han obtenido índices lo suficientemente fiables y consensuados que permiten determinar la existencia del fallo y además cuantificarlo.

Por ejemplo en el caso de la rotura de barras en el rotor se han determinado distintos índices, lo suficientemente fiables, que determinan la existencia o no de barras rotas en el rotor e inclusive el número de barras rotas que posee la máquina eléctrica. Además existen índices en ambos regímenes de funcionamiento de las máquinas, permanente y transitorio.

Por el contrario, para el fallo de la excentricidad no existe ningún índice fiable que determine o cuantifique el grado de excentricidad, además para el caso de la excentricidad mixta no se sabe diferenciar cuál es el porcentaje de excentricidad estática y cuál el porcentaje de excentricidad dinámica. Tan sólo son conocidas las frecuencias teóricas, que se agrupan por familias.

Además los niveles de las señales correspondientes a la excentricidad son inferiores con respecto a los de otros fallos haciendo aún más dificultosa la tarea de análisis de estas señales.

Por último, las máquinas eléctricas suelen poseer excentricidad debido a su proceso de construcción ya que es muy difícil alinear perfectamente el rotor y el estator, construir un rotor perfectamente redondo, o un estator cuyo interior sea perfectamente redondo. Resulta evidente pensar por este motivo que debe existir un cierto margen a modo de tolerancia en la excentricidad.

Por tanto, las nuevas técnicas que se aporten deberán aportar indicadores de la excentricidad y en la medida de lo posible tratar de cuantificarla, aun a sabiendas de la dificultad de dicha tarea.

3.6 Revisión Crítica y Experimental de los Métodos de Detección de Excentricidad en la Literatura Técnica aplicados a una Máquina de Laboratorio.

En este capítulo se realizan una serie de ensayos en las maquinas eléctricas de laboratorio disponibles, véase el anexo, estas han sido seleccionadas y preparadas para que presenten alguna anomalía o fallo como por ejemplo es la excentricidad estática (máquina tapas), dinámica (máquina con ranura excéntrica en el rotor), rotura de barras (máquina barras rotas), etc. Además se comparan con una máquina sana sin ningún fallo provocado de las mismas características (máquina sana).

Mediante la realización de estos ensayos se pretende probar la validez de las técnicas existentes, así como que sirvan de base para buscar nuevas vías de detección y diagnosis de fallos o anomalías en las máquinas eléctricas de una forma incipiente.

Así pues, se realizan multitud de ensayos con diferentes máquinas, en este apartado sólo se muestran los más representativos. En los siguientes ensayos se miden las 3 corrientes de fase, y la corriente de neutro. Además se miden las 3 tensiones entre cada una de las fases y neutro, y en caso de que la máquina eléctrica incorpore una espira exploradora se mide su tensión.

3.6.1 Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1455 rpm.

El siguiente ensayo se realiza garantizando un determinado deslizamiento de la máquina asíncrona de inducción, según rige la ecuación que nos determina el deslizamiento:

$$s = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{1500 - 1455}{1500} = 3\% \quad (3-109)$$

Para garantizar una velocidad de 1455 revoluciones por minuto se monta el esquema que se observa en la Figura 3-48, en el cual se acoplan dos máquinas eléctricas. Una de ellas actúa como motor y la otra como una carga a este motor. La máquina que actúa como carga se alimenta a través de un variador de frecuencia, realimentado a través de un encoder solidario con el eje de giro de las máquinas. Por tanto, parametrizando adecuadamente el variador de frecuencia en bucle cerrado mediante un regulador PID de velocidad mantendrá constante la velocidad de la carga, y por consiguiente del motor ya que están unidos por el eje.

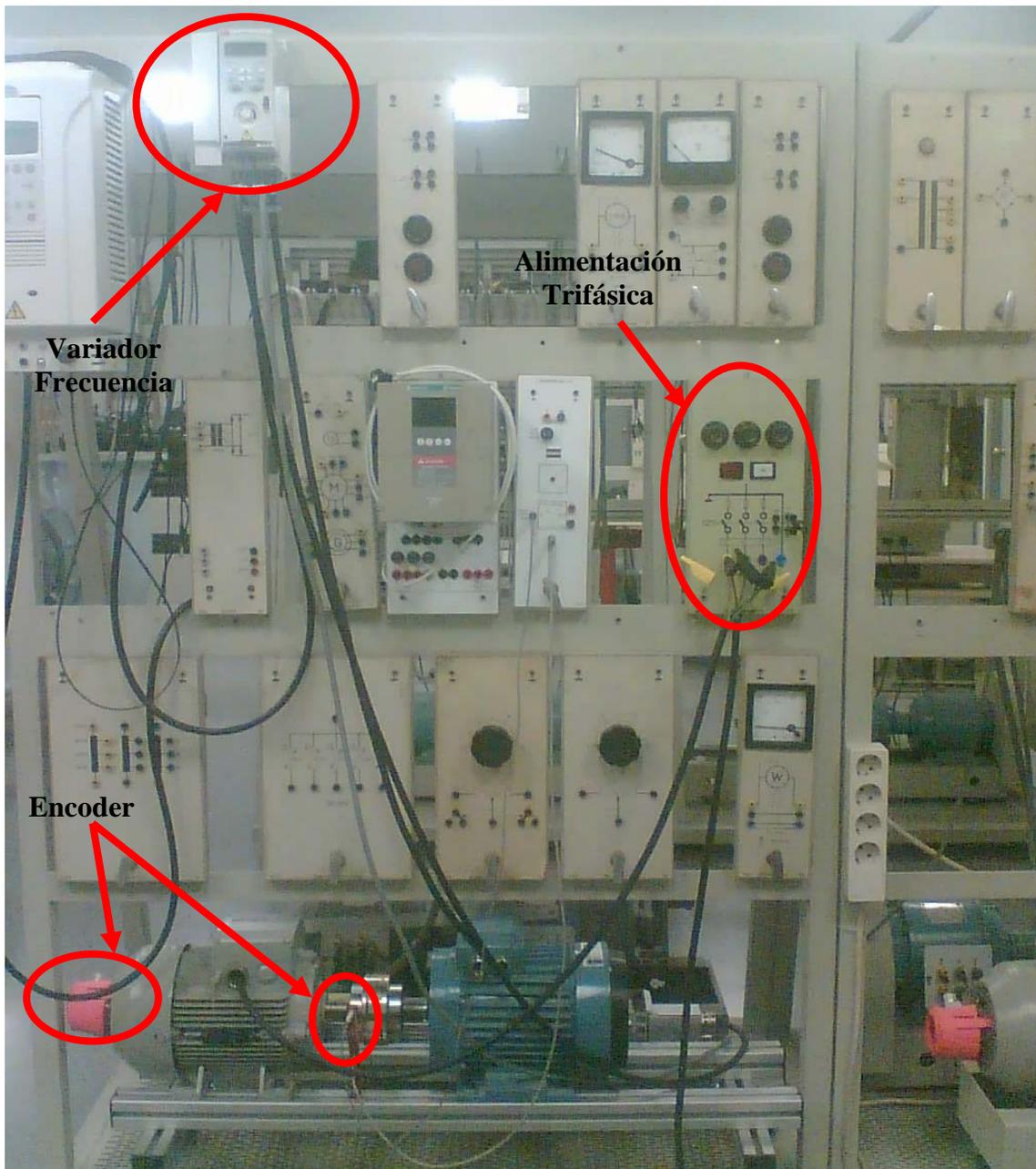
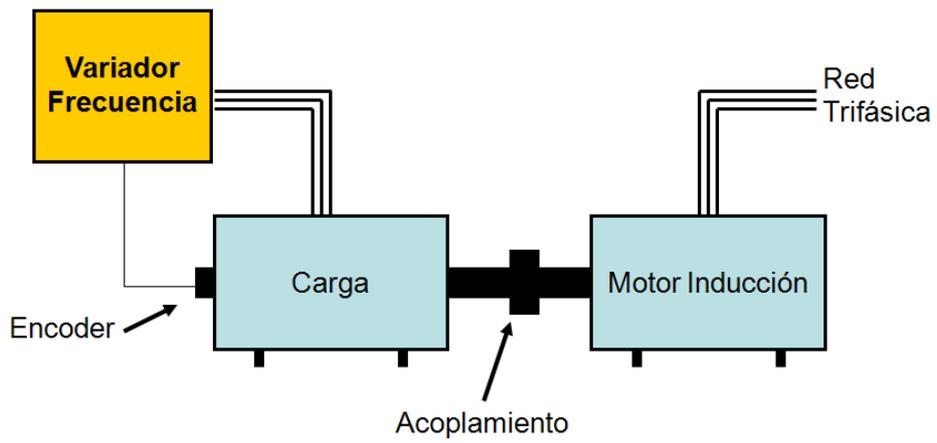


Figura 3-48. (a) Esquema y (b) Fotografía descriptiva del montaje de los ensayos.

3.6.1.1 Máquina sana.

La primera máquina eléctrica ensayada es la que se denomina como máquina sana, a la cual no se le ha practicado ningún fallo y es de la misma serie que las otras máquinas. En la Figura 3-49 se observa la corriente en el dominio frecuencial. Cabe destacar que la máquina sana, en el dominio frecuencial posee un pico a la frecuencia de la red de alimentación de la máquina, o sea 50 Hz.

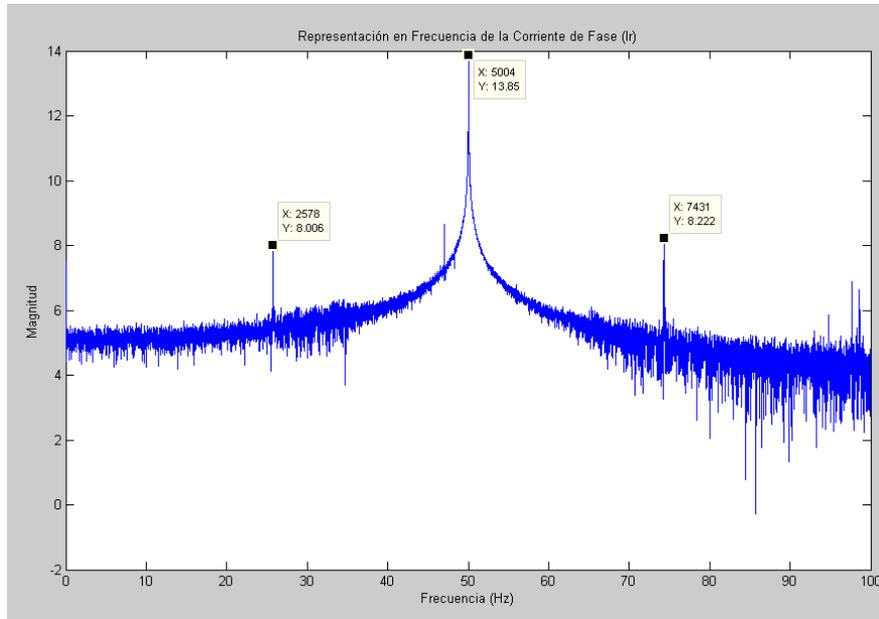


Figura 3-49. Representación en frecuencia de la Corriente de una fase de la máquina sana.

Es significativo que en la máquina que se ha seleccionado como sana, ya que no se le ha practicado ninguna modificación en la misma aparezcan en el dominio de la frecuencia dos picos significativos de la excentricidad, muy probablemente debidos a la propia construcción de la máquina, recordemos que todas las máquinas poseen un cierto grado de excentricidad constructiva.

Mediante la multiplicación de las corrientes y las tensiones entre sí, se obtiene la potencia correspondiente a cada fase. En la Figura 3-50 se representa la potencia en el dominio de la frecuencia.

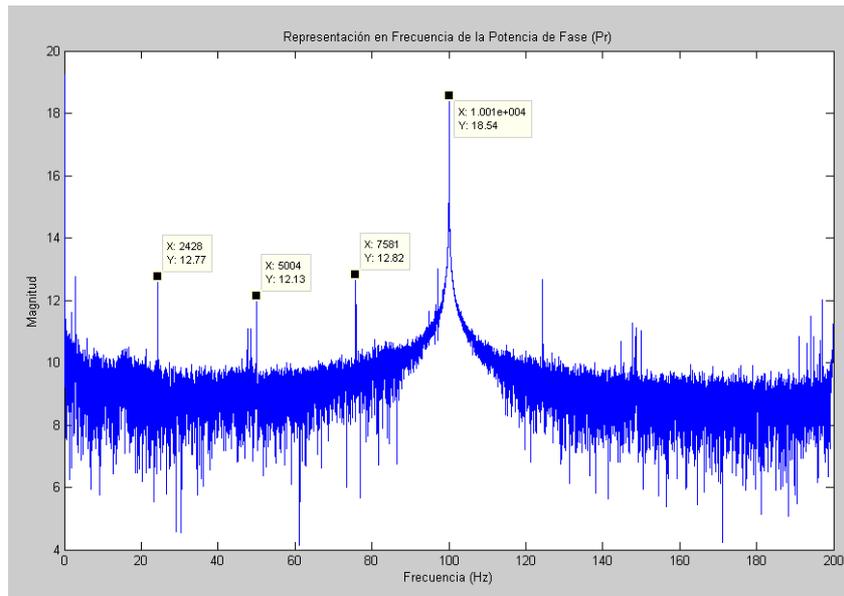


Figura 3-50. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina sana.

Como se observa en la representación frecuencial de la potencia de una fase de la máquina sana, Figura 3-50. En esta representación la frecuencia fundamental, ya no es la fundamental de la alimentación de la red, si no el doble de la misma debido a la multiplicación de la corriente por la tensión. De esta forma, se separa más la frecuencia fundamental de las frecuencias características próximas a la frecuencia de la red, paliando así un posible enmascaramiento, o efecto de dispersión también conocido como “leakage”.

En la Figura 3-51 se representa la potencia total consumida por la máquina, que no es más que la suma de las potencias de cada una de las fases.

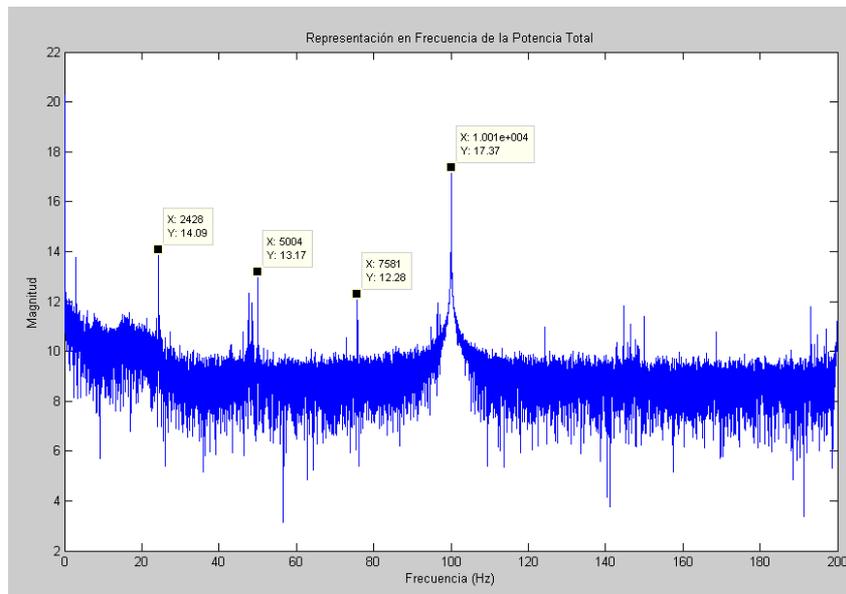


Figura 3-51. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina sana.

Teóricamente el espectro de la frecuencia de la potencia total consumida por la máquina debe ser más limpio si cabe que el espectro de la potencia de una fase porque se supone

que los posibles desbalances que se puedan producir en una de las fases es compensada por la suma de las otras.

Como se dispone de todas las magnitudes de la máquina eléctrica, se calcula la transformada de Park de las corrientes del estator. En la Figura 3-52 se representan las dos componentes de la corriente de Park, que son composición de las tres corrientes estáticas de alimentación de la máquina. Además se realiza una representación polar de la transformada de Park que ha sido utilizada para la detección y diagnóstico de fallos, mediante el análisis de la forma obtenida.

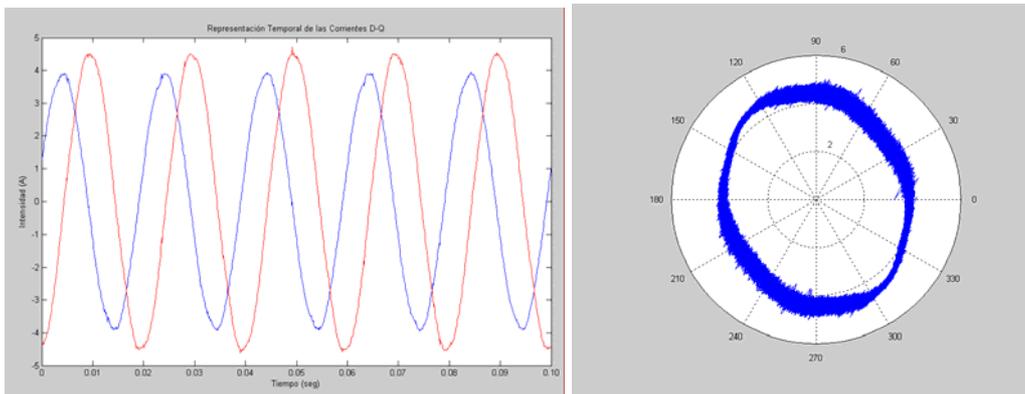


Figura 3-52. Representación (a) Temporal de las componentes “d-q” de la Transformada de Park de las corrientes estáticas y (b) representación polar de la Transformada de Park de las corrientes de la máquina sana.

En la Figura 3-53 se representa en el dominio frecuencial una de las dos componentes de la transformada de Park “d-q”. En estas no se aprecian casi diferencias entre sí por ello, sólo se representa una de ellas.

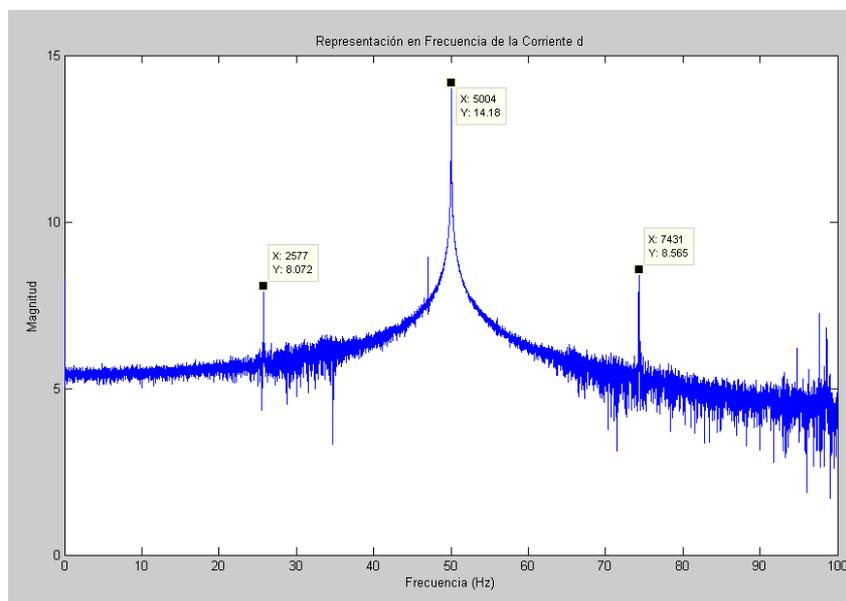


Figura 3-53. Representación en frecuencia de la corriente “d” de la Transformada de Park de la máquina sana.

Por último se representa el modulo de la transformada de Park de la máquina eléctrica, dónde si la máquina fuese ideal debería ser constante, pero como se observa en la Figura 3-54-a en esta máquina no es constante aunque la variación es pequeña.

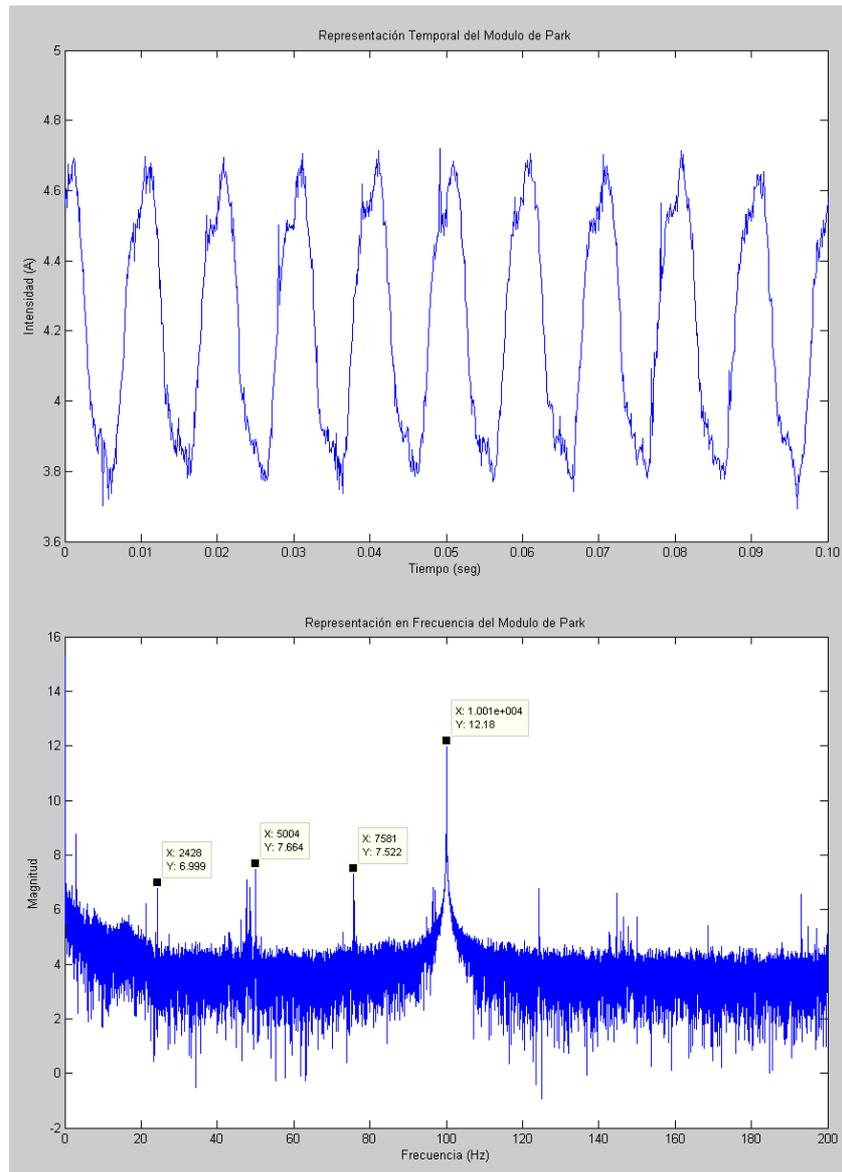


Figura 3-54. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina sana.

En la Figura 3-54-b se representa el módulo de la transformada de Park. Y en la siguiente figura se representa el ángulo de la transformada de Park, por tanto si existe un fallo o anomalía deberá ser repetitivo a lo largo del tiempo tal y como se muestra en la Figura 3-55.

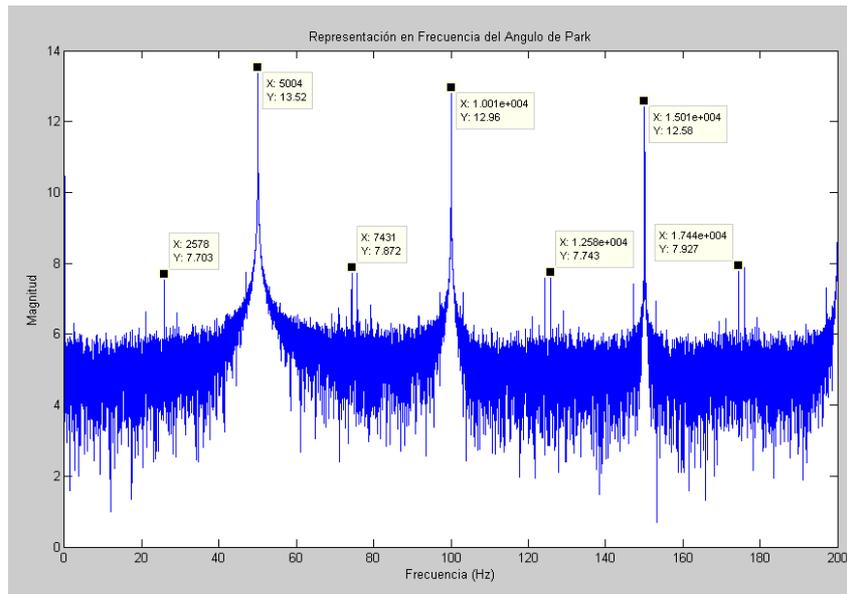


Figura 3-55. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina sana.

Para finalizar el ensayo se representa la corriente de neutro en la Figura 3-56, esta medida sólo se puede realizar si se dispone de accesibilidad al neutro de la máquina eléctrica. Esto no siempre es así, y en la parte frecuencial se observan las componentes frecuenciales típicas representadas en la corriente estática de una fase pero con duplicidad.

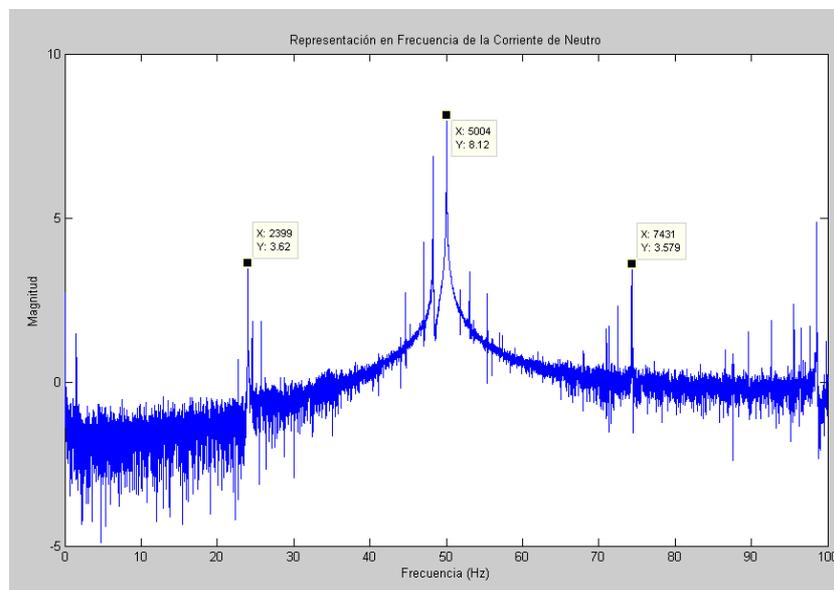


Figura 3-56. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina sana.

3.6.1.2 Máquina con tapas desplazadas.

Se realiza el ensayo a la máquina eléctrica con tapas desplazadas, también denominada de tapas. Que no es más que una máquina eléctrica de la misma serie que la sana, a la cual se le han desplazado las tapas hacia un lado para de esta forma desplazar el eje de giro del rotor que no coincida con el del estator. Debido a que el entrehierro es tan pequeño ha habido que comerle rotor para evitar que roce al desplazarlo del eje.

En la Figura 3-57 se representa la corriente en el dominio temporal y en el dominio frecuencial de la máquina de tapas. Como se observa en la Figura 3-57-a en la cual no se aprecia ningún tipo de fallo, similar a la corriente de la máquina sana representada en la Figura 3-49-a. En la Figura 3-57-b se representa en frecuencia la corriente estática, se observa un pico característico propio de la frecuencia de la red de alimentación de la máquina, y los dos picos relativos a la excentricidad, pero esta vez de mayor magnitud que en la máquina sana representada en la Figura 3-49-b.

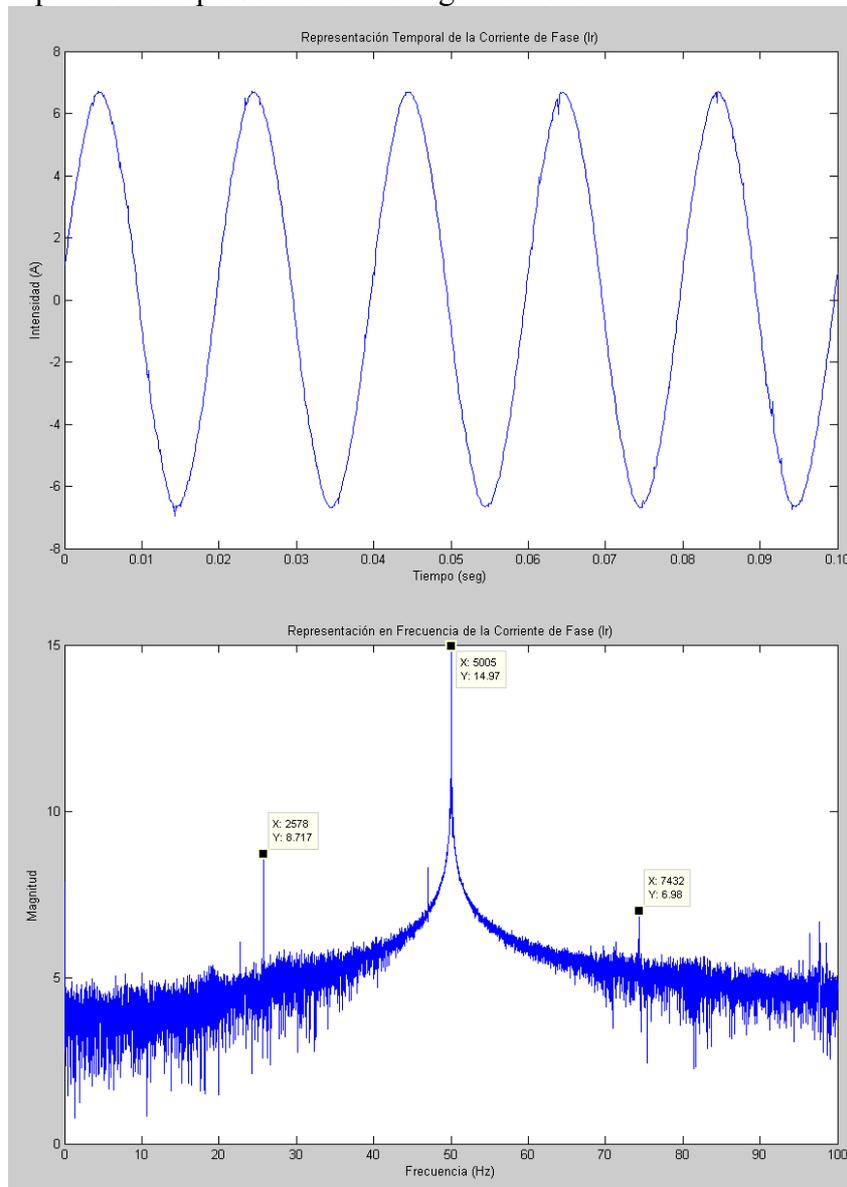


Figura 3-57. Representación (a) Temporal y (b) en Frecuencia de la Corriente de una fase de la máquina con desplazamiento de las tapas.

Se representan hasta 1000 Hz de la corriente de una fase en la Figura 3-58, para observar las frecuencias características de la excentricidad. Resultando curioso que no

aparecen componentes frecuenciales debidas a la excentricidad dinámica, aunque como se ha visto en la Figura 3-57-b aparezca una excentricidad dinámica. Esto debe ser debido a que es mínima con respecto a la estática, ya que se le han desplazado las tapas, pero suficiente como para que aparezcan las de la excentricidad mixta.

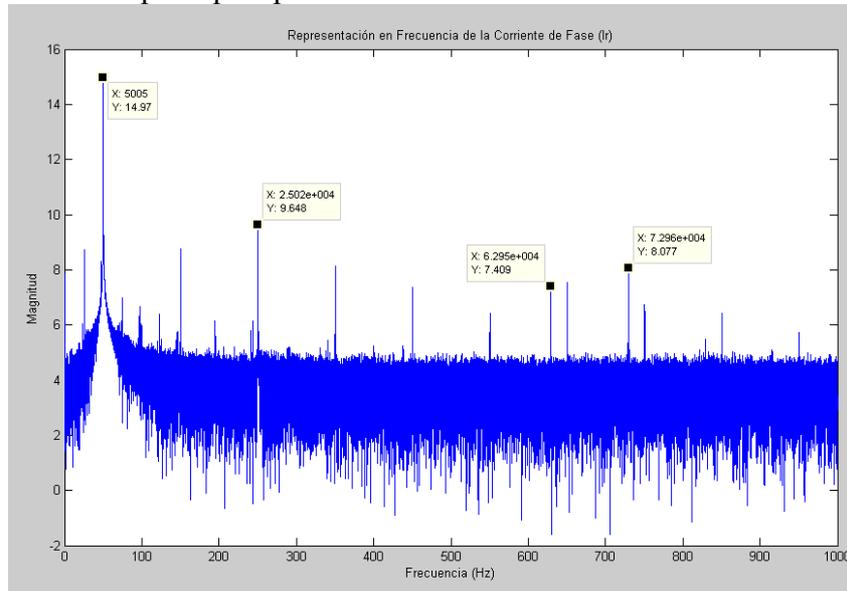


Figura 3-58. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con desplazamiento de las tapas a 1455 r.p.m.

Para obtener las potencias de las diferentes fases se realiza el producto de la tensión por la intensidad de cada fase, se representa la potencia de una fase en la Figura 3-59 en el dominio de la frecuencia.

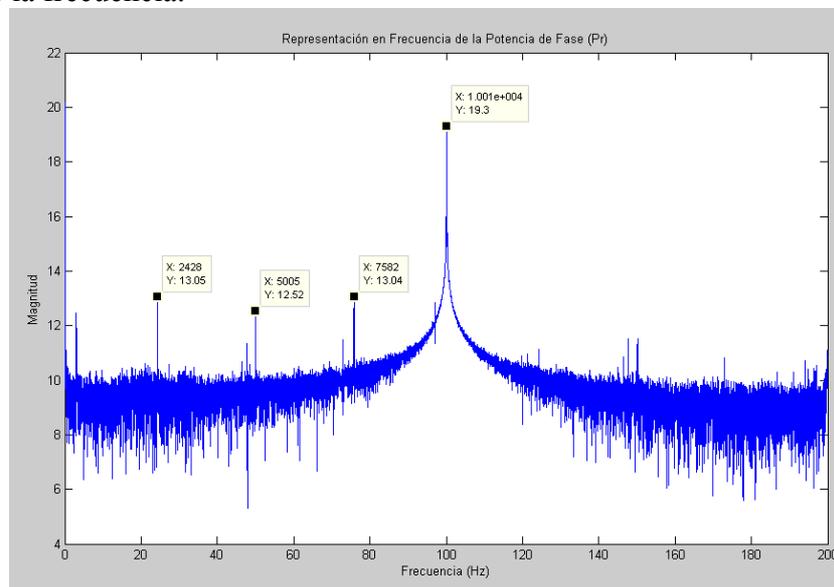


Figura 3-59. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina con desplazamiento de las tapas.

Una vez obtenidas las potencias por fase sumándolas se obtiene la potencia total consumida por la máquina eléctrica. Esta se representa en la Figura 3-60.

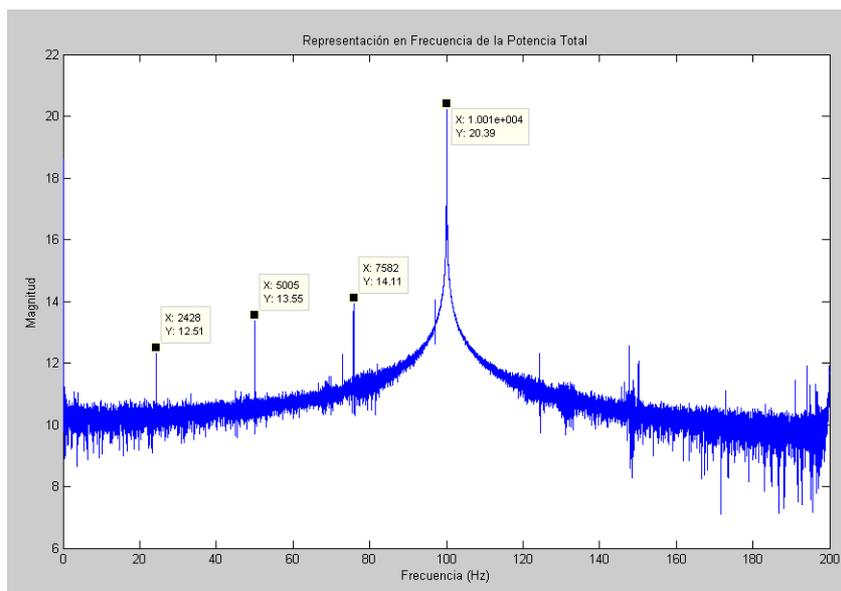


Figura 3-60. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina con desplazamiento de las tapas.

Para la máquina de tapas también se calcula la transformada de Park, que como se sabe es composición de las tres corrientes estáticas, transformadas a únicamente dos variables “d-q”. Se representan ambas corrientes en el dominio temporal en la Figura 3-61-a, mientras que en la Figura 3-61-b se representan en su forma polar.

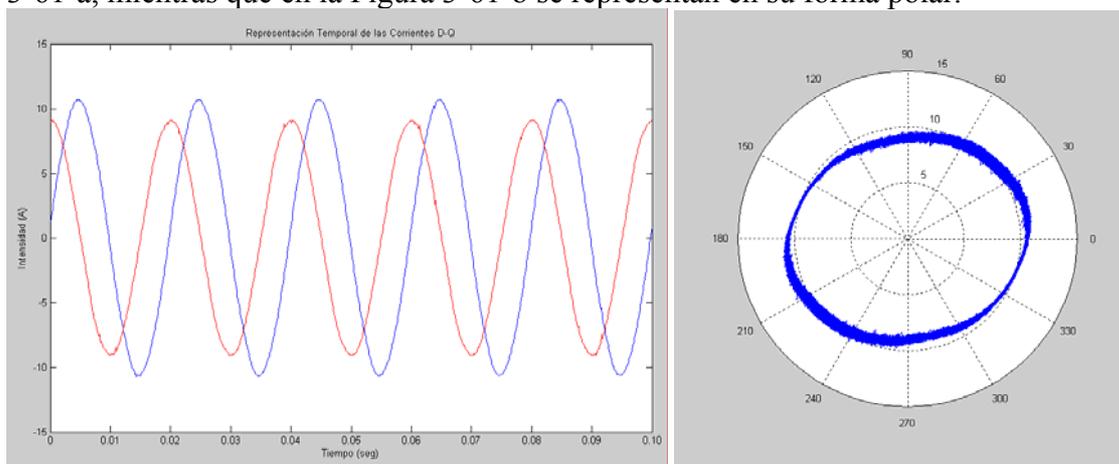


Figura 3-61. Representación (a) Temporal de las componentes “d-q” de la Transformada de Park de las corrientes estáticas y (b) representación polar de la Transformada de Park de las corrientes de la máquina con desplazamiento de las tapas.

La Figura 3-62 recoge la representación de una de las componentes de las corrientes de la transformada de Park. De la misma forma que en la corriente de una fase se observaban los dos picos característicos de la excentricidad en esta también son apreciables, de similares amplitudes para las dos componentes de la transformada.

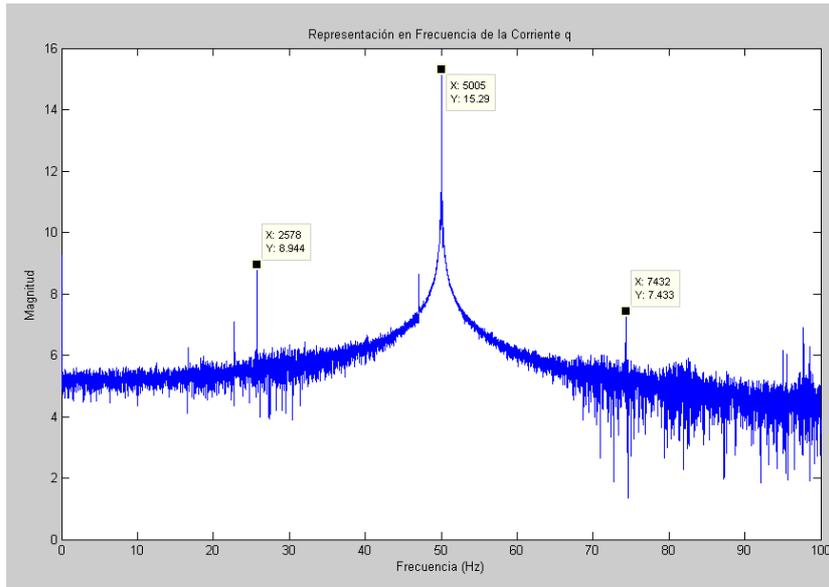


Figura 3-62. Representación en frecuencia de la corriente “q” de la Transformada de Park de la máquina con desplazamiento de las tapas.

En la transformada de Park, el parámetro más concluyente es el módulo de la misma pues nos aporta la información sobre el estado de la máquina. En la Figura 3-63 se representa dicho módulo en el dominio frecuencial, este aporta las componentes frecuenciales características de la excentricidad, cuya magnitudes están casi al 70% de la fundamental, que en el caso de la transformada de Park dicha frecuencia es el doble de la de alimentación.

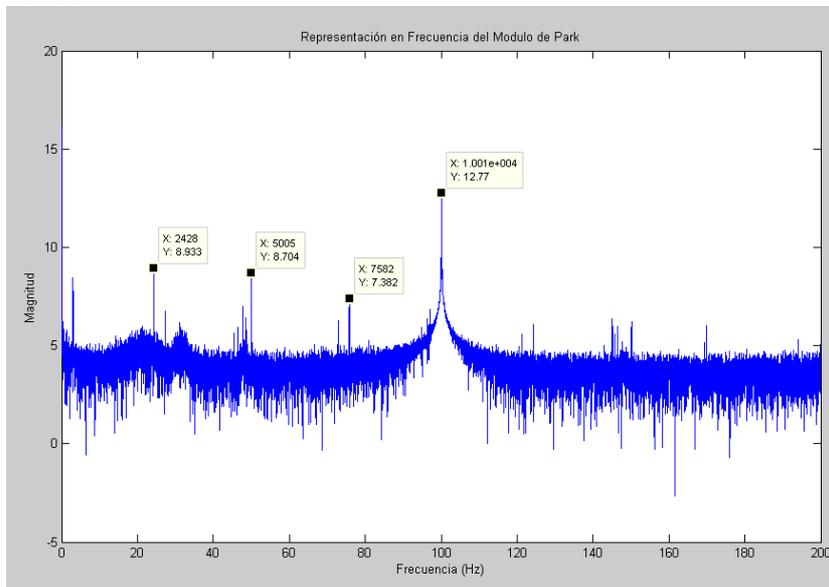


Figura 3-63. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina con desplazamiento de las tapas.

Para finalizar con la transformada de Park en la máquina de tapas desplazadas, se representa en la Figura 3-64 el ángulo de la transformada de Park, el cual nos debe indicar en el dominio frecuencial la existencia de alguna frecuencia característica de fallo, de forma repetitiva debido al movimiento de giro de la máquina.

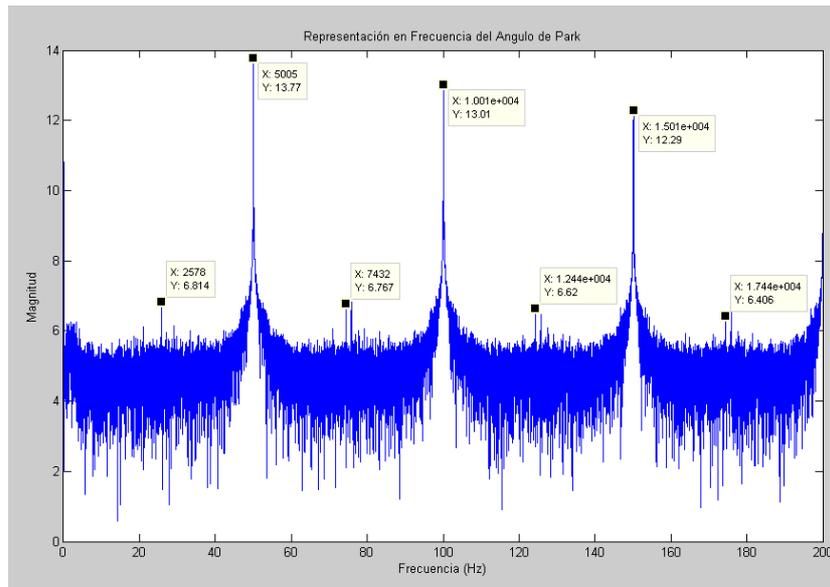


Figura 3-64. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina con desplazamiento de las tapas.

Como en esta máquina se tiene accesible el neutro, se mide la corriente que circula por él y se almacena para su posterior análisis. En la Figura 3-65 se representa la corriente en el dominio de la frecuencia, de la misma manera que ocurría con la máquina sana aparecen algunas componentes duplicadas.

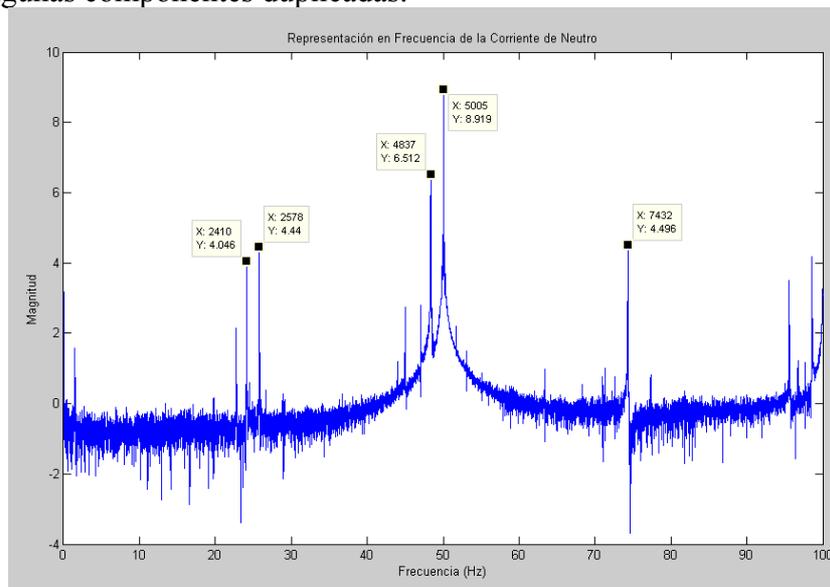


Figura 3-65. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina con desplazamiento de las tapas.

Para finalizar este ensayo al motor de tapas, se mide la corriente que circula por la espira exploradora que previamente se insertó en el estator, esta medida es invasiva pero puesto que a la máquina se le han modificado las tapas, se aprovecho para insertarle una espira de cobre entre sus bobinados la cual sea accesible desde el exterior. En la Figura 3-66 se representa la corriente de la espira exploradora en el dominio frecuencial y en el temporal. Quedando en evidencia, que los resultados mostrados de la medición en el dominio de la frecuencia, son muy nítidos y clarificadores. Observándose las frecuencias características de la excentricidad.

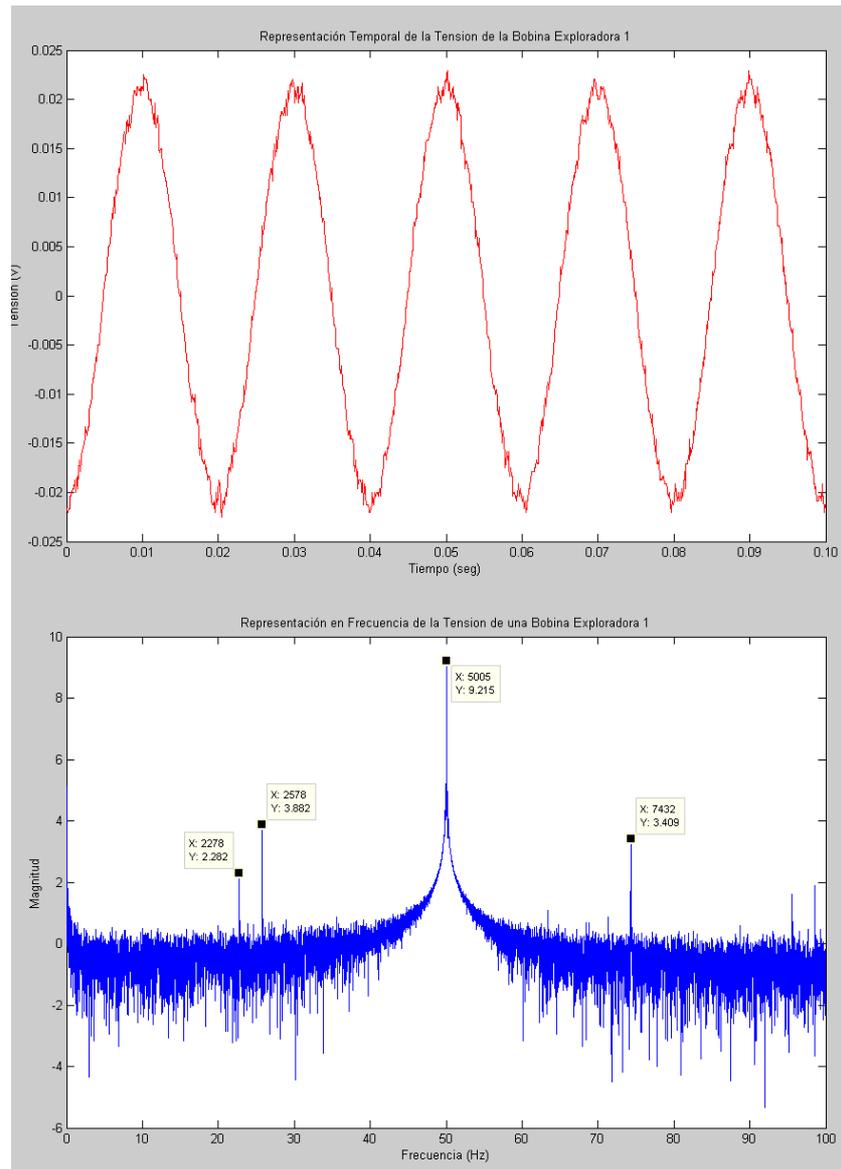


Figura 3-66. Representación (a) Temporal y (b) en Frecuencia de la corriente de una Espira Exploradora de la máquina con desplazamiento de las tapas.

3.6.1.3 Máquina con rotor aplanado parcialmente.

La tercera máquina a la que se le aplica el ensayo en régimen permanente a una velocidad de giro del eje de 1455 revoluciones por minuto, es a la máquina eléctrica con el rotor aplanado parcialmente. Adopta este nombre debido a que se le ha aplanado una zona del rotor, es decir se le ha practicado una hendidura en el rotor mediante un torno. Mediante este desequilibrio se consigue que el centro de masas del rotor se modifique con respecto a como estaba antes de practicarle dicho aplanado en el rotor.

Como se observa en la Figura 3-67 dónde se representa la corriente de alimentación de la máquina eléctrica en el dominio frecuencial. De forma análoga a lo sucedido con las otras máquinas en el dominio temporal no se puede detectar o diagnosticar los fallos, por ello se traslada al dominio de la frecuencia, en el cual se observan las frecuencias características de la excentricidad provocada en dicha máquina.

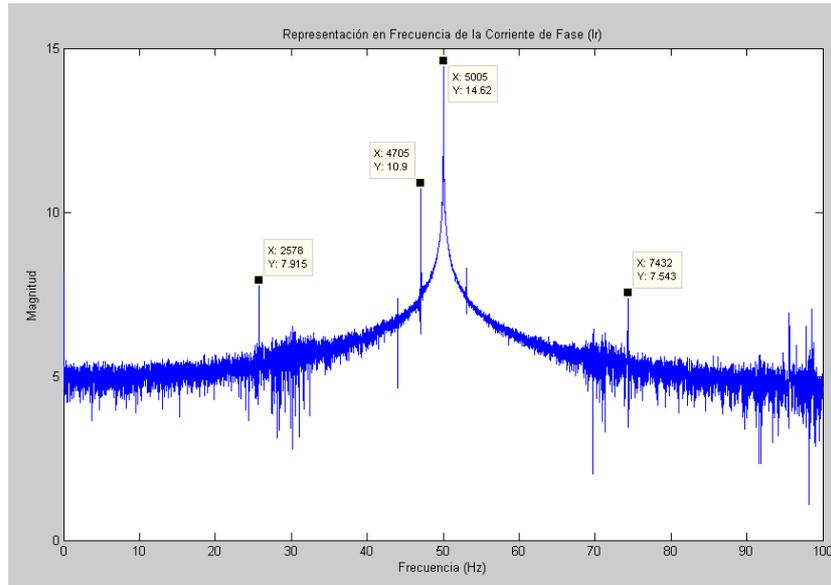


Figura 3-67. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

Se amplía la representación del espectro de la corriente hasta un rango de 1000 Hz para poder observar las frecuencias de la excentricidad, estática, dinámica y mixta. En la Figura 3-68 se marcan las frecuencias correspondientes a la excentricidad estática, a la dinámica y a la mixta. Este motor posee además de excentricidad dinámica también estática según se refleja en la Figura 3-68.

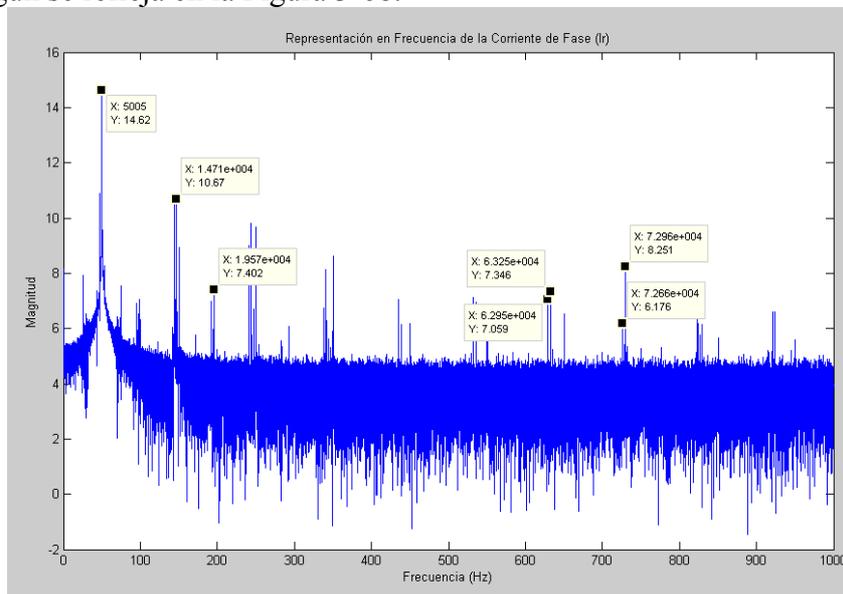


Figura 3-68. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con el rotor aplanado parcialmente a 1455 r.p.m.

En la Figura 3-69, se representa la potencia consumida por cada fase, que no es más que el producto de la tensión por la corriente.

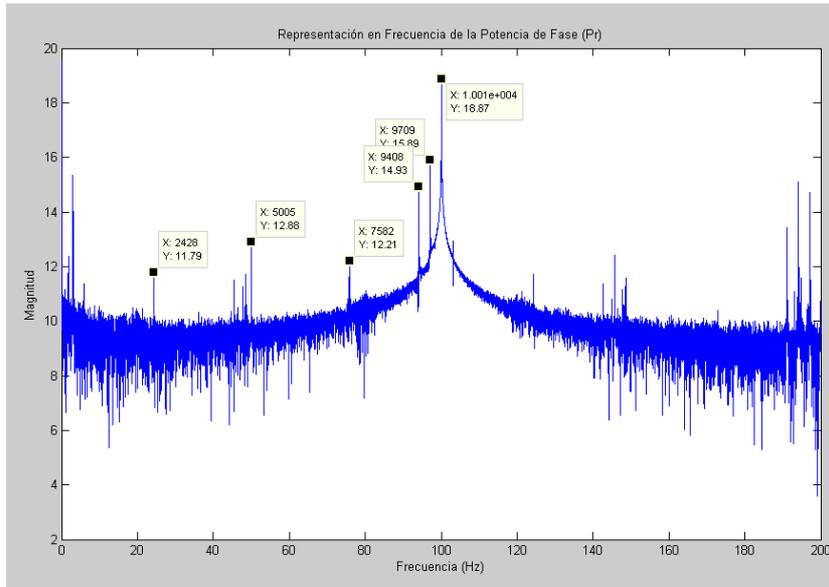


Figura 3-69. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

Una vez obtenidas las potencias por fase se suman y se obtiene la potencia total consumida por la máquina la cual se representa en frecuencia en la Figura 3-70.

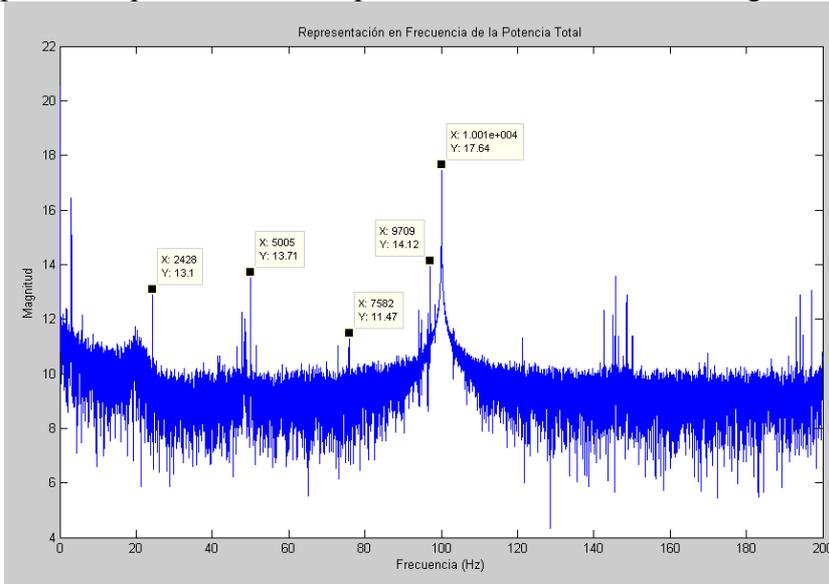


Figura 3-70. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

Se calcula la transformada de Park, y se convierten las 3 corrientes estáticas a las corrientes “d-q” características de dicha transformada, estas se representan en la Figura 3-71, junto con la representación de la forma polar de la transformada.

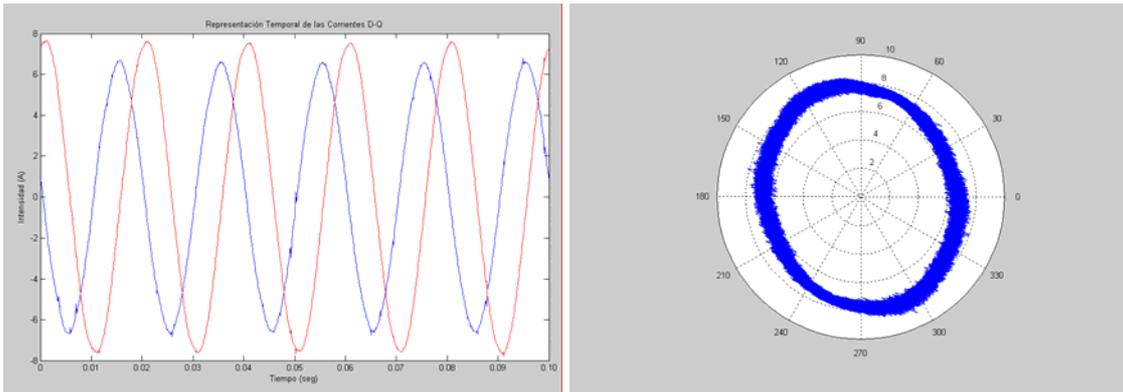


Figura 3-71. Representación (a) temporal de las componentes “d-q” de la transformada de Park de las corrientes estáticas y (b) representación polar de la transformada de Park de las corrientes de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

La Figura 3-72, representa una componente de las corrientes “d-q” propias de la transformada de Park en frecuencia, dónde se observan las frecuencias características de la excentricidad en ambas corrientes y además aparece una frecuencia característica al fallo de las barras rotas.

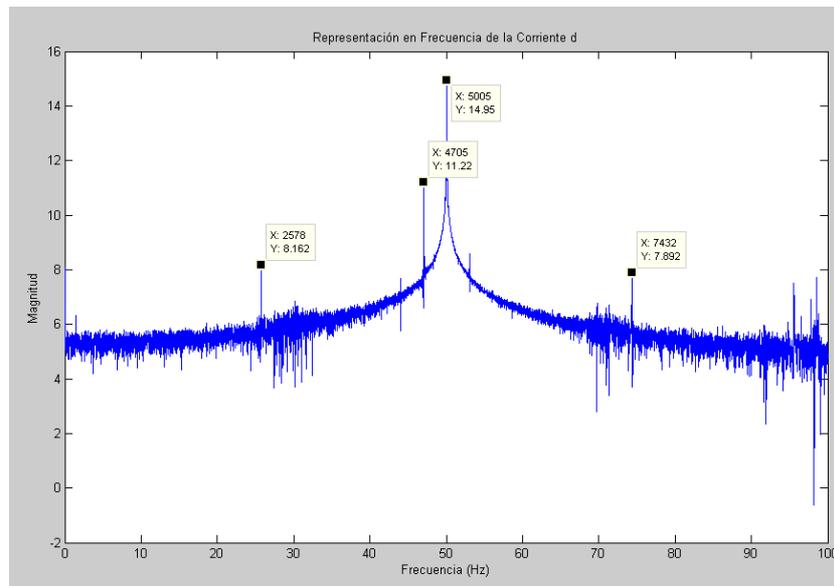


Figura 3-72. Representación en frecuencia de la corriente “d” de la Transformada de Park de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

Se calcula el módulo de la transformada de Park y se representa en la Figura 3-73, aportando información valiosa para la detección y diagnóstico de fallos en la máquina eléctrica.

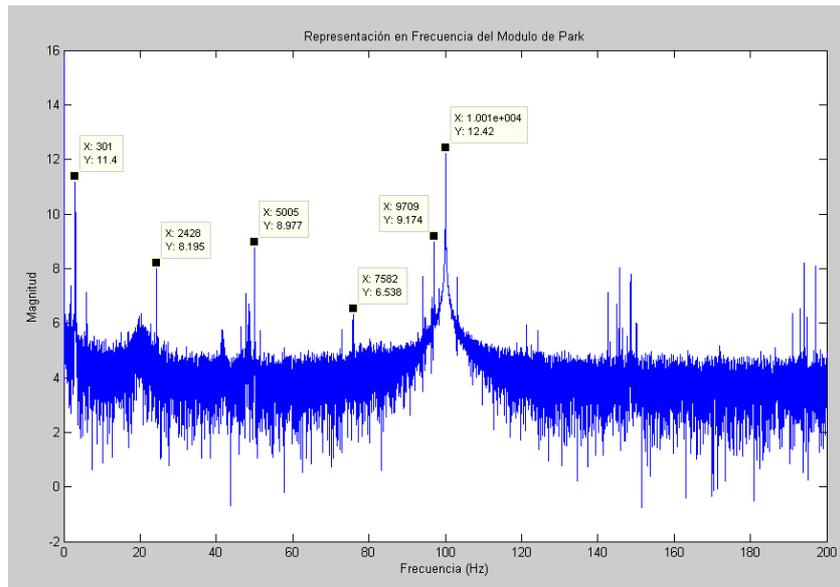


Figura 3-73. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estatóricas de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

Para finalizar con la transformada de Park, se representa el ángulo en la Figura 3-74. Este indica la periodicidad de un fallo a lo largo de la representación del ángulo en frecuencia.

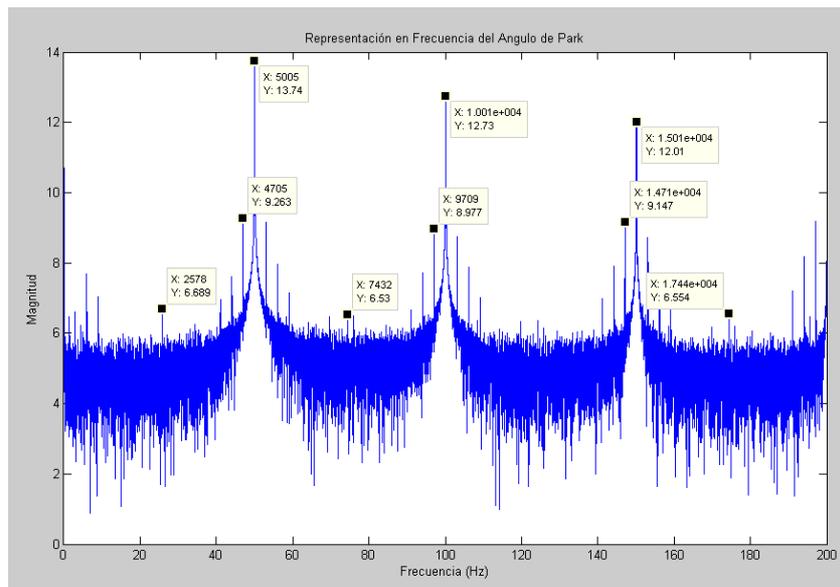


Figura 3-74. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estatóricas de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

Esta máquina eléctrica posee accesible el neutro y por tanto de forma análoga a las anteriores máquinas se realiza la medida de la corriente que circula por este. Se representa en la Figura 3-75, observándose que en la representación en frecuencia aparecen demasiadas frecuencias como para poder discernirlas.

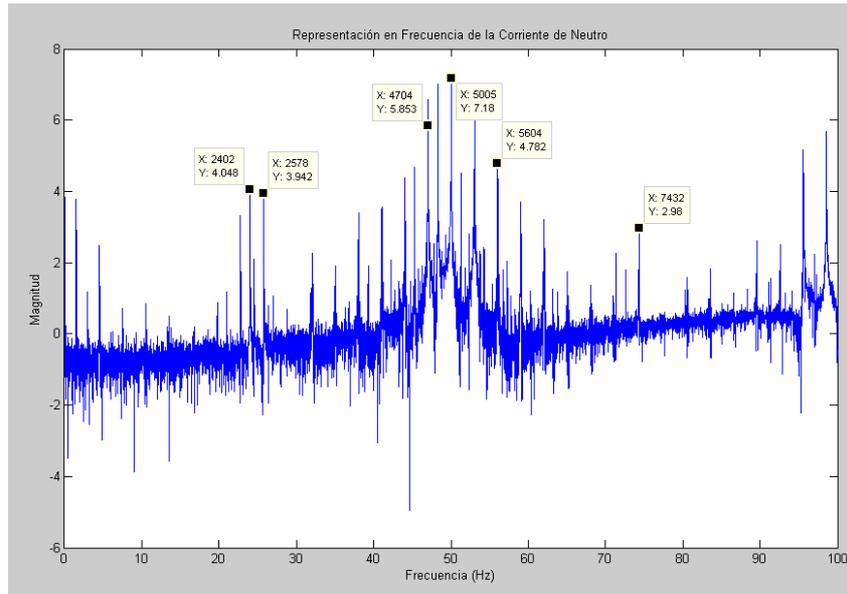


Figura 3-75. Representación en frecuencia de la corriente de neutro d de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

La máquina eléctrica con el rotor aplanado parcialmente posee dos espiras exploradoras en su estator desfasadas entre sí 90° eléctricos. Estas espiras están numeradas como espira 1 y espira 2 para distinguirlas entre ambas.

En la Figura 3-76 se representa la corriente que circula por la espira exploradora 1, en el dominio frecuencial aparecen las frecuencias características de la excentricidad de una forma nítida y clara.

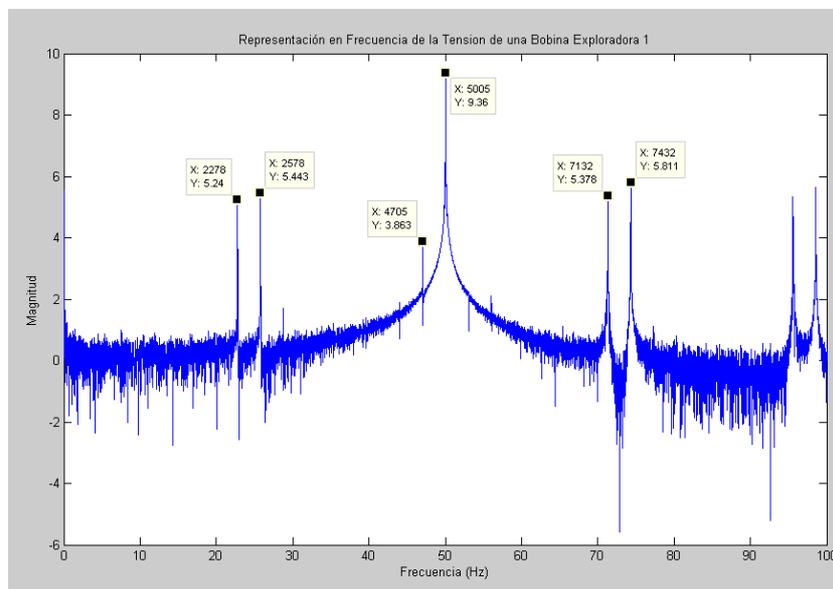


Figura 3-76. Representación en frecuencia de la corriente de la primera espira exploradora 1 de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

En la Figura 3-77 se representa la corriente que circula por la espira exploradora 2 análoga a la de la espira exploradora 1, así como su representación temporal.

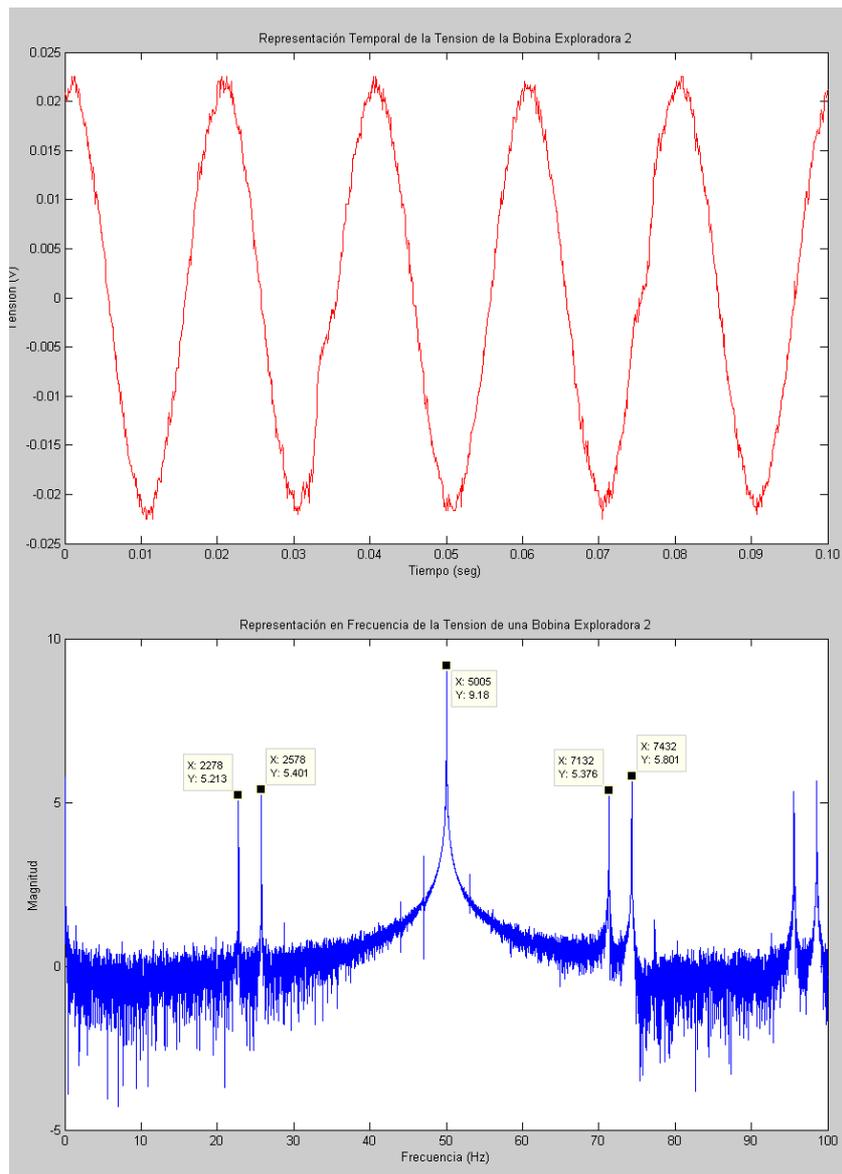


Figura 3-77. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia de la corriente de la segunda espira exploradora 2 de la máquina con el rotor aplanado parcialmente.

3.6.2 Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1410 rpm.

Este ensayo se realiza garantizando un deslizamiento del 6% de la máquina asíncrona de inducción, según rige la ecuación que nos determina el deslizamiento:

$$s = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s} = \frac{1500 - 1410}{1500} = 6\% \quad (3-110)$$

De forma análoga al anterior ensayo experimental el montaje empleado es idéntico al que se observa en la Figura 3-48, para garantizar las 1410 revoluciones por minuto.

3.6.2.1 Máquina sana.

Se le práctica a la máquina sana el ensayo a velocidad de 1410 revoluciones. En la Figura 3-78 se representa la corriente de una fase del estator. Como se aprecia en el dominio frecuencial, aparecen más frecuencias que en el anterior ensayo realizado a un deslizamiento de la máquina de inducción del 3%.

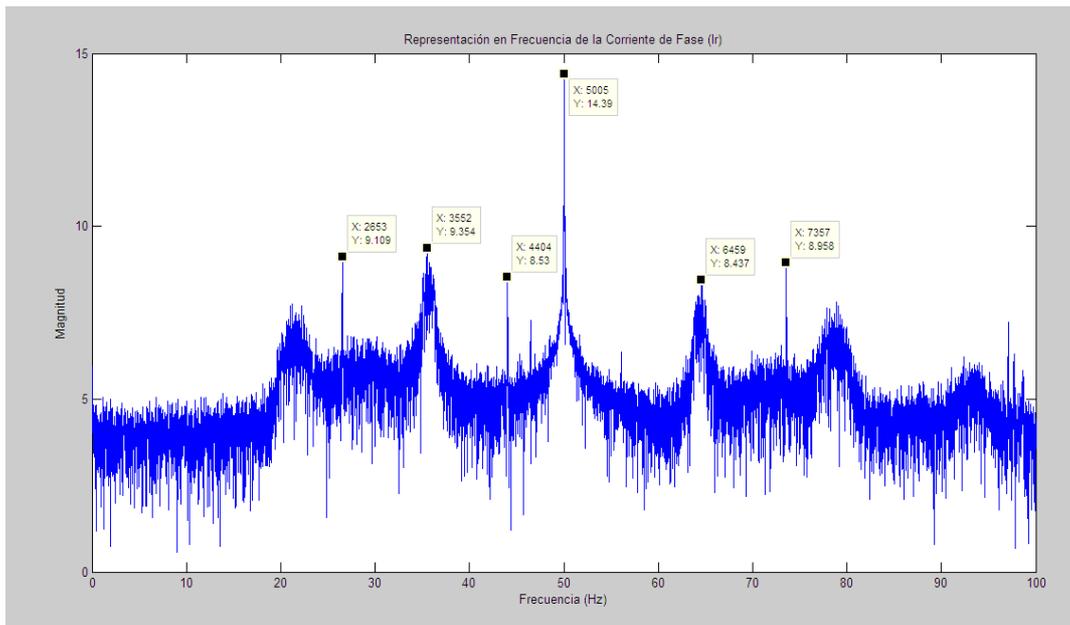


Figura 3-78. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina sana a 1410 revoluciones.

De forma análoga a los demás ensayos se calcula la potencia consumida por una fase del estator y se representa en la Figura 3-79, observándose en la respuesta frecuencial como la frecuencia característica se desplaza de los 50 Hz hacia los 100 Hz dejando más nítidas las señales por esta zona que resultan más interesantes para el estudio de los fallos y la diagnosis.

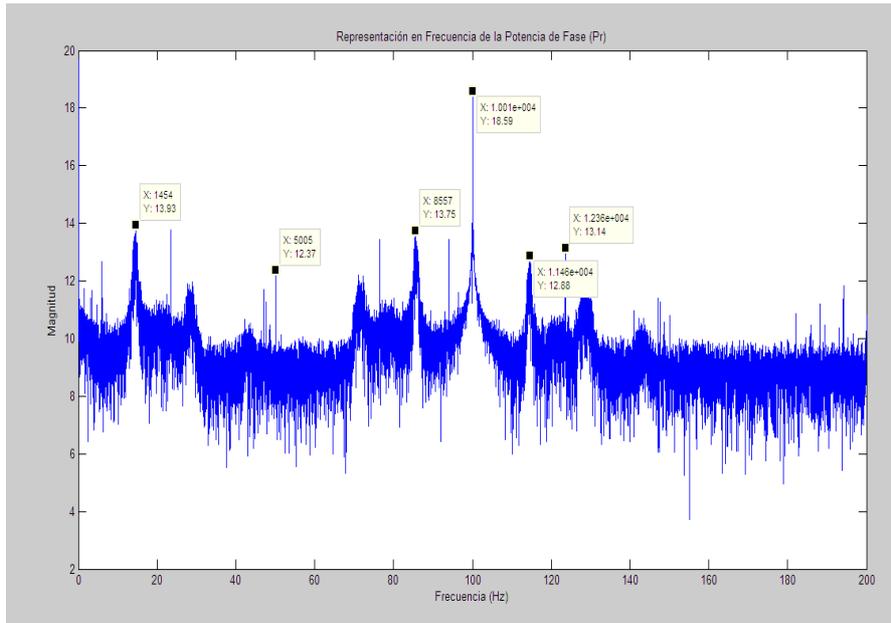


Figura 3-79. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina sana a 1410 revoluciones.

Se suman las potencias de las tres fases y se obtiene la potencia total consumida por la máquina de inducción, que se representa en la Figura 3-80.

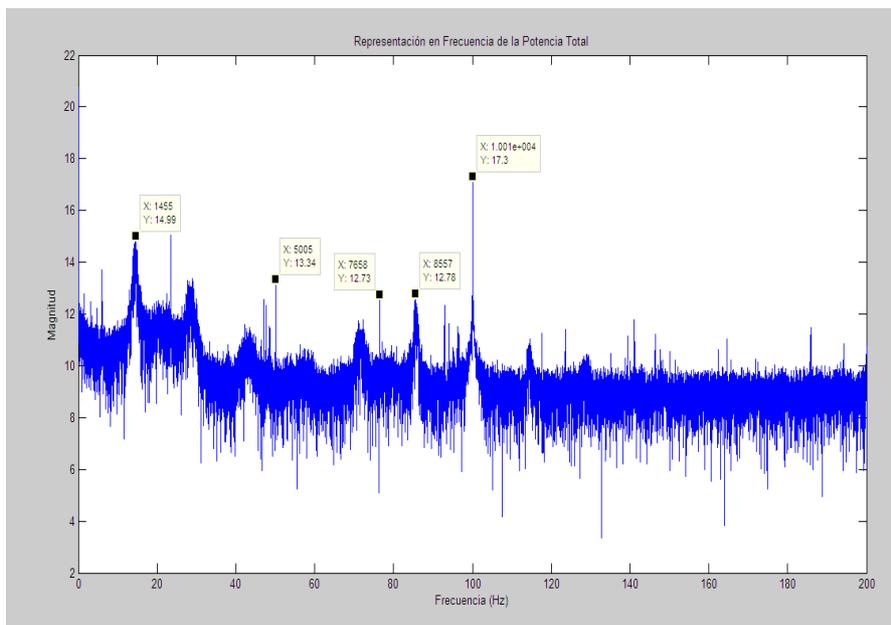


Figura 3-80. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia de la potencia total de la máquina sana a 1410 r.p.m.

Se le practica la transformada de Park a las corrientes del estator de la máquina obteniéndose la transformada d-q de las corrientes y su transformada polar representadas en la Figura 3-81.

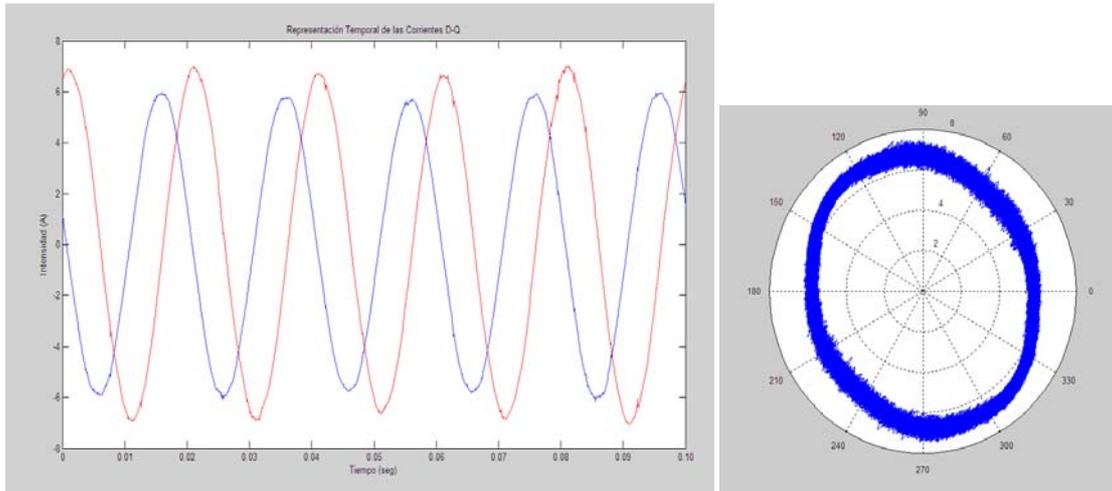


Figura 3-81. Representación (a) temporal de las componentes “d-q” de la transformada de Park de las corrientes estáticas y (b) representación polar de las corrientes de la máquina sana a 1410 r.p.m.

Se representa en la Figura 3-82, la componente “d” de la corriente de la transformada de Park en el dominio de la frecuencia.

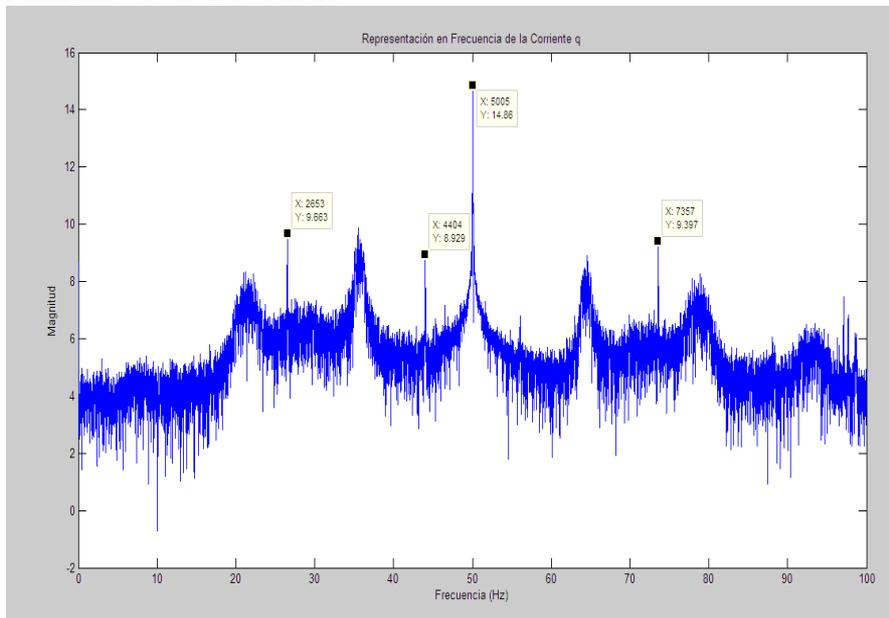


Figura 3-82. Representación en frecuencia de la corriente “d” de la transformada de Park de la máquina sana a 1410 r.p.m.

Se obtiene el módulo de la transformada de Park, y se representa en la Figura 3-83, observándose las frecuencias típicas de la excentricidad.

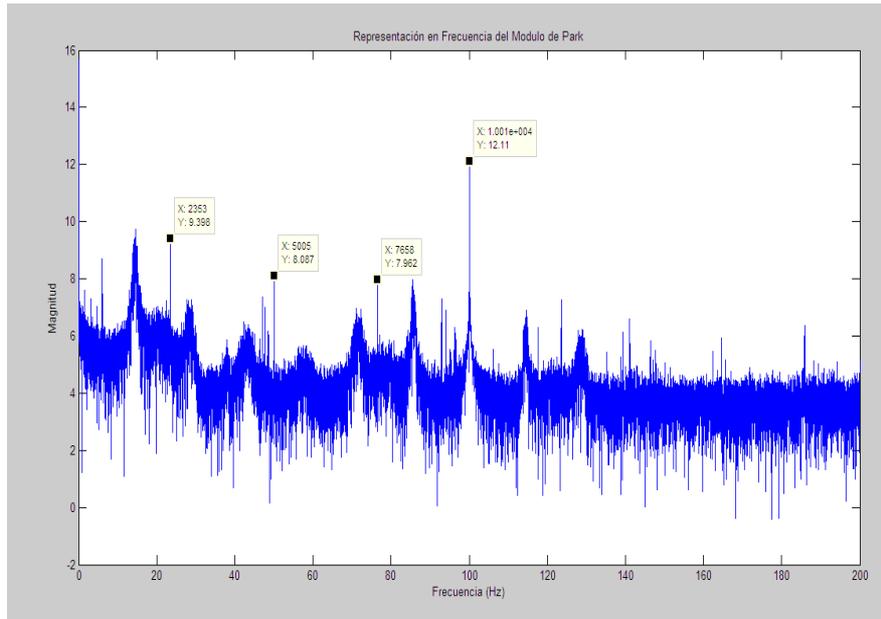


Figura 3-83. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina sana a 1410 r.p.m.

Además del módulo se obtiene el ángulo de la transformada de Park, el cual se representa en la Figura 3-84. En el cual se deben repetir los posibles fallos a lo largo del eje de giro.

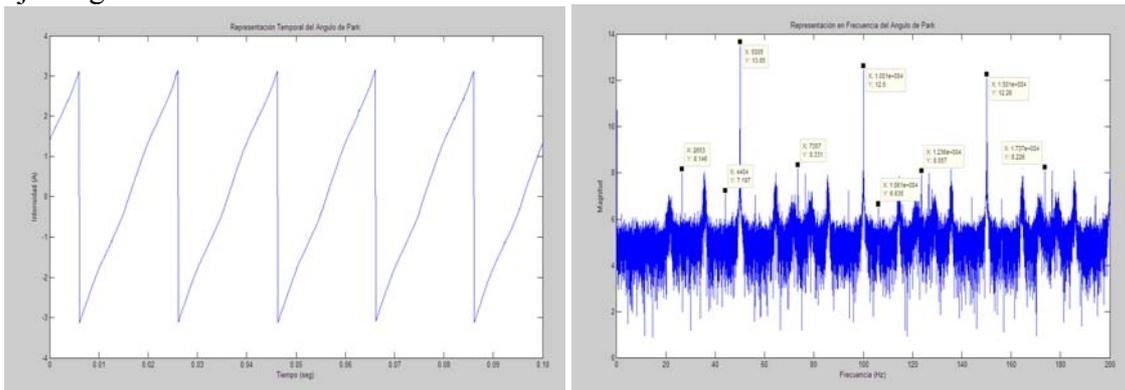


Figura 3-84. Representación en frecuencia del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina sana a 1410 r.p.m.

Por último, como en estos ensayos se dispone del neutro accesible se mide la corriente que circula por él en régimen permanente de la máquina y se representa en la Figura 3-85, en la cual se observa que detecta muchas frecuencias próximas a las características, de esta forma esta señal pierde nitidez.

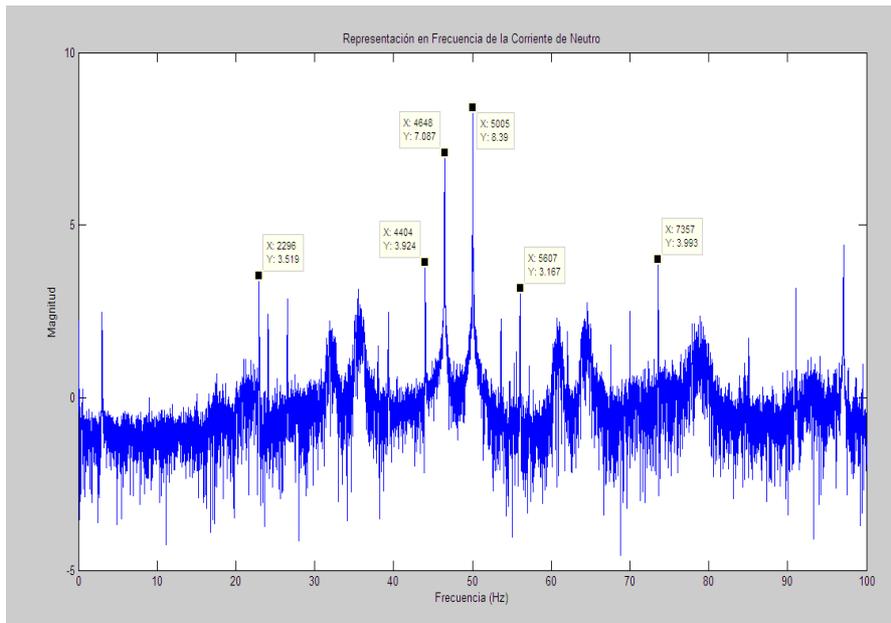


Figura 3-85. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina sana a 1410 r.p.m.

3.6.2.2 Máquina con tapas desplazadas.

A la máquina denominada como tapas se le práctica el segundo ensayo que se va a documentar en la presente tesis, este ensayo se realiza con un deslizamiento del 6% de la máquina de inducción.

En la Figura 3-86, se representa la corriente consumida por una fase del estator. La primera conclusión que se puede extraer de estos ensayos, es que la excentricidad estática de la máquina modificada depende de la carga. Ya que para un deslizamiento del 6% no se observa de forma tan clara las frecuencias características de la excentricidad como ocurría en el otro ensayo.

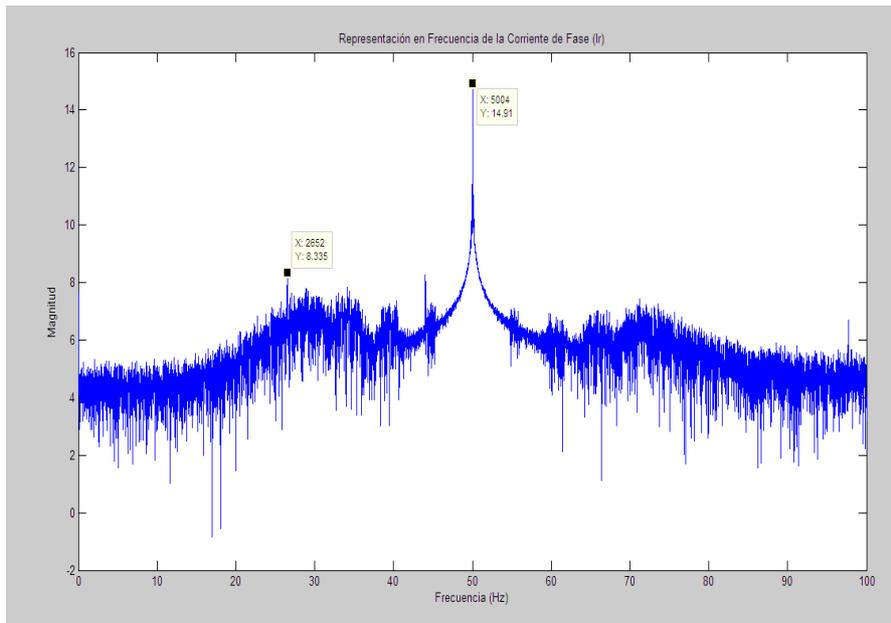


Figura 3-86. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina de tapas desplazadas a 1410 revoluciones.

Se calcula la potencia consumida por una fase de la máquina con las tapas desplazadas y se representa en la Figura 3-87.

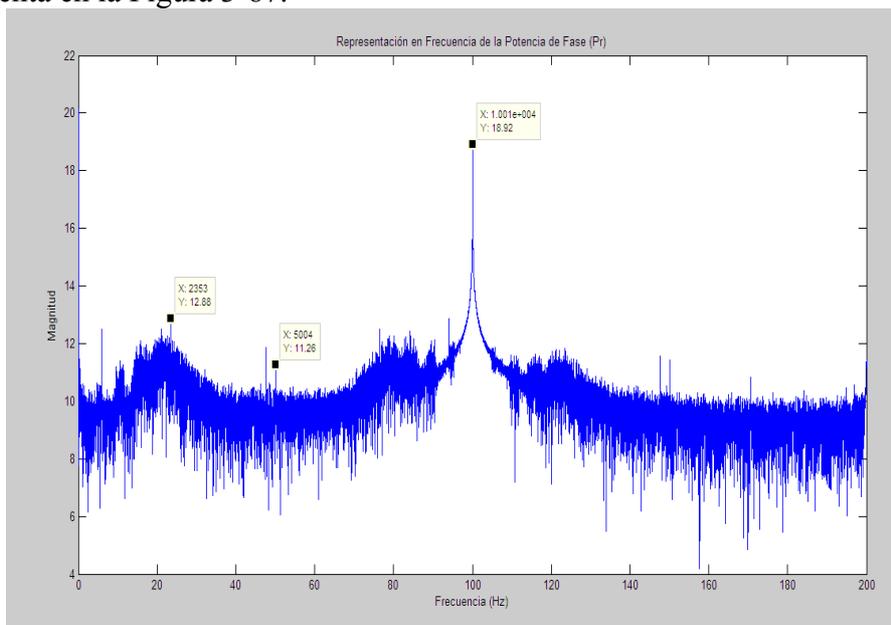


Figura 3-87. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina de tapas desplazadas a 1410 revoluciones.

Se suman dichas potencias y se obtiene la potencia total consumida representada en la Figura 3-88.

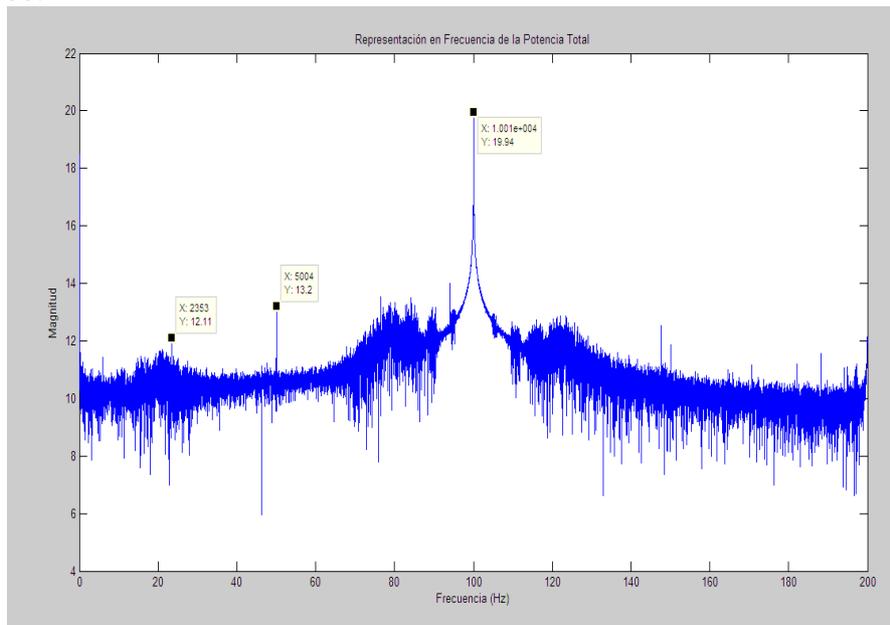


Figura 3-88. Representación en frecuencia de la potencia total de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.

La componente "q" de la transformada de Park se representan en la Figura 3-89 en el dominio de la frecuencia, el espectro de ambas es similar al de la corriente de una fase.

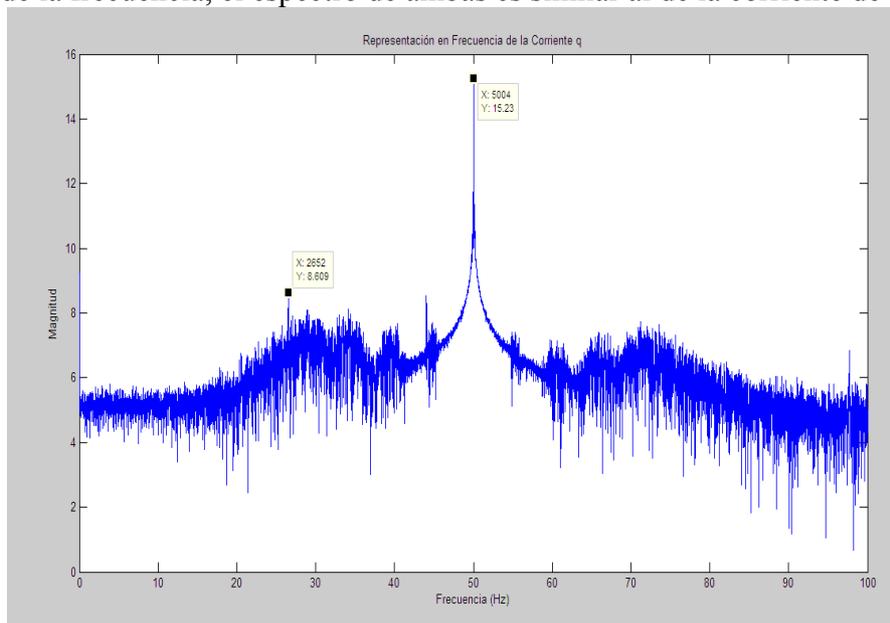


Figura 3-89. Representación en frecuencia de la componente "q" de la transformada de Park de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.

Se representa en la Figura 3-90 la corriente de neutro ya que está accesible en este montaje, pero no aporta nada ya que introduce

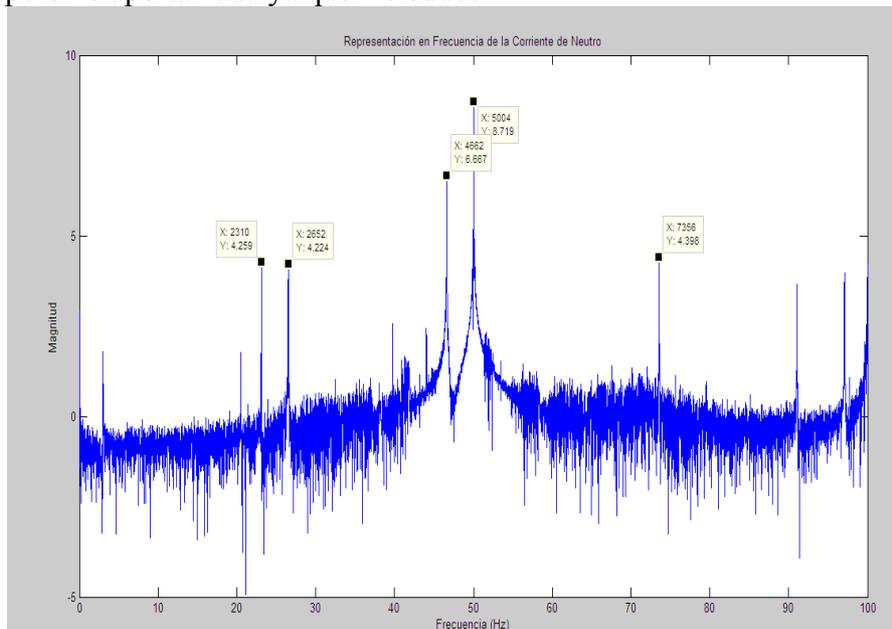


Figura 3-90. Representación en frecuencia de la corriente de neutro de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.

Por último, la corriente consumida por la espira explorada que se introdujo en el estator de esta máquina. Esta se representa en la Figura 3-91, y en el dominio de la frecuencia sí que se observan de forma clara y nítida las frecuencias características de la excentricidad.

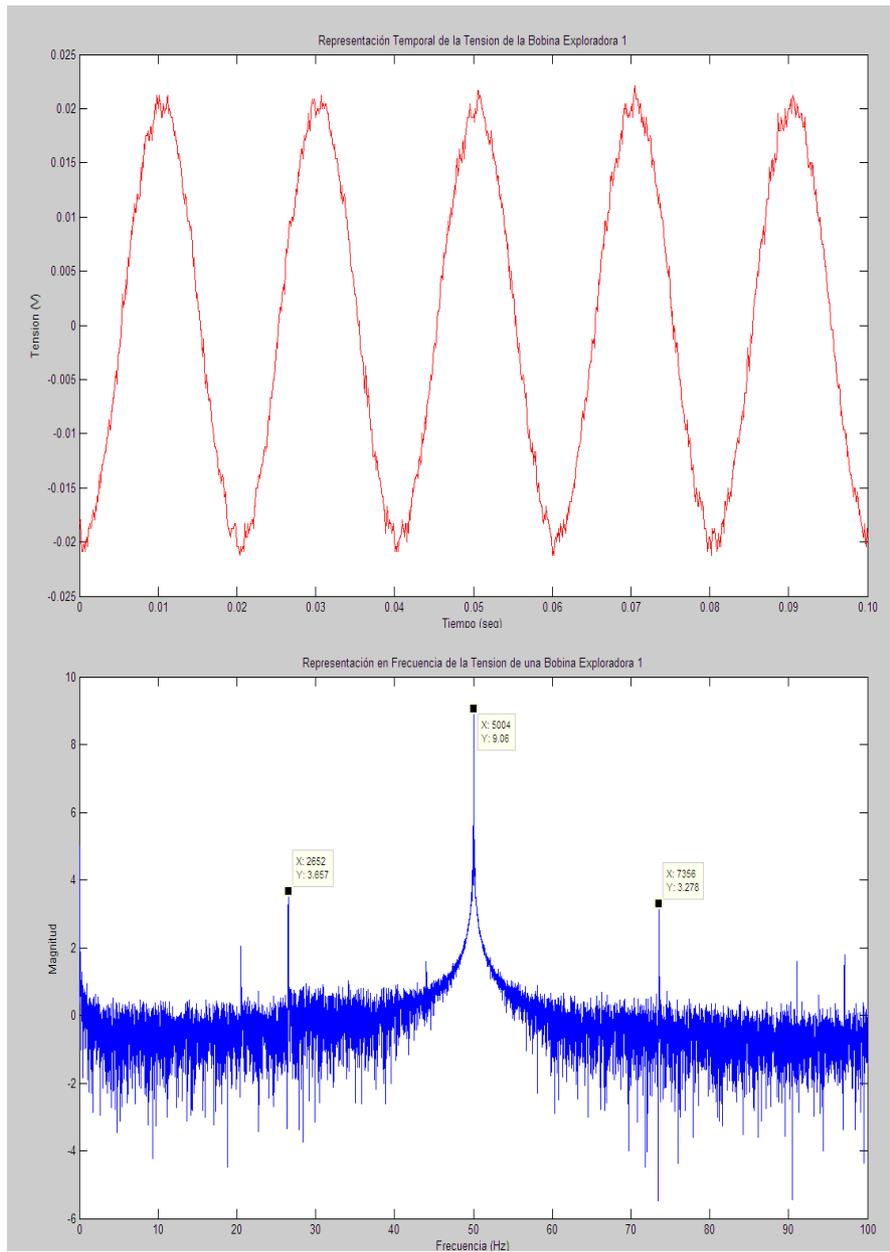


Figura 3-91. Representación (a) temporal y (b) en frecuencia de la corriente de la primera Espira Exploradora de la máquina de tapas desplazadas a 1410 r.p.m.

3.6.2.3 Máquina con rotor aplanado parcialmente.

Se práctica el segundo ensayo a la máquina con el rotor aplanado parcialmente, la cual representa la excentricidad dinámica, con un deslizamiento del 6%. En este ensayo se representan las figuras más representativas para no caer en la repetitividad y redundancia.

En la Figura 3-92, se representa la corriente consumida por una fase del estator. En esta máquina a diferencia de lo que ocurría con la de tapas para un deslizamiento mayor se observa las frecuencias características de la excentricidad.

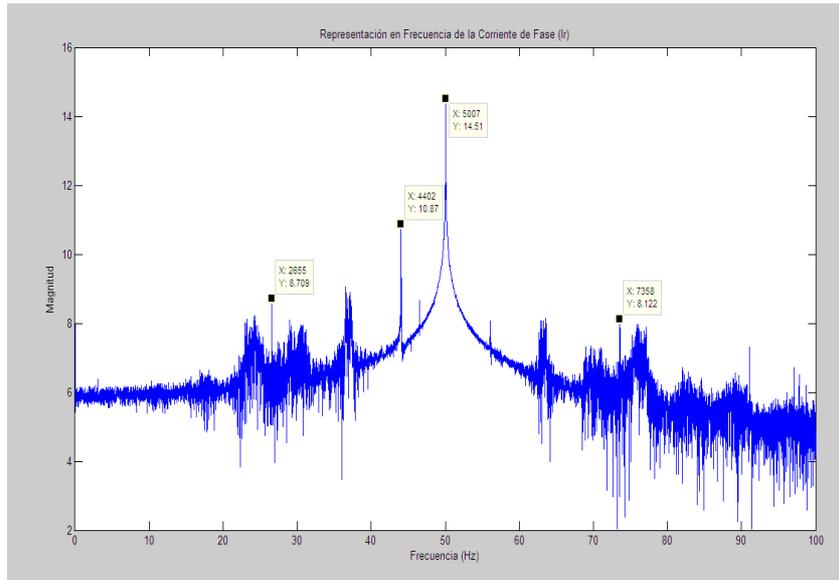


Figura 3-92. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 revoluciones.

Se calcula la potencia de una fase, que se representa en la Figura 3-93. En el dominio de la frecuencia se siguen observando las frecuencias características de la excentricidad de una forma más nítida al desplazar la fundamental de la red de alimentación al doble de la misma.

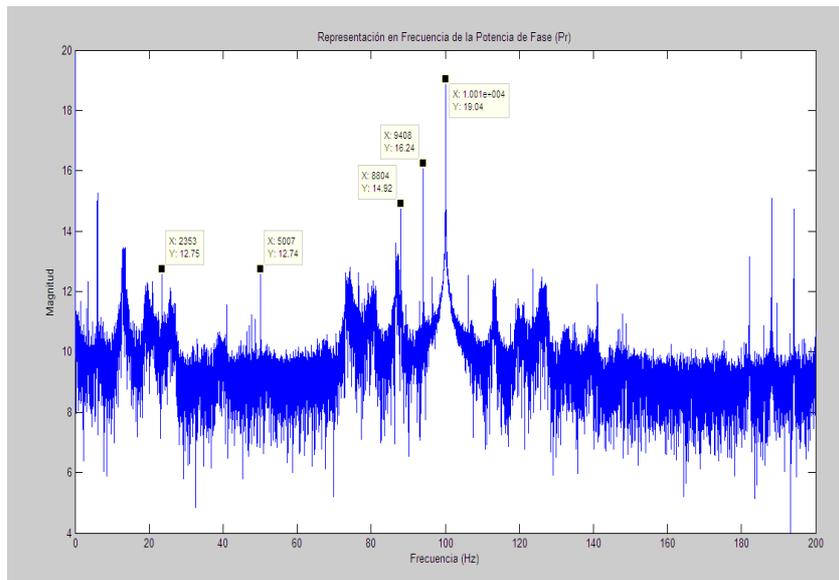


Figura 3-93. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.

En la Figura 3-94 se representa una de la componente “d” de las corrientes de la transformada de Park. Ambas componentes son muy similares y por tanto sólo se representa una de las componentes además son muy similares a la corriente que circula por las fases del estator, pero más complejas de obtener, ya que son necesarias las tres corrientes y operar con ellas.

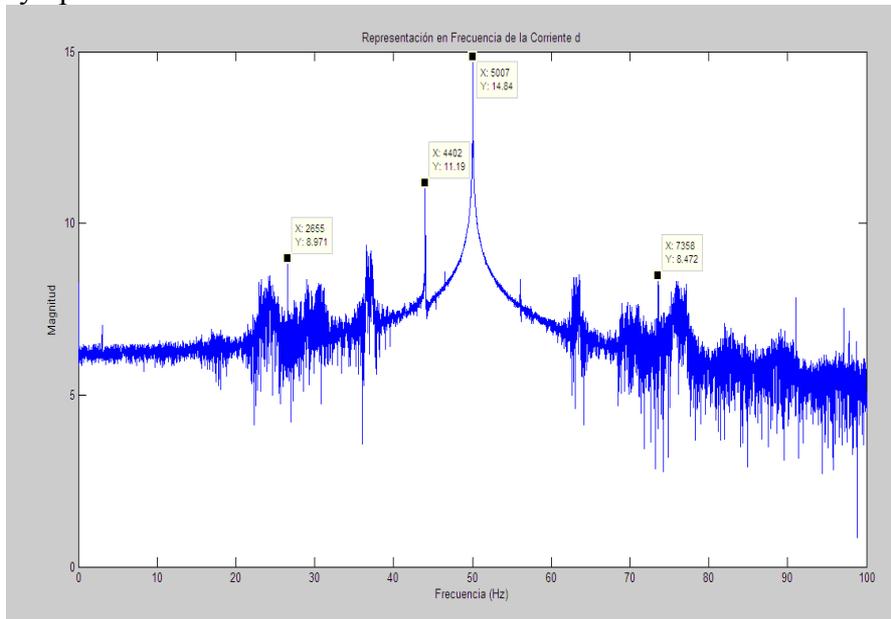


Figura 3-94. Representación en frecuencia de la componente “d” de la transformada de Park de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.

Se representa el módulo de la transformada de Park, en la Figura 3-95. De forma análoga a la potencia, de una fase o total, desplaza la frecuencia de alimentación o de la red al doble de esta, paliando los efectos de dispersión.

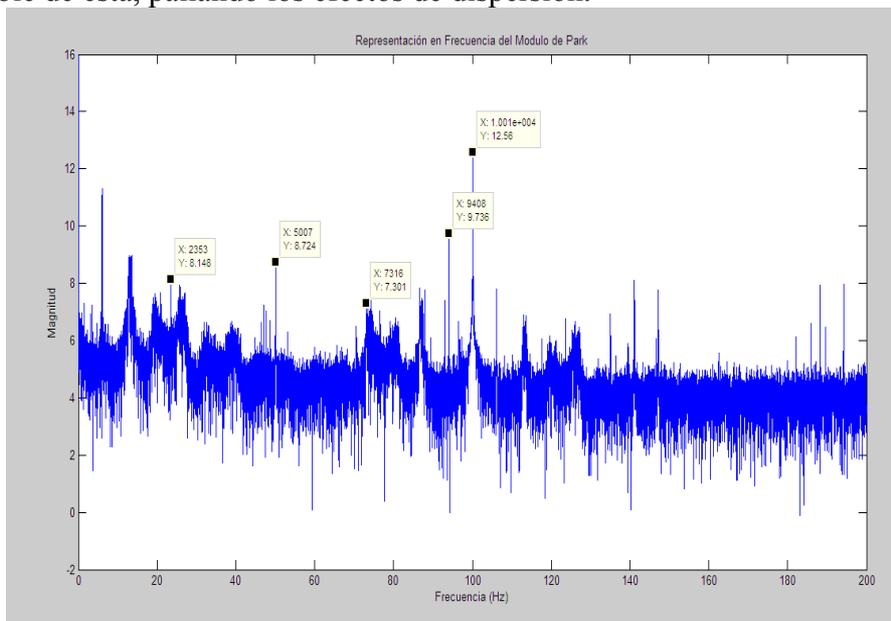


Figura 3-95. Representación en frecuencia del módulo de la transformada de Park de las corrientes estatóricas de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.

Sin duda alguna, la representación de la corriente que consumen las espiras exploradoras representadas en la Figura 3-96 y en la Figura 3-97, son las que en el dominio de la frecuencia nos aportan una representación mucho más nítida y clarificadora. En contraposición de ser una medida invasiva.

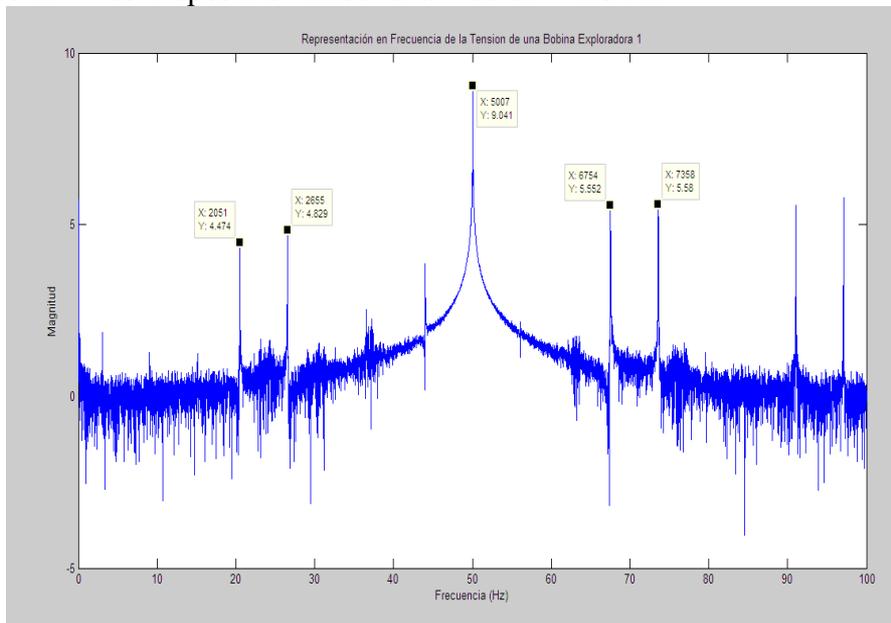


Figura 3-96. Representación en frecuencia de la corriente de la primera espira exploradora de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.

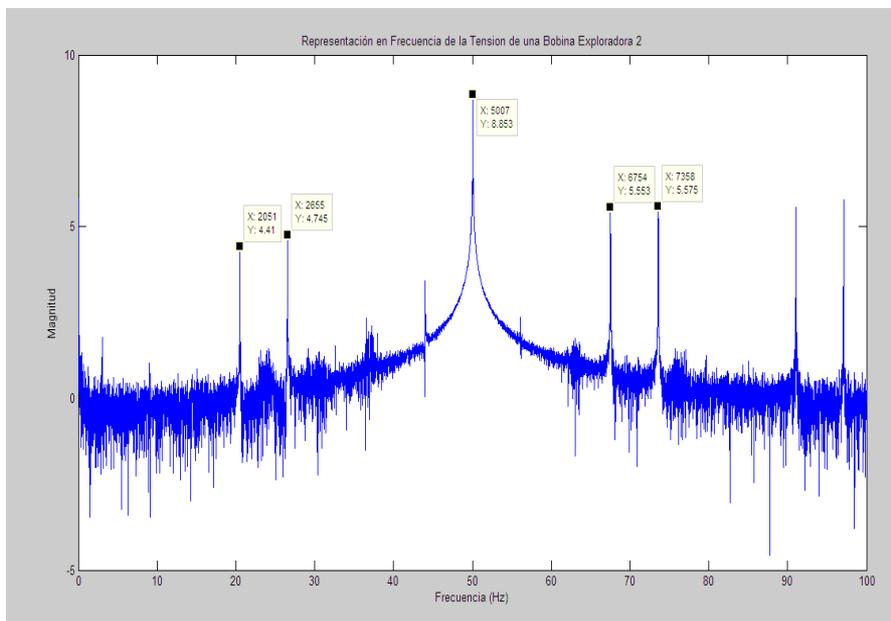


Figura 3-97. Representación en frecuencia de la corriente de la segunda espira exploradora de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m.

3.6.3 Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1455 rpm y conectando una corriente inversa.

Para la realización de este ensayo se varía la alimentación de la máquina eléctrica que actúa como “motor” en el montaje representado en la Figura 3-48. La otra parte del montaje, al otro lado del acoplamiento, es decir la carga y la programación del convertidor de frecuencia es idéntica a los ensayos anteriores.

La alimentación de la máquina pasa a través de dos transformadores, desde la red eléctrica trifásica de 220 voltios disponible en el laboratorio, se pasa por el primer transformador para aislar y el segundo para introducir una corriente de secuencia inversa y de una magnitud inferior a la de la red para realizar las medidas oportunas en el motor y observar los efectos de dicha corriente.

En la Figura 3-98 se representa un diagrama descriptivo del montaje, no se adjunta fotografía ya que el montaje del laboratorio resultaría más lioso y engorroso que este esquema a modo de diagrama de bloques.

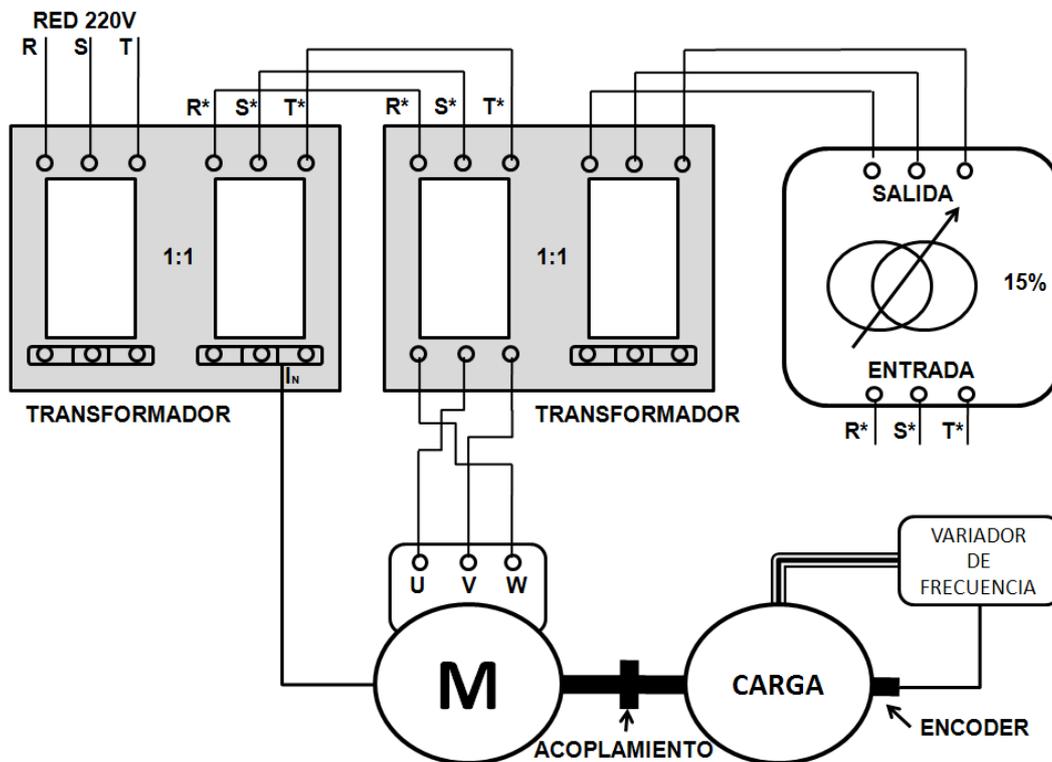


Figura 3-98. Esquema descriptivo del montaje con alimentación de tensiones inversas para los ensayos

3.6.3.1 Máquina sana.

Se realiza el montaje especificado en la Figura 3-98 con la máquina eléctrica supuestamente “sana” y se ensaya a régimen permanente a 1455 revoluciones. En la Figura 3-99 se representa el espectro en frecuencia de la corriente y la potencia consumida por una fase, no se observan diferencias representativas con respecto al ensayo a misma velocidad pero con alimentación sin secuencia inversa.

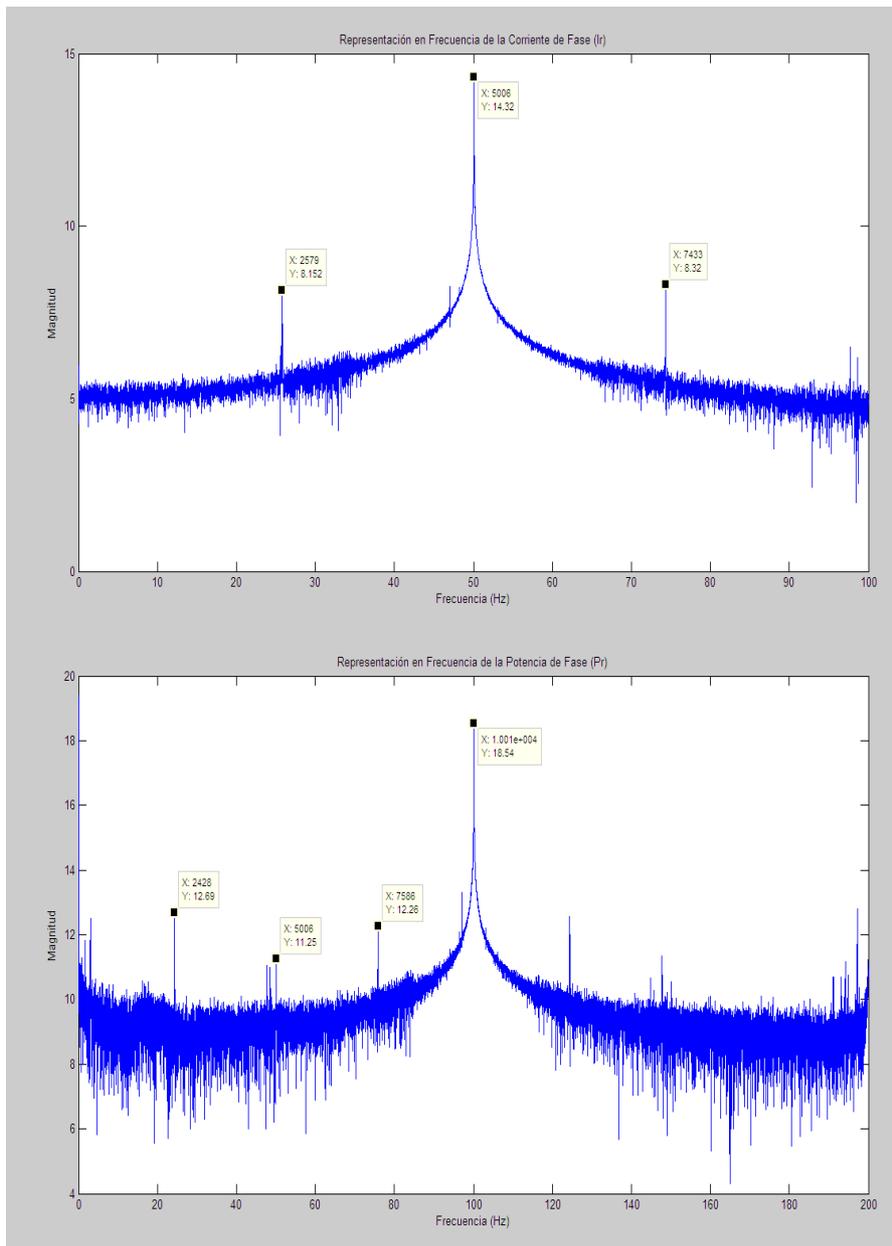


Figura 3-99. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina sana a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

En la Figura 3-100 dónde se representa de forma polar la transformada de Park, en la cual si se aprecian cambios significativos frente al ensayo en el cual la alimentación no posee secuencia inversa. El espectro de la corriente de la componente “d” de la transformada de Park aporta la misma información que la corriente de una fase.

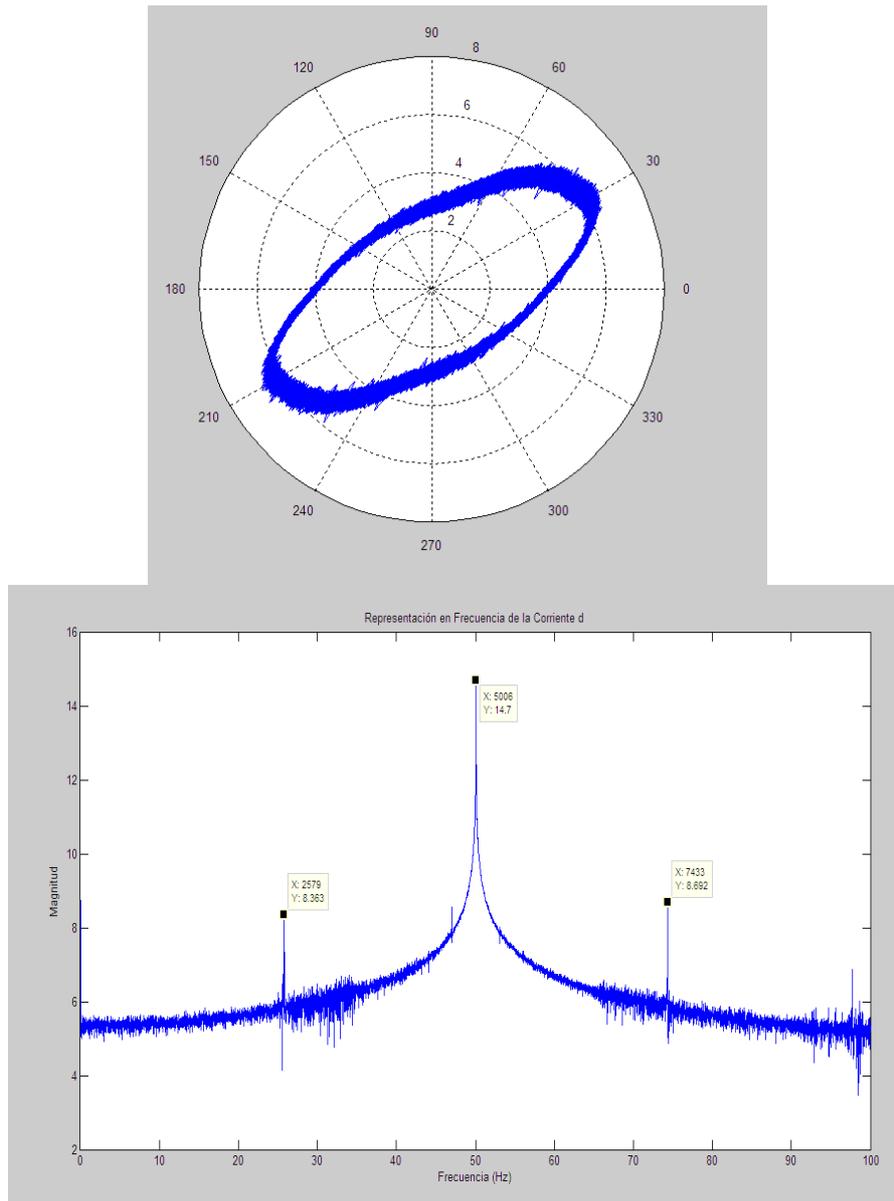


Figura 3-100. Representación (a) polar de la transformada de Park de las corrientes (b) en frecuencia de la componente “d” de la transformada de Park de la máquina sana a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

Continuando con la transformada de Park, se representan los espectros del módulo y del ángulo de dicha transformada, los cuales resultan análogos al ensayo anterior en el cual la alimentación no poseía componentes inversas.

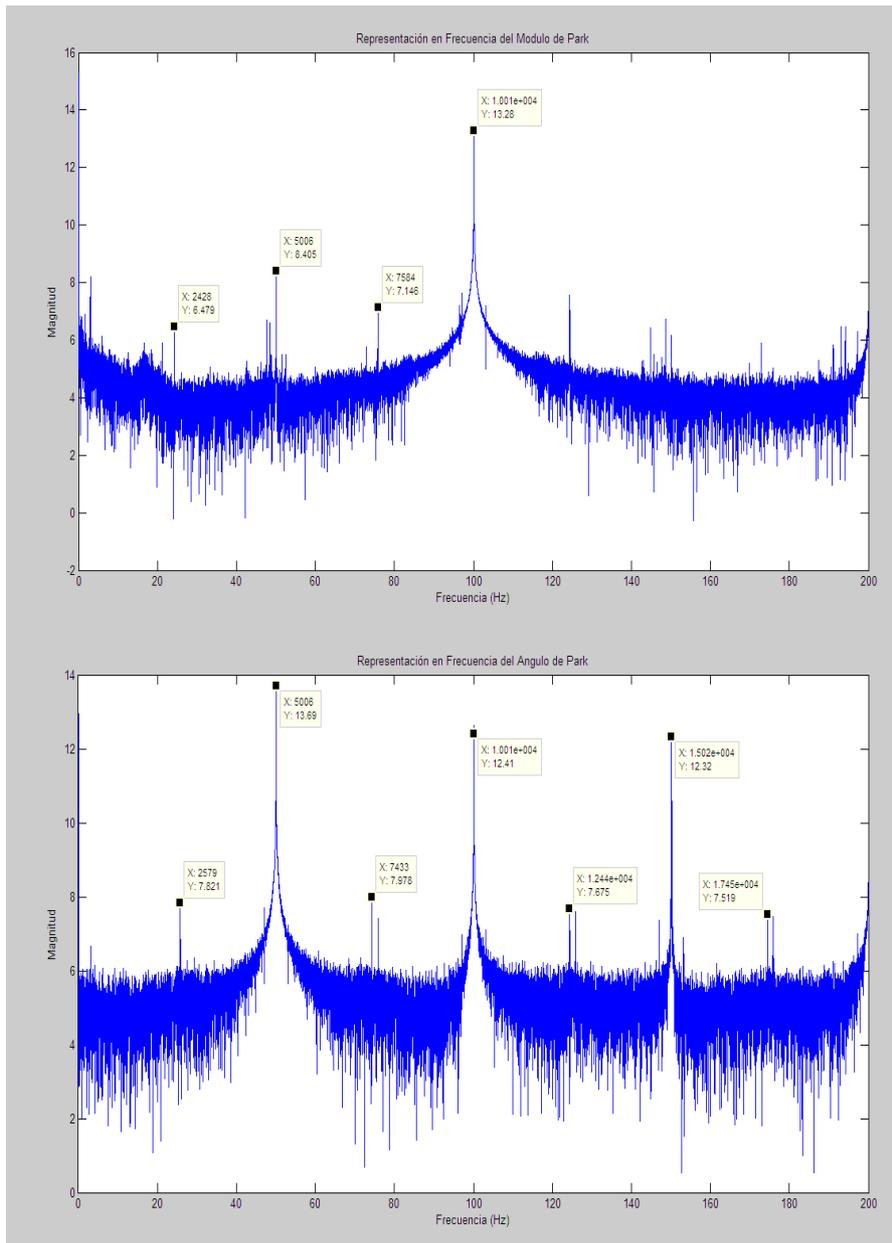


Figura 3-101. Representación en frecuencia (a) del módulo (b) del ángulo de la transformada de Park de las corrientes estáticas de la máquina sana a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

3.6.3.2 Máquina con tapas desplazadas.

Se intercambia la máquina eléctrica sana por la máquina de las tapas desplazadas y se ensaya. Se observa en la Figura 3-102 los espectros de corriente de una fase y el de la potencia total de la máquina. En ambos se observan las frecuencias características debidas a la excentricidad tal y como se esperaba debido al desplazamiento de las tapas.

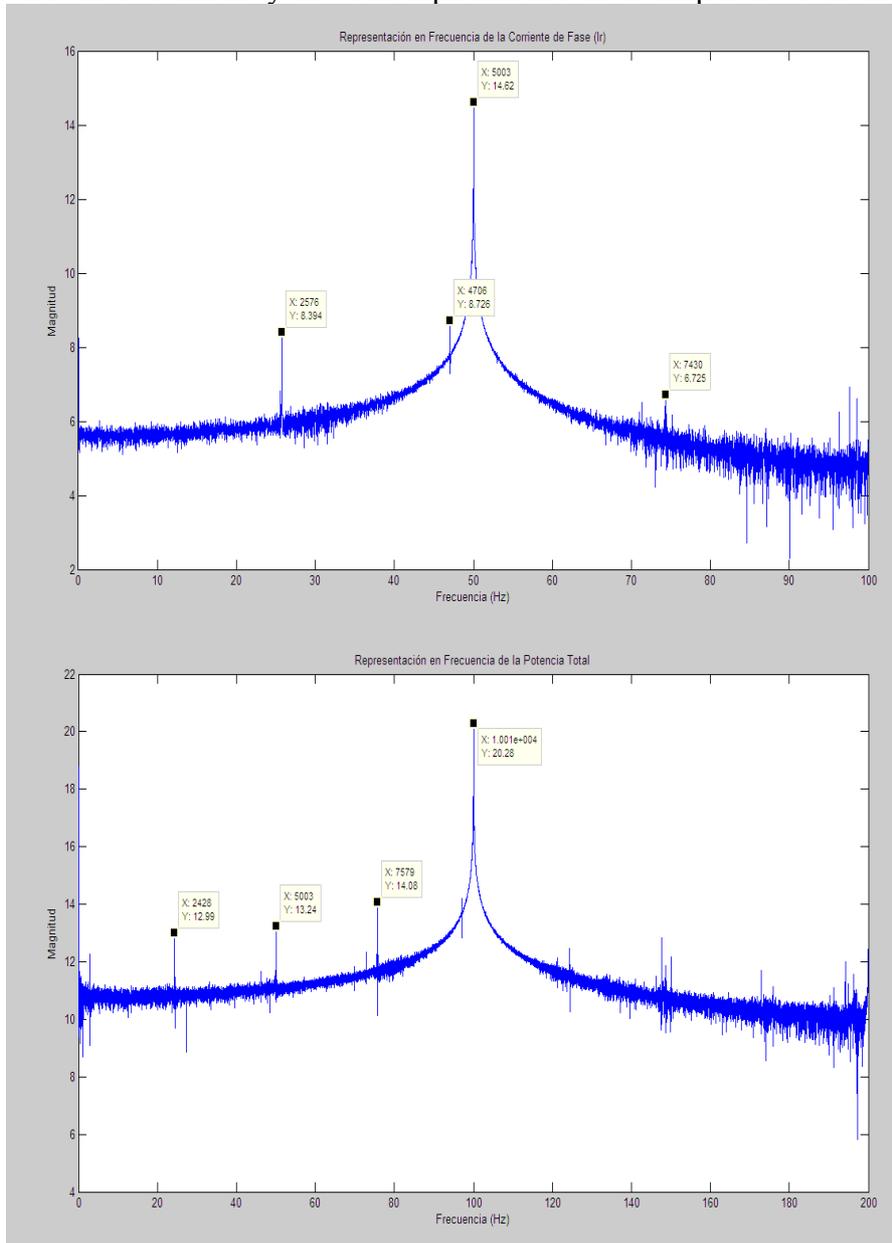


Figura 3-102. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase (b) de la potencia total de la máquina con tapas desplazadas a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

Se calcula la transformada de Park de las corrientes de alimentación de la máquina y se representa el espectro de una de las componentes “d” y “q” en la Figura 3-103.

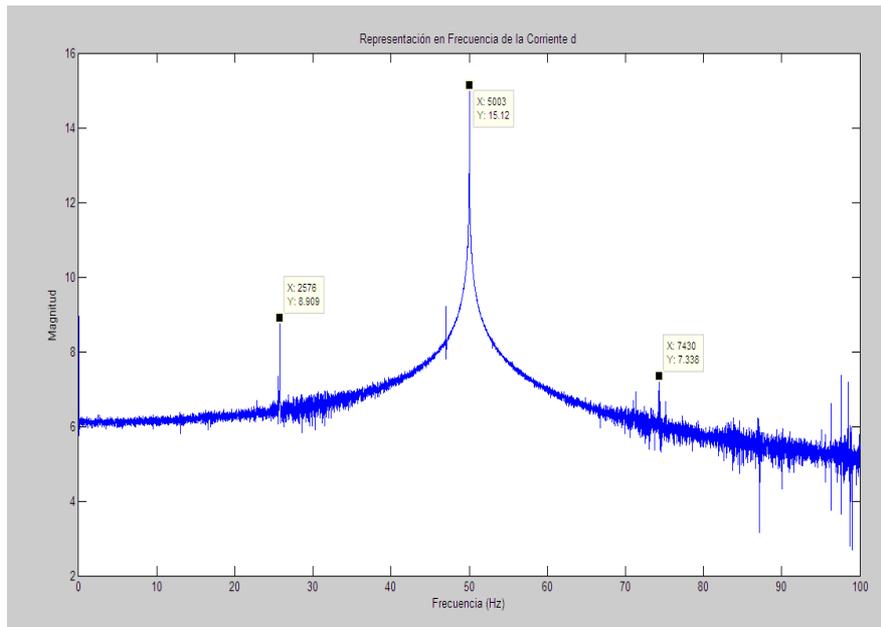


Figura 3-103. Representación en frecuencia de la corriente “q” de la transformada de Park de la máquina con tapas desplazadas a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

Por último, se representa en la Figura 3-104 la medida correspondiente a la espira exploradora insertada en las máquinas eléctricas. Su espectro en frecuencia es bastante clarificador, lástima que sea una medida invasiva.

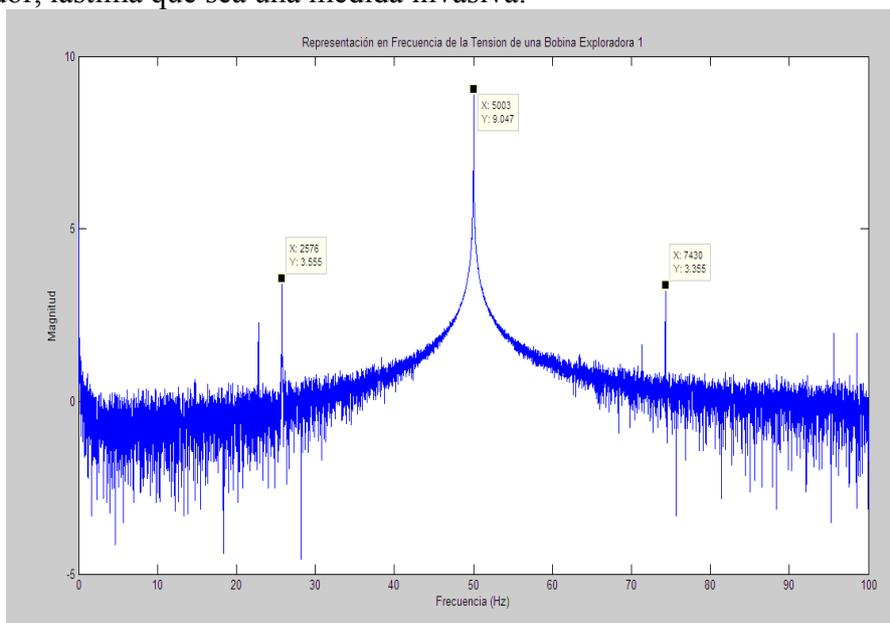


Figura 3-104. Representación en frecuencia de la corriente de la primera espira exploradora de la máquina con tapas desplazadas a 1450 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

Introduciendo la secuencia inversa de alimentación apenas se han observado diferencias respecto a no introducirla, tanto en la máquina sana como en la máquina con las tapas desplazadas.

3.6.3.3 Máquina con rotor aplanado parcialmente.

Se le practica el mismo ensayo que a las otras dos máquinas, la respuesta es similar a estas y parece no afectarle la secuencia inversa de alimentación. En la Figura 3-105 se observan los espectros de la corriente y de la potencia de una fase, donde se observan las frecuencias características de la excentricidad.

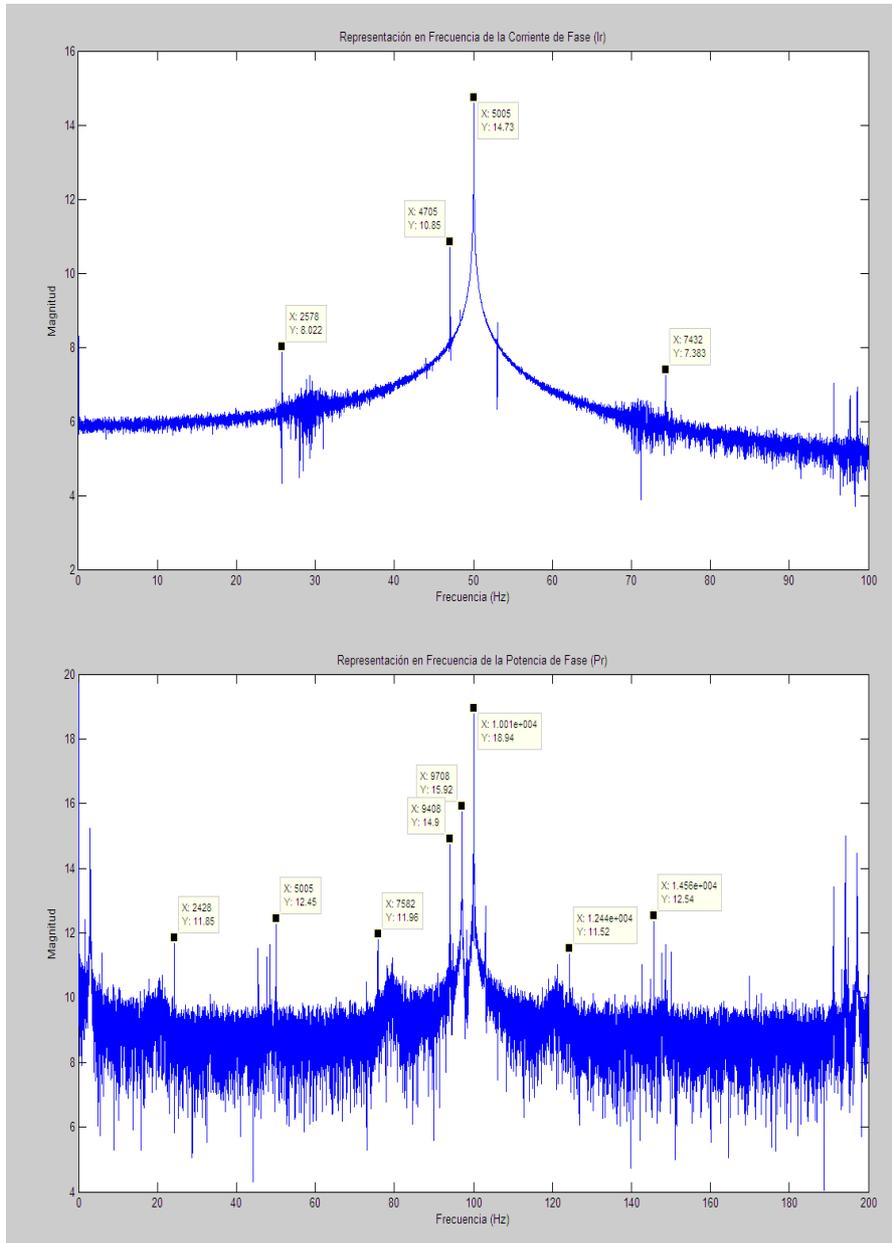


Figura 3-105. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

Calculando la transformada de Park, se representan de forma representativa en la Figura 3-106 la componente “q” de las corrientes y el módulo de la transformada de Park. Observándose en ambos casos las frecuencias características de la excentricidad mixta.

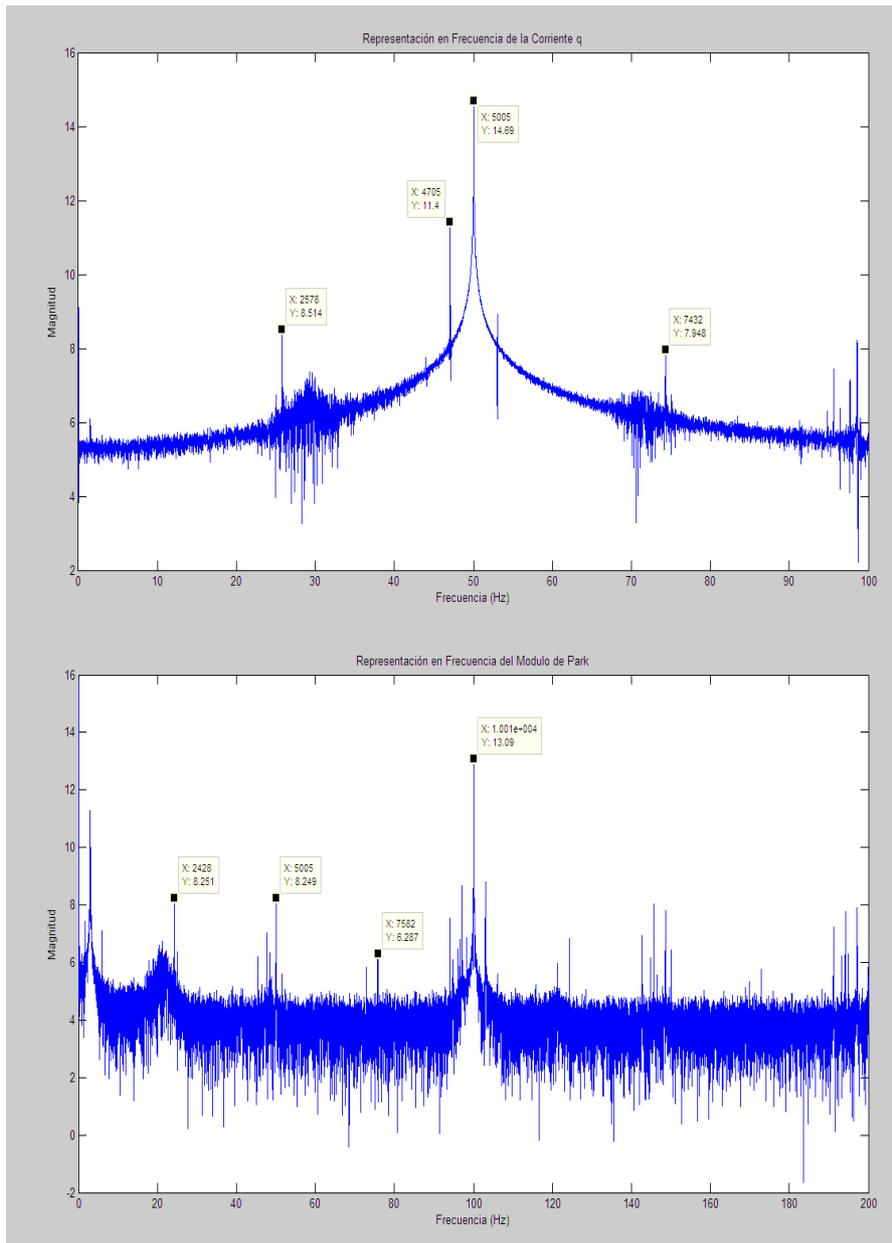


Figura 3-106. Representación en frecuencia (a) de la componente “q” y (b) del módulo de la transformada de Park de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1455 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

3.6.4 Ensayo Experimental en Régimen Permanente a 1410 rpm y conectando una corriente inversa.

Manteniendo el esquema de la Figura 3-98, se realiza el ensayo de las tres máquinas eléctricas a un deslizamiento del 6%.

3.6.4.1 Máquina sana.

Ahora se hace funcionar a la máquina sana a una velocidad de 1410 revoluciones. En la Figura 3-107 se representan los espectros frecuenciales de la corriente de una fase del estator y de la potencia consumida por esa fase. Ambos espectros son muy similares a los que se realizaron con la alimentación sin secuencia inversa.

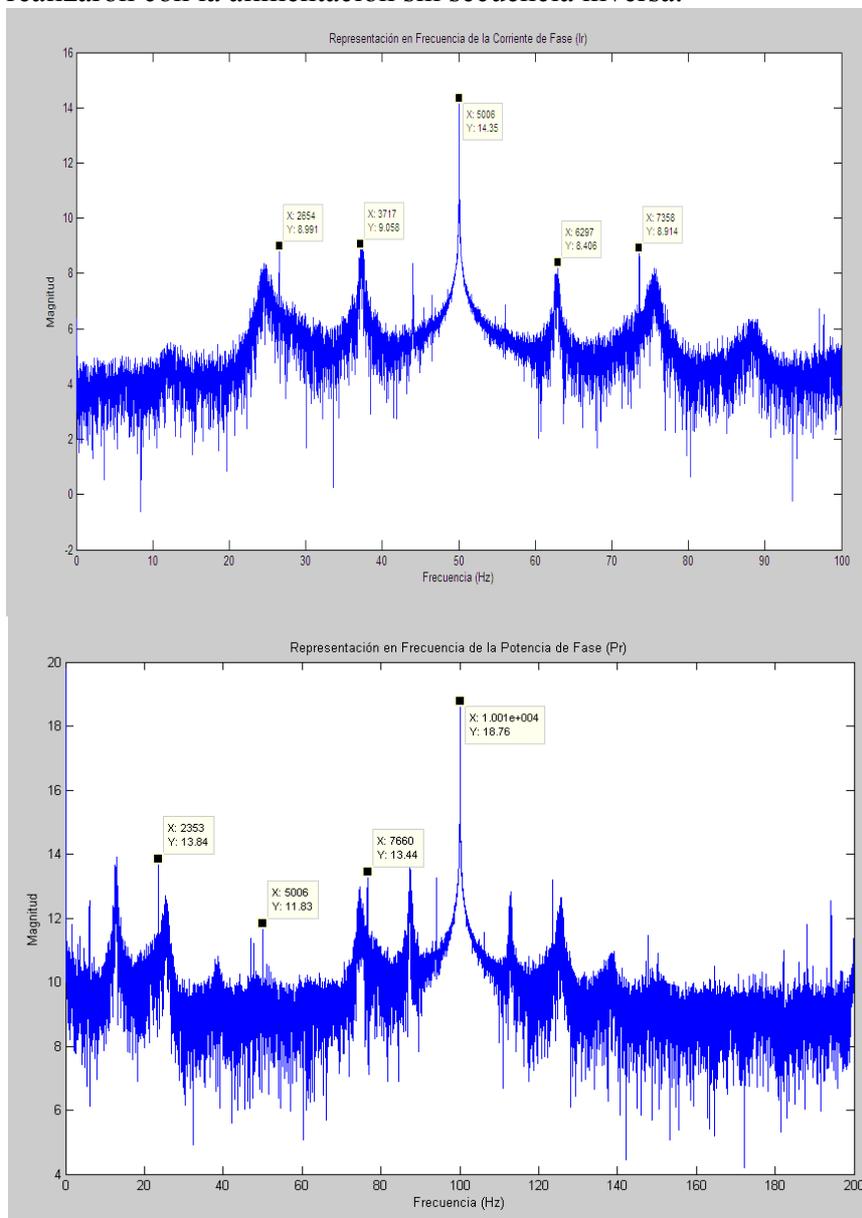


Figura 3-107. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina sana a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

Una vez calculada la transformada de Park se representan en la Figura 3-108 los espectros de la componente “d” y el módulo de dicha transformada.

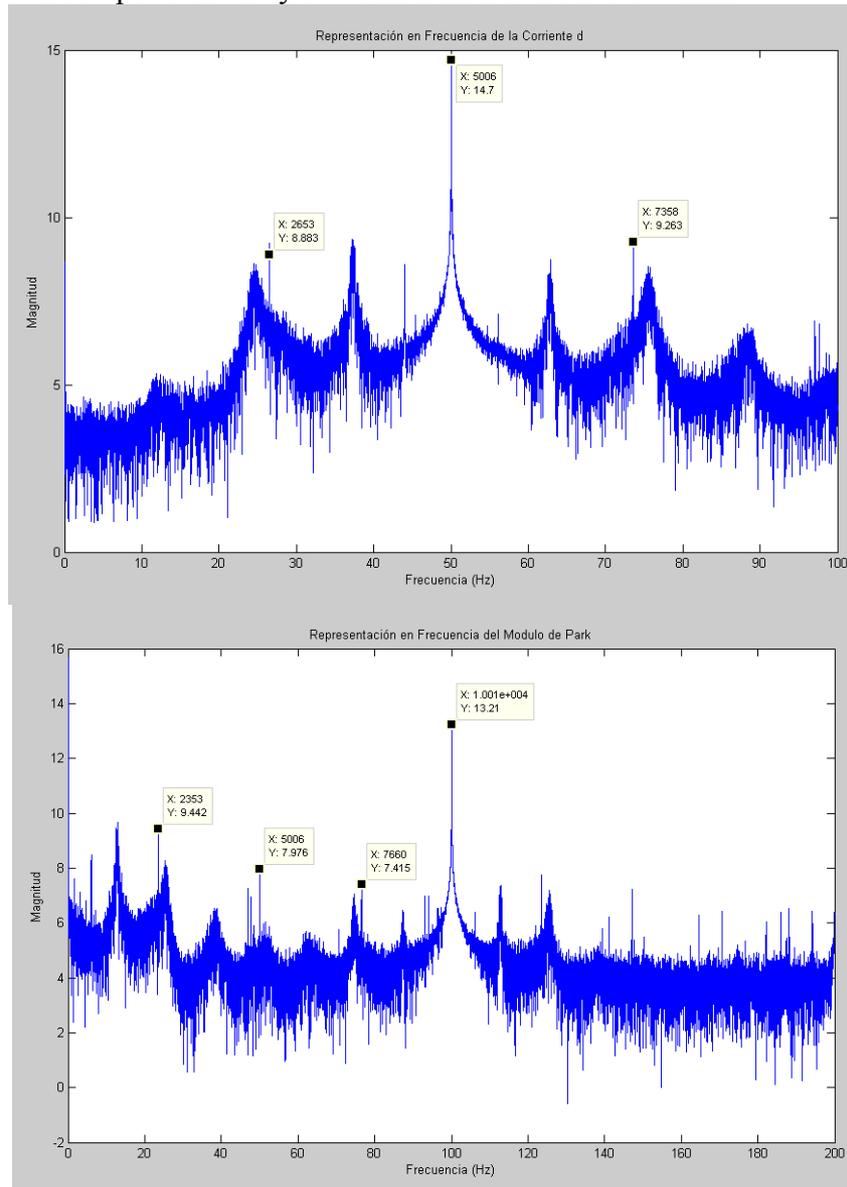


Figura 3-108. Representación en frecuencia (a) de la componente “d” y (b) del módulo de la transformada de Park de la máquina sana a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

3.6.4.2 Máquina con tapas desplazadas.

Para este ensayo se emplea la máquina con tapas desplazadas, en la Figura 3-109 se representan los espectros de la corriente de una fase y el de la potencia total consumida por la máquina. De forma análoga a lo que sucedía cuando se alimentaba sin secuencia inversa, en el espectro de la corriente casi desaparecen las frecuencias de la excentricidad.

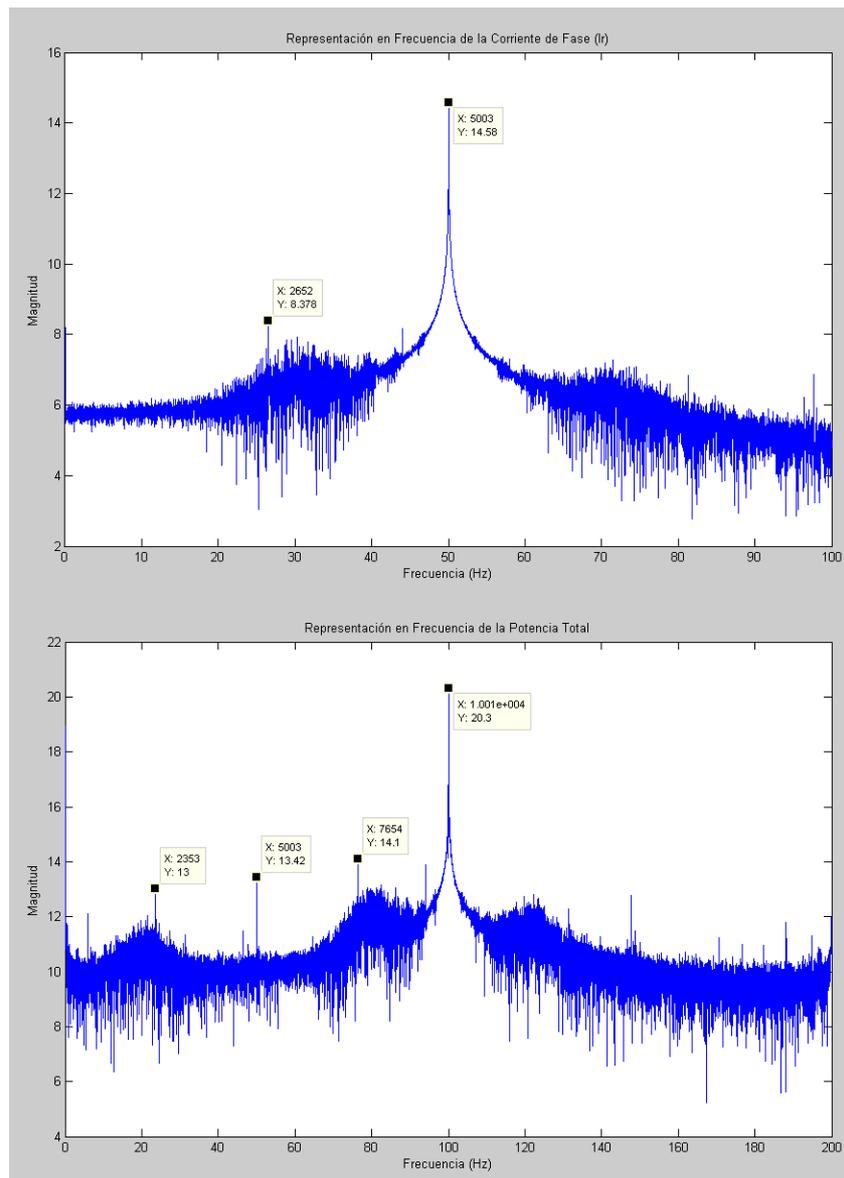


Figura 3-109. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase (b) de la potencia total de la máquina con tapas desplazadas a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

En la Figura 3-110 se representan los espectros de la componente “d” de la transformada de Park, el cual es muy similar al espectro de la corriente de una fase pero a diferencia que son necesarias las tres corrientes para poder representarlo. Y por otro lado se representa la corriente de una de las espiras exploradoras de la máquina la cual aporta claridad a la detección pero a costa de ser invasiva.

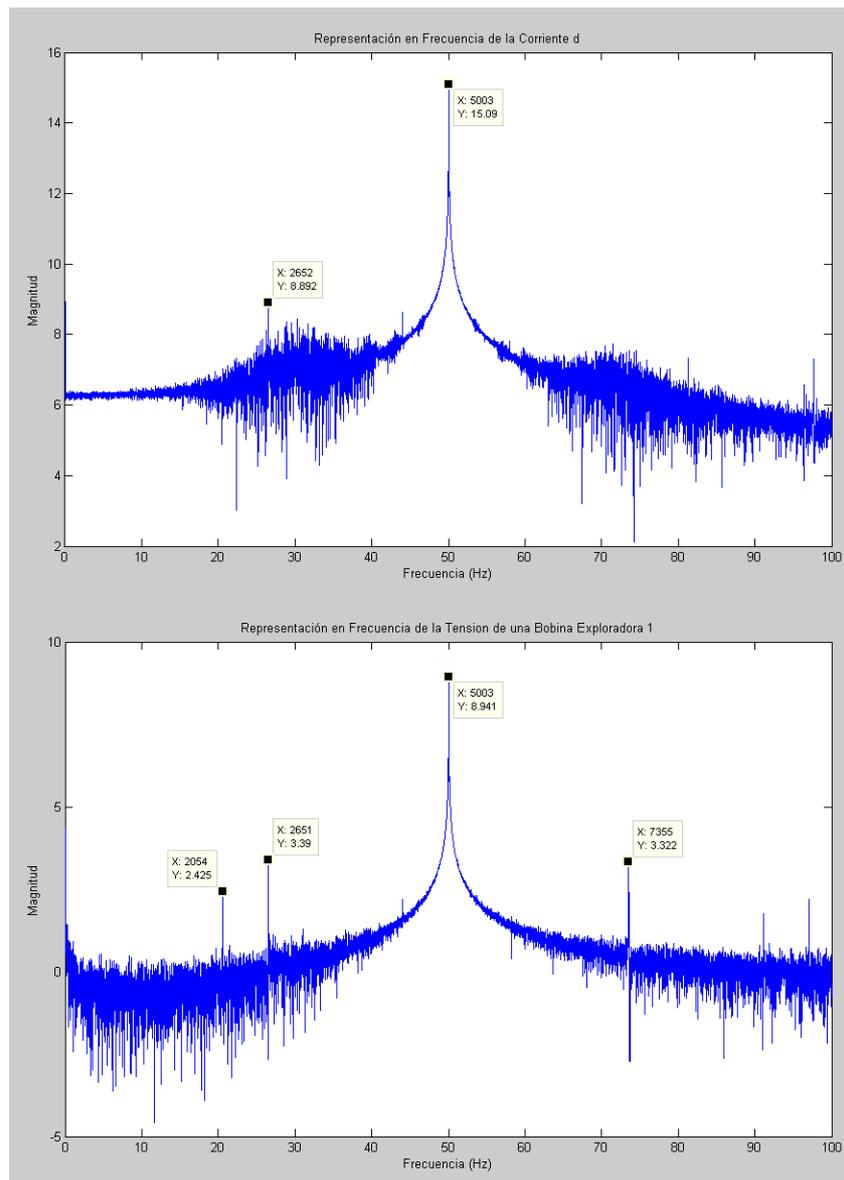


Figura 3-110. Representación en frecuencia (a) de la componente “d” de la transformada de Park y (b) de la corriente de la espira exploradora de la máquina con tapas desplazadas a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

3.6.4.3 Máquina con rotor aplanado parcialmente.

Para finalizar con esta prueba, se ensaya con el motor del rotor aplanado parcialmente representando el espectro en frecuencia de la corriente y de la potencia de una fase en la Figura 3-111. En ambos se aprecian las frecuencias propias de la excentricidad mixta.

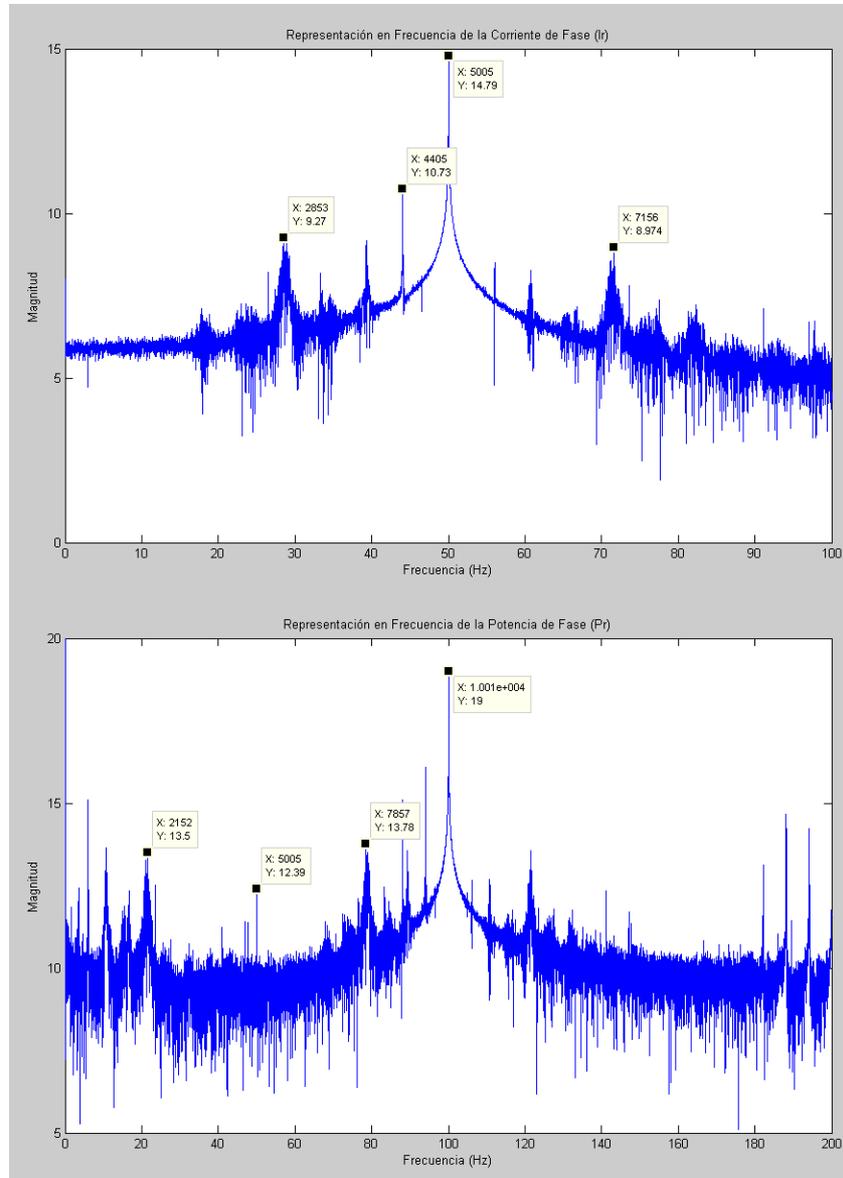


Figura 3-111. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

Para concluir, en la Figura 3-112 se representa el módulo de la transformada de Park y la corriente de una de las espiras exploradoras en el dominio de la frecuencia. Observándose las frecuencias características de la excentricidad mixta.

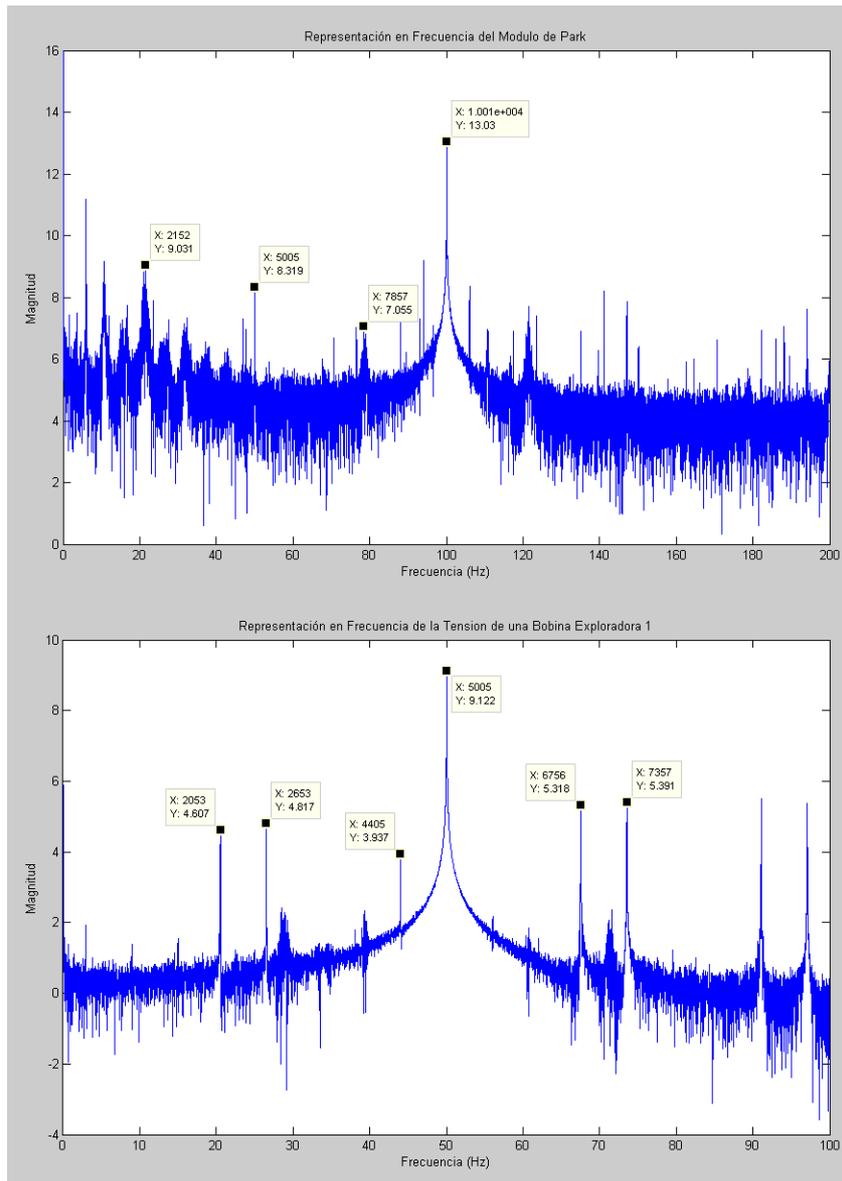


Figura 3-112. Representación en frecuencia (a) del módulo de la transformada de Park y (b) de la corriente de la primera espira exploradora de la máquina con rotor aplanado parcialmente a 1410 r.p.m. alimentada con una corriente inversa del 15%.

3.6.5 Conclusiones de los ensayos experimentales.

Se han realizado cuatro ensayos diferentes, los dos primeros alimentando las máquinas a una secuencia directa de alimentación y los dos últimos alimentados a través de un sistema que nos introducía una secuencia inversa de alimentación. Estos ensayos se han realizado a dos regímenes diferentes de trabajo como son un deslizamiento del 3% y uno del 6%. Estos ensayos se les han aplicado a las tres máquinas de laboratorio, sana, con tapas desplazadas y con rotor aplanado parcialmente. En cada ensayo se han capturado las tres corrientes y las tres tensiones de alimentación, la corriente de neutro y cuando la máquina disponía de ellas las corrientes de las espiras exploradoras. Además de la velocidad del sistema.

La primera conclusión y quizás la que más llama la atención es la excentricidad que presenta la máquina que se considera como sana. Esta excentricidad se considera constructiva ya que se ha verificado con otras máquinas que también se consideran sanas y la poseen.

La segunda conclusión es la necesidad de poder cuantificar la excentricidad. Porque existen coincidencias en las frecuencias características entre el motor sano y el motor de tapas desplazadas. Aunque se sabe que a esta última máquina se le han desplazado las tapas provocando un desplazamiento del eje, lo que produce una excentricidad estática.

Aunque se han tomado precauciones a la hora de realizar las medidas, pueden llegar a observarse efectos de dispersión (“leakage”) en torno a la frecuencia fundamental de alimentación, y es fácilmente comprobable si se comparan los espectros de la corriente y de la potencia consumida por una fase.

También se puede extraer que el módulo de la transformada de Park, nos aporta información valiosa referente a las anomalías y fallos que pueda presentar la máquina pero a un coste computacional y de requisitos (necesidad de medir las tres corrientes de la máquina) superior al de una sola corriente. Esta técnica debe ser valorada en función de la máquina, equipos de medida disponibles, etc.

La medida de la corriente de las espiras exploradoras realiza un aporte extraordinario a la detección de fallos en las máquinas eléctricas, pero en contraposición resulta ser una técnica invasiva a la máquina, recordar que a estas máquinas ha habido que insertarle las espiras. Sólo cabe pensar que en un futuro los fabricantes de máquinas eléctricas incorporen alguna espira exploradora accesible.

En contraposición a todo lo dicho, dónde se han destacado los buenos resultados de las medidas y técnicas empleadas, se considera que la corriente del neutro presenta una señal con demasiadas frecuencias enmascarando a veces las frecuencias características y resultando ser una señal poco clarificadora y nítida. De este modo esta magnitud que parecía interesante porque podía aportar cosas esclarecedoras a la detección de las anomalías o fallos de las máquinas eléctricas, se desestima por no resultar una buena magnitud.

Por último, añadir a la alimentación una secuencia inversa, no realiza ningún aporte desde el punto de vista de la detección y diagnósticos de fallos, tan sólo en la transformada de Park se observan algunas diferencias.

3.7 Conclusiones al capítulo

Este capítulo se desarrolla en el ámbito científico-técnico de las publicaciones sobre máquinas eléctricas de las últimas décadas. Para ello, se realiza una exhaustiva recopilación de los principales fallos ó averías que se producen en las máquinas de inducción, de las magnitudes que caracterizan la máquina eléctrica, de las técnicas de diagnóstico y detección de fallos más utilizadas en las máquinas eléctricas, de los diferentes tipos de desarrollo de modelos matemáticos de las máquinas eléctricas, y por último los índices cuantificadores de los fallos en las máquinas eléctricas.

De esta recopilación, se extraen las frecuencias características teóricas de los principales fallos que se producen en las máquinas eléctricas, generalmente dependientes del deslizamiento. La magnitud que mejor caracteriza la máquina eléctrica es la corriente para su posterior tratamiento en la detección y diagnóstico.

En cuanto a las técnicas de diagnóstico y detección que se emplean en la actualidad, se extrae la conclusión de aportar nuevas técnicas que resultan más fiables que las existentes, debido sobre todo a que en la actualidad sólo se observa una frecuencia pudiendo inducir errores. Además las técnicas que se aporten deben paliar efectos indeseados como el de dispersión, etc. Puesto que el objetivo de desarrollar un modelo matemático de la máquina eléctrica es poder realizar multitud de simulaciones para verificar las nuevas técnicas así como para diferentes tipos de fallos o grados de los mismos, se opta por el desarrollo un modelo matemático basado en los circuitos ya que el tiempo empleado en simulaciones es mucho menor.

Por último, de los ensayos experimentales efectuados se extrae una conclusión relevante como es la existencia ó posibilidad de excentricidad constructiva que se suele dar en las máquinas eléctricas. Además de los diversos problemas que surgen cuando se efectúan las medidas que se comentan ampliamente en el siguiente capítulo de la tesis.

4 Problemas prácticos de aplicación industrial de los métodos de detección

El objetivo de esta Tesis es el desarrollo de técnicas que permitan diagnosticar la excentricidad en los motores de inducción de una forma sencilla y comprensible por cualquier persona.

A lo largo del capítulo anterior, se han presentado las diferentes técnicas y métodos utilizados a día de hoy, especialmente las dirigidas a la detección y diagnosis de la excentricidad en las máquinas eléctricas de inducción, así como para otros fallos. Algunos de ellos se han comprobado experimentalmente mediante ensayos reales en el laboratorio durante los cuales y en su posterior tratamiento de la señal se extraen los siguientes problemas prácticos que se comentan a continuación, así como las limitaciones que posee la Transformada de Fourier, ampliamente utilizada en la inmensa mayoría de los métodos de diagnosis [123].

Se trata de justificar las principales limitaciones y problemas prácticos que surgen, pero sobre todo de aportar una solución a dichos” problemas, siempre que sea posible, ya que en algunos casos es imposible teniendo que adoptar posturas de compromiso entre varias variables. Se trata de justificar las principales limitaciones y problemas prácticos que surgen, pero sobre todo de aportar una solución a dichos” problemas, siempre que sea posible, ya que en algunos casos es imposible teniendo que adoptar posturas de compromiso entre varias variables.

A continuación se enumeran los principales problemas prácticos que surgen en la toma de medidas así como tras la aplicación de los métodos de detección y diagnosis de fallos que se emplean actualmente.

4.1 Solapamiento. Efecto “Aliasing”.

El Aliasing es un problema que surge en la práctica, es decir cuando se realiza la medición de la señal que se desea analizar. Esto es debido a una ambigüedad que se produce al discretizar una señal periódica senoidal, tal y como podría ser la intensidad correspondiente a una fase de una máquina eléctrica, la cual es una de las magnitudes más utilizada en la detección y diagnosis de fallos. Es decir, el aliasing es un efecto el cual causa que señales continuas en el tiempo se vuelvan indistinguibles cuando son discretizadas. Algunos autores al aliasing lo denominan “solapamiento”, ya que en el dominio de la frecuencia se produce un traslado de la señal hacia la señal siguiente, provocando un solapamiento. Este solapamiento altera la forma del espectro ya que las frecuencias que se han solapado se suman entre sí provocando dicha alteración.

Puede llegar a ocurrir que cuando se discretiza una señal se obtengan las mismas muestras que se obtendrían de otra señal senoidal pero con frecuencia más baja. O que una vez discretizada la señal al volverla a su estado continuo nos dé una señal senoidal pero de menor frecuencia.

Para evitar este problema, se aplica el teorema de muestreo de Nyquist-Shannon (1928) el cual consiste en muestrear a una frecuencia mayor que el doble de la frecuencia más alta que contenga la señal que se desea muestrear. De esta forma se garantiza la coherencia de la señal discretizada.

Como se ilustra en la Figura 4-1, la señal que se desea discretizar es una señal periódica senoidal pura representada en color rojo. La frecuencia de muestreo utilizada no cumple el criterio de Nyquist y por tanto, si se retorna al estado continuo la señal discretizada se obtiene una señal diferente, representada en color azul, la cual es de menor frecuencia que la señal que se deseaba discretizar.

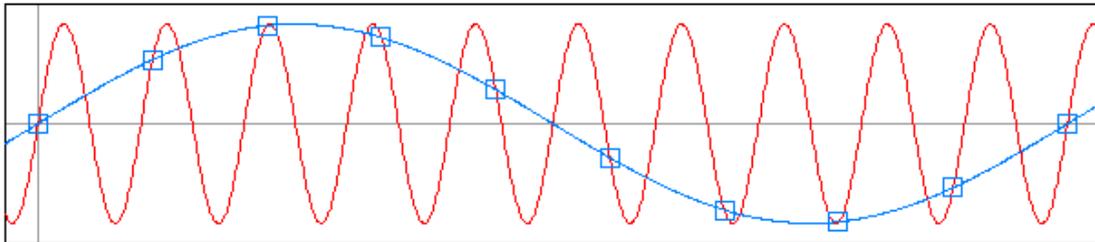


Figura 4-1. Señal Senoidal Periódica Muestreada a una Frecuencia Inferior al Criterio de Nyquist.

Por tanto el aliasing se produce por una elección errónea de la frecuencia de muestreo. Parece evidente pensar, que la resolución del problema consiste en escoger una frecuencia de muestreo adecuada, resultando esta labor nada fácil.

En la Figura 4-2, se han seleccionado dos frecuencias de muestreo, la figura superior no cumple el teorema de Nyquist mientras que la figura inferior si lo cumple. Como se observa en la Figura 4-2 superior se produce un solapamiento entre diferentes bandas en el dominio de la frecuencia, lo cual provoca que se distorsione la señal hasta el punto de retornarla al dominio del tiempo como otra señal diferente a la real.

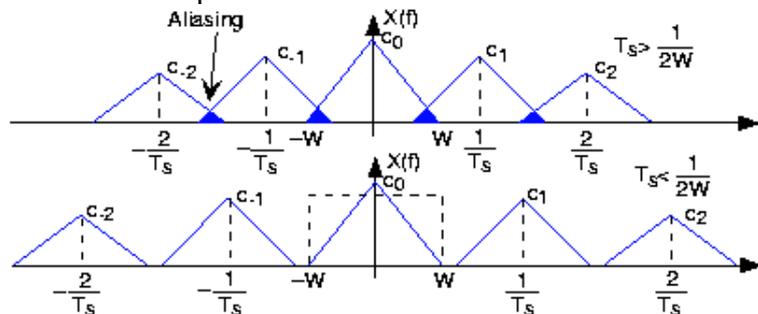


Figura 4-2. Representación en Frecuencia de una señal muestreada a una frecuencia que no cumple el criterio de Nyquist produciéndose el aliasing, mientras que en la de debajo si cumple el criterio.

Por último decir que los sistemas de digitalización para eliminar el aliasing incluyen filtros anti-aliasing, que no son más que un filtro paso bajo, el cual elimina todas las frecuencias que sobrepasen la frecuencia crítica de la señal que se desea discretizar. La frecuencia crítica será la mitad de la frecuencia de muestreo elegida. Hay que tener cuidado a la hora del conexionado pues el abuso de estos filtros desemboca en la producción del mismo efecto que se desea evitar.

4.2 Ruidos

Durante el análisis de las señales obtenidas de los diferentes ensayos a máquinas de inducción en el laboratorio, se ha observado la aparición de ruido en las mismas. Estos ensayos se han realizado en entornos menos hostiles que los que se pueden encontrar en cualquier industria existente, de esta forma se supone que en las medidas que se efectúen en una industria tendrán un porcentaje superior de ruido debido al entorno donde se tomen las medidas.

Para tratar de paliar el ruido, se utilizan diferentes técnicas, algunas de ellas están basadas en los Procesadores Digitales de Señales, comúnmente denominados por su acrónimo DSP. Estos se basan en un procesador o micro procesador con su juego de instrucciones específico, optimizados para aplicaciones que requieren un gran número de operaciones numéricas a muy alta velocidad. Resultando muy útiles en la representación de señales analógicas en tiempo real, pero para ello necesita un conversor analógico/digital a su entrada y un conversor digital/analógico a su salida. El DSP permite trabajar con varios datos en paralelo, y además su diseño es específico para el procesamiento de señales diferenciándolo de los microprocesadores.

4.2.1 Sobre muestreo (“Oversampling”).

Esta técnica se utiliza en los DSP's para reducir el ruido en las conversiones analógicas-digitales. Consiste principalmente, en aumentar la frecuencia de muestreo, dicho de otro modo muestrear más rápido.

Teóricamente se asume que la cantidad de ruido de una señal viene determinada por el bit de menor peso del convertidor analógico/digital. De esta forma sí la frecuencia de muestreo es mayor que el error a lo largo de la señal, este se verá reducido. Como se observa en la Figura 4-3, el espectro del ruido se supone de un valor constante y dependiente del convertidor analógico/digital.

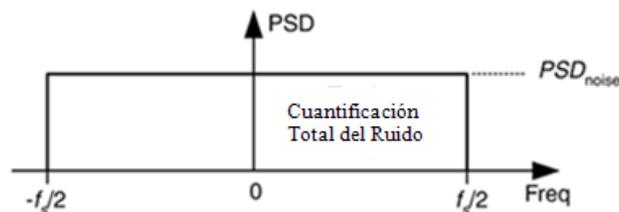


Figura 4-3. Espectro de la Densidad del Ruido

Se observa en la Figura 4-4-a que la señal de interés está enmascarada con el ruido presente en la señal, que ha sido muestreada según el criterio de Nyquist al doble de la frecuencia deseada, por eso si en vez de muestrear al doble que se desea analizar lo hacemos a una frecuencia superior y que por tanto cumple dicho criterio de Nyquist, tal y como se puede observar en la Figura 4-4-b, lo que ocurre es evidente, puesto que la cantidad de ruido depende del convertidor y no de la frecuencia de muestreo pues el ruido se distribuye a lo largo de la frecuencia quedando una menor tasa de ruido en la señal a analizar.

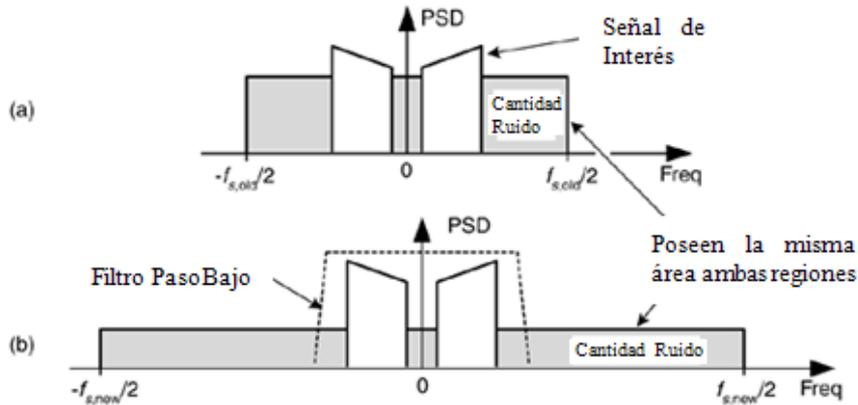


Figura 4-4. Representación Frecuencial (a) de la señal muestreada al doble de la señal deseada (b) de la señal muestreada a más del doble de la señal deseada.

En conclusión al aumentar la frecuencia de muestreo, se consigue reducir el ruido que afecta a la señal, ya que la cantidad de ruido no depende de la señal sino del convertidor analógico/digital. Puesto que el convertidor es el mismo y la cantidad de ruido depende del convertidor y es independiente de la frecuencia de muestreo, a mayor frecuencia de muestreo la cantidad de ruido se repartirá en más espacio y por tanto afectará en menor medida a la señal que se desea discretizar.

4.2.2 Adición de ruido (“Dithering”).

Esta técnica al igual que la anterior, también se utiliza en los DSP. Consiste en generar un ruido aleatorio de forma discreta, este se introduce junto con la señal a analizar, y por tanto habrá que convertirlo a un formato analógico a través de un conversor digital-analógico. Se suman las dos señales, es decir el ruido generado de forma discreta convertido a analógico más la señal que se desea estudiar o analizar. Ambas señales se discretizan mediante el conversor analógico/digital. Si el ruido generado de forma discreta ocupa toda, o la máxima posible, cantidad de ruido que permite dicho convertidor, toda la componente de ruido será la generada aleatoriamente, evitando que entre cualquier otro ruido. De esta forma, este ruido generado se le resta a la suma de las dos señales y se obtiene la señal a estudiar de forma discreta y sin ruido o con un bajo porcentaje del mismo. En la Figura 4-5, se muestra un diagrama de bloques de la implementación de esta técnica.

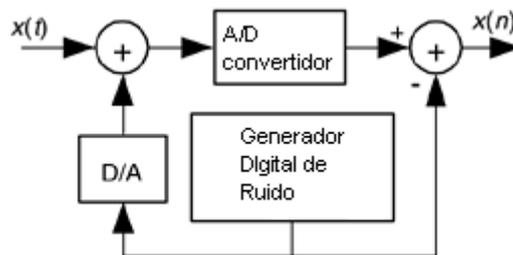


Figura 4-5. Diagrama de Bloques para la implementación de esta técnica.

4.2.3 “Superposición”

Esta técnica se utiliza para paliar los posibles ruidos introducidos por el entorno, el ambiente, la fuente de alimentación, etc. Consiste en realizar adquisiciones de mayor duración de la que se desea estudiar, para que sea más sencillo que esta duración sea múltiple de la duración que se desea.

Por ejemplo si se desea que la señal a estudiar posea una duración de 10 segundos, mediante esta técnica se capturan un número múltiplo de esta duración por ejemplo 100 segundos, de tal forma que ahora la señal capturada o medida contiene 10 señales de 10 segundos.

Mediante esta técnica se solapan los diferentes fragmentos de la señal medida, uno encima del otro y se obtiene la media, de esta forma se minimizan los posibles ruidos aleatorios debidos a causas externas.

En la Figura 4-6 se representa una señal analógica la cual está fragmentada en tramos para realizar la media de los tramos e intentar paliar los ruidos ambientales y del entorno.

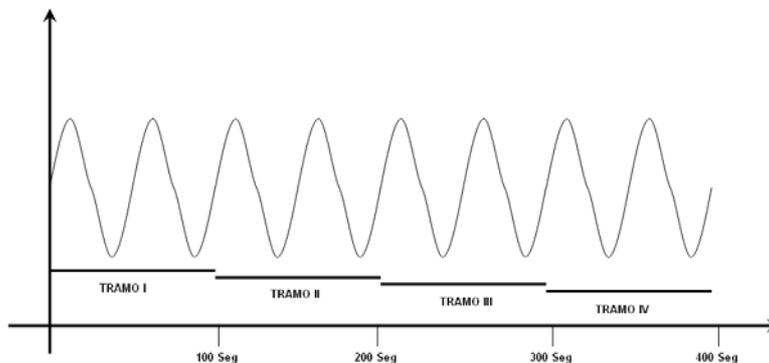


Figura 4-6. Representación de la Fragmentación de la Señal.

4.3 Efecto de dispersión (“Leakage”).

La transformada discreta de Fourier está pensada para el uso de señales con un número finito de valores discretos N los cuales están discretizados a una frecuencia f_s . Es conocido que la $f_{\text{análisis}}$ responde a la siguiente ecuación:

$$f_{\text{análisis}}(m) = \frac{mf_s}{N} \quad \text{donde } m = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4-1)$$

Cuando se realiza la Transformada Discreta de Fourier sólo se producen resultados correctos cuando la secuencia de datos de entrada coincide con las frecuencias dadas en la ecuación anterior o múltiplos de esta ecuación, en función del valor de m que siempre es un número entero.

Pero por ejemplo, si la señal de entrada es $1.5 \cdot \frac{f_s}{N}$, esta no es múltiplo entero de la fórmula, ya que la m no toma un valor entero, esto produce una degradación completa de la señal tal y como se verá más adelante en los ejemplos gráficos.

Por tanto se puede concluir que el fenómeno de dispersión se producirá siempre y cuando la frecuencia de entrada no sea proporcional a la f_{analysis} expuesta en la ecuación anterior, ya que cuando se discretiza el centro del lóbulo se da a una frecuencia múltiplo de la f_{analysis} y todos los demás puntos son cero, resaltando así las frecuencias múltiples de la f_{analysis} . Es característico de la discretización que el lóbulo central posea una amplitud la mitad del número finito de los valores discretos N .

Como se observa en la Figura 4-7, se representa un coseno real para k ciclos, al realizar la discretización se crean unos lóbulos, de tal forma que el centro del lóbulo principal coincide con una de las frecuencias resultantes de la ecuación de f_{analysis} , mientras que a las demás frecuencias múltiples los lóbulos toman el valor nulo. De esta forma sólo la frecuencia que está en el lóbulo central es a la que se le permite la discretización y todas las demás son anuladas. Para realizar la discretización de la señal tan sólo habrá que recorrer esta figura a lo largo del eje de las ordenadas para las frecuencias múltiples enteras de la f_{analysis} de la ecuación expuesta anteriormente.

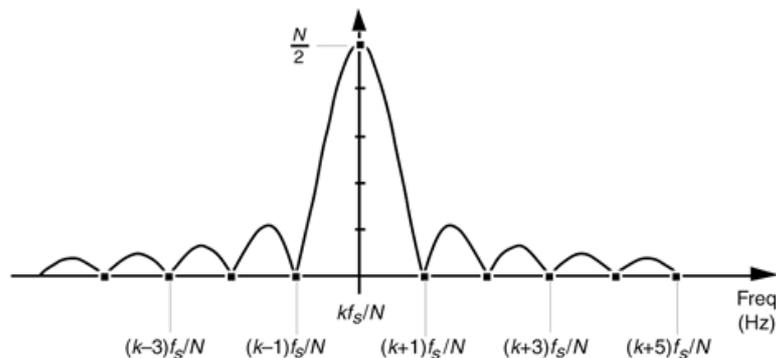


Figura 4-7. Representación en frecuencia de los k ciclos de un coseno real en Hz.

La Figura 4-8 está compuesta por tres casos posibles diferentes del efecto de dispersión, para poder clarificar más si cabe dicho efecto.

En la Figura 4-8-a el efecto de dispersión no aparece ya que la frecuencia de la señal muestreada coincide con la exacta que se da en la formula anterior f_{analysis} y por tanto los máximos de la función caen en los bin correctos, de tal forma que se discretiza la señal permitiendo sólo el paso de los bins correctos, ya que sólo el bin correspondiente a la frecuencia de entrada es el que lo discretiza y por tanto en los otros lóbulos no se permite el paso de nada.

Mientras en la Figura 4-8-b la frecuencia de entrada no es un número entero múltiplo de la que se obtiene de la ecuación de la f_{analysis} por tanto se produce una distorsión de la señal al ser discretizada, ya que ahora la frecuencia de entrada no coincide con el centro del lóbulo mayor si no que este se ubica entre los dos bin, por tanto ahora pasan dos picos y no uno como antes, estos picos han de ser iguales, ya que la frecuencia de entrada es 8.5 kHz haciendo que el centro del lóbulo mayor se ubique entre los dos bins y provocando que el centro de los lóbulos de menor peso esta vez coincida exactamente con los bins, produciendo así una discretización en cada bin, dejando pasar a diferentes frecuencias con lo que se está inmiscuyendo en otras frecuencias y pudiendo realizar un solape. De forma similar a lo descrito anteriormente ocurre en la Figura 4-8-c.

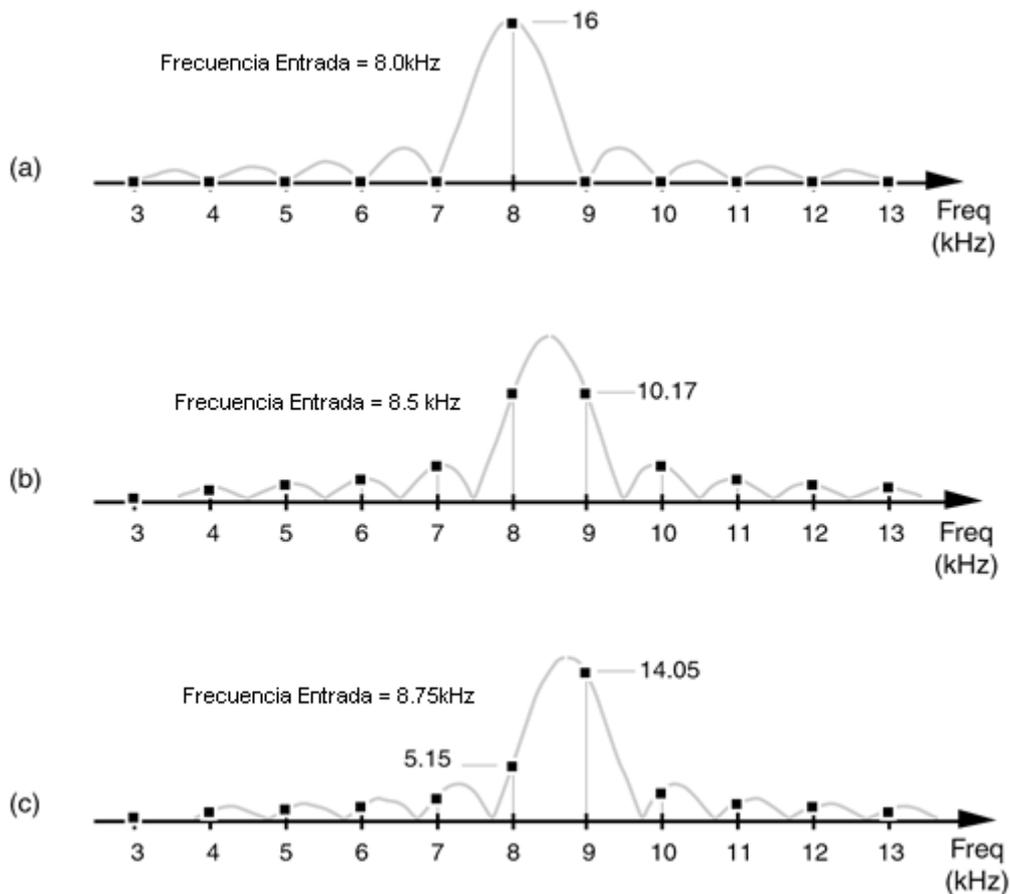


Figura 4-8 . Representación de una señal a diferentes frecuencias (a) 8 Hz (b) 8.5 Hz (c) 8.75 Hz

En el ejemplo de la Figura 4-8 solo se ha introducido una única señal de entrada, pero cuando esto se aplica a una máquina eléctrica asíncrona de inducción, las señales de entrada son muchas, y de diversas índoles. Como por ejemplo las frecuencias de los armónicos de la red eléctrica y múltiplos de esta (en España 50 Hz), estos generalmente suelen introducir el efecto de dispersión ya que poseen una gran magnitud. Además se introducen las mecánicas propias de la máquina y del giro de la misma, así como las debidas a posibles fallos que son el objetivo. En conclusión, en una máquina eléctrica se complica bastante el problema, ya que la señal de entrada posee componentes espectrales de diferentes índoles.

Debido a todo esto, hay que prestar especial atención a este efecto, ya que es muy propenso a realizar su aparición en las medidas, se debe tener la precaución de realizar bien las medidas de tal forma que el número de puntos medidos sea múltiplo de la f_{analysis} , para ello durante los ensayos realizados se toman medidas a 100 kHz y de 100 segundos de duración. También resulta muy interesante y recomendable el uso de las ventanas por reducir bastante este efecto.

4.4 Ventanas (“Windows”).

Las Ventanas se encargan de buscar que el primer y el último dato muestreados tengan el mismo valor de amplitud, de esta forma aseguran que el número de muestras coincidan. De esta forma reducen o evitan el efecto de dispersión que se produce al realizar la transformada discreta de Fourier.

Existen diversos tipos de Ventanas, como por ejemplo la rectangular que se puede observar en la Figura 4-9.-a, la de Hanning en la Figura 4-9.-b y la triangular en la Figura 4-9.-c.

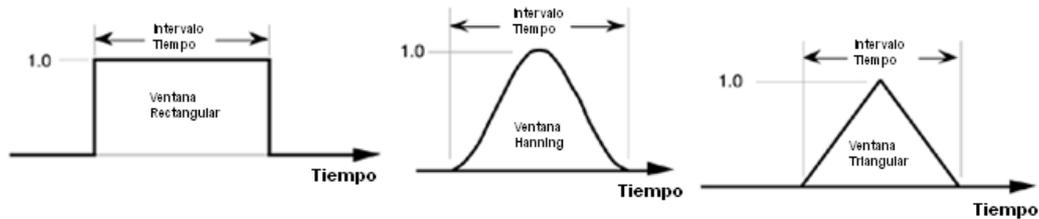


Figura 4-9. Representación de diferentes Ventanas (a) rectangular (b) hanning (c) triangular.

Sea una señal tal como la que se muestra en la Figura 4-10, la cual representa una señal senoidal pura e infinita en el tiempo.

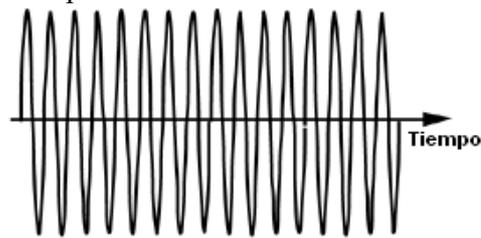


Figura 4-10. Representación de una señal senoidal infinita en el tiempo.

Si a la señal anterior representada en la Figura 4-10 le aplicamos por ejemplo al discretizarla las tres ventanas mostradas en la Figura 4-9, como resultado se obtiene lo que se observa en la Figura 4-11. Se puede comprobar de forma visual que tanto el primer valor como el último que toma la ventana, sea del tipo que sea, coinciden en amplitud disminuyendo por tanto el riesgo de que aparezca el efecto de dispersión.

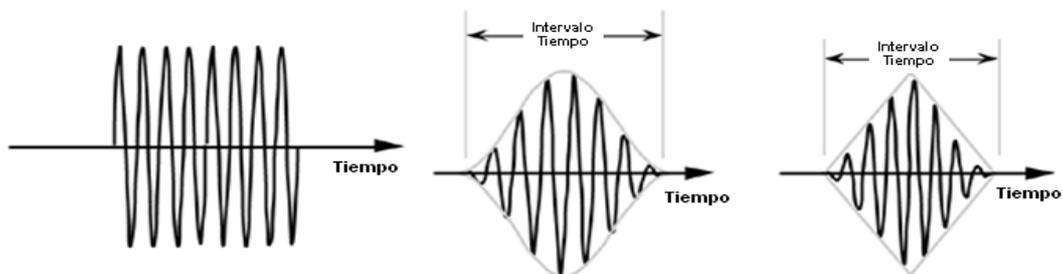


Figura 4-11. Representación de muestrear una señal senoidal infinita mediante Ventana (a) rectangular (b) hanning (c) triangular.

Existen muchos más tipos de ventanas, además cada una de ellas posee unas características que les hace ser óptimas para unas aplicaciones concretas.

4.5 Resolución

Para la detección de la excentricidad y su diagnosis, se realizan medidas de las corrientes estatóricas de la máquina eléctrica rotativa de inducción. Estas medidas se realizan en el dominio del tiempo, y una vez discretizadas o digitalizadas se transforman al dominio de la frecuencia, o de la frecuencia-tiempo.

La resolución de la señal medida, para el caso de la presente tesis es la corriente estatórica o las corrientes estatóricas, al ser analizada en el dominio de la frecuencia depende del tiempo de captura de la señal para obtener una u otra resolución. Es decir, si se realiza una medida de 100 segundos en el dominio temporal, al realizar la conversión al dominio de la frecuencia la señal tendrá una resolución de centésima de hercio, mientras que si realizamos una medida de 10 segundos la máxima resolución que se obtendrá al pasar al dominio de la frecuencia será de una décima de hercio.

Por tanto, para obtener una mejor resolución o mejor dicho una resolución más fina en el dominio de la frecuencia, la señal capturada debe de ser de la mayor duración posible. Es decir a mayor duración de la señal capturada mayor resolución en el dominio de la frecuencia. Es conveniente, utilizar múltiplos de 10 en las mediciones ya que al realizar la transformada al dominio de la frecuencia, en este dominio se obtendrá una resolución de múltiplos de 10, que es a lo que estamos acostumbrados por utilizar un sistema decimal. Si por el contrario se utilizan otras duraciones no múltiples de 10, como por ejemplo una captura de 50 segundos, se obtiene una resolución de 0.02 hercios en el dominio frecuencial, si la captura en el dominio temporal es de 20 segundos se obtiene una resolución temporal de 0.05 hercios.

Realizar capturas de la señal que se desea analizar de larga duración implica algunas consecuencias tales como un tamaño mayor de almacenamiento de datos. El almacenamiento no resulta ya un problema, porque a día de hoy existe la tecnología necesaria capaz de aumentar la capacidad de almacenamiento sin encarecer demasiado el dispositivo y sin necesidad de aumentar el tamaño del mismo. Pero cabe recordar que se suelen utilizar equipos portátiles, y anteriormente el almacenamiento de memoria era costoso y voluminoso y por tanto estos equipos no poseían casi capacidad.

Pero el gran problema reside en el incremento del número de operaciones que se deben efectuar para operar con las señales. Por tanto, la duración de la captura de la señal implicará un incremento en el número de operaciones, implicando un mayor coste temporal.

Por último, sólo en el régimen permanente de la máquina se podrán alargar las capturas ya que en el transitorio no se pueden realizar medidas más largas que lo que dura el arranque de la máquina

En el desarrollo de esta Tesis para obtener una resolución más exacta en el dominio de la frecuencia, se han procurado que las medidas en los ensayos a régimen permanente fuesen de 100 segundos para así obtener una resolución de centésima de hercio. Mientras que en los análisis en régimen transitorio se han procurado los máximos posibles.

4.6 Perdida de Ondas (“Scalloping – Loss”).

Se define como el ratio de la ganancia de la señal cuyas frecuencias están ubicadas entre dos bin consecutivos, partido la ganancia de la señal cuyas frecuencias están ubicadas exactamente en los bin.

En la Figura 4-12 se representan dos formas de realizar la transformada discreta de Fourier de la función $\frac{\text{sen}(x)}{x}$.

La primera representación, Figura 4-12-a, es la transformada discreta de Fourier sin hacer uso de ninguna ventana pero además la transformada discreta de Fourier se realiza bin a bin, por expresarlo de algún modo es como si se discretizase punto a punto y se le realizase a cada punto la transformada de Fourier y se fuesen solapando las funciones entre sí.

Mientras que en la Figura 4-12-b se representa la DFT de la misma función aplicándole una ventana y de forma general a toda la función, de esta forma aparece el rizado superior, desapareciendo parte de los bins ya que son enmascarados por los otros.

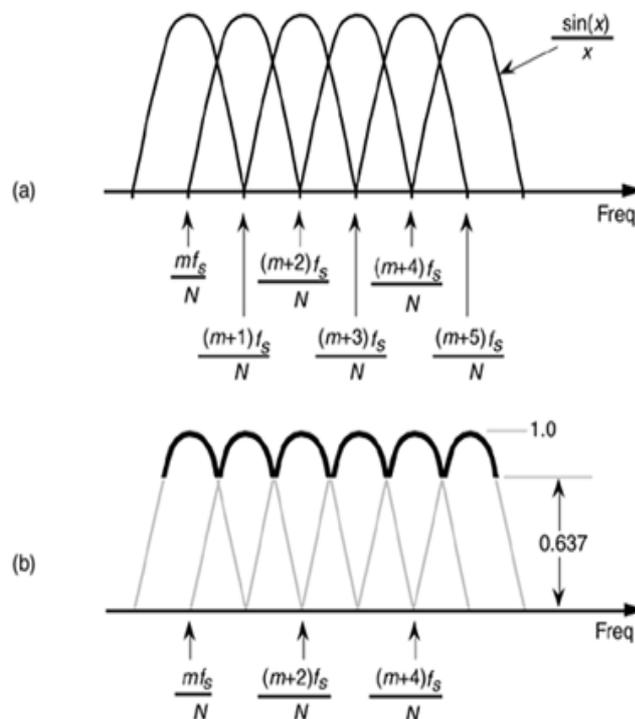


Figura 4-12. Representación de la función $\frac{\text{sen}(x)}{x}$ (a) individualmente para cada bin (b) de forma general.

Las señales reales suelen tener las frecuencias suficientemente espaciadas de tal forma que se evita que los bins al discretizar se solapen entre sí. Como se verá a continuación la técnica de adicción de ceros sirve para aliviar los efectos que produce este efecto y también mejorar la resolución de la Transformada Discreta de Fourier.

4.7 Adición de ceros a la señal (“Zero- Padding”).

Esta técnica o método es muy popularmente conocido y no es más que la adición de ceros a la señal de entrada. Consiste en la adición de ceros a la señal continua a discretizar, es decir se añaden los ceros que se desean y de esta forma se incrementa el tiempo de la señal continua. Cada cero añadido es una muestra más, por tanto sí aumentamos el tiempo de la señal continua aumentamos los puntos a discretizar. Y por tanto la resolución de la señal.

Para clarificarlo de una forma inmediata y visual se adjunta la Figura 4-13, en la cual se representan en ella diversos ejemplos a los cuales se le añaden diferentes cantidades de ceros dejando en evidencia el efecto de tal técnica.

En la Figura 4-13-a a la izquierda se representa la señal continua en el tiempo a analizar de entrada, la figura situada a la derecha se obtiene como resultado de la transformada discreta de Fourier de la señal de entrada ubicada en el lado izquierdo.

En la Figura 4-13-b izquierda se representa la misma señal de entrada pero añadiéndole 16 ceros, lo que provoca que la señal posea 16 muestras más. Para este caso concreto en el cual poseía inicialmente 16 muestras y se le añaden 16 más, serán 32 las muestras totales, por tanto ahora tenemos en la parte derecha representada la transformada discreta de Fourier la cual posee más puntos característicos que la anterior.

En la Figura 4-13-c izquierda se representa la misma señal de entrada pero añadiéndole 48 ceros. En la parte derecha se representa la transformada discreta de Fourier la cual posee más puntos característicos que la anterior, definiendo mucho mejor la señal ya que se perfila su traza.

En la Figura 4-13-d izquierda se representa la misma señal de entrada pero añadiéndole 112 ceros, lo que provoca que la señal posea 128 muestras en total. En la parte derecha se representa la transformada discreta de Fourier la cual posee una traza totalmente definida, evidentemente presenta una mayor resolución.

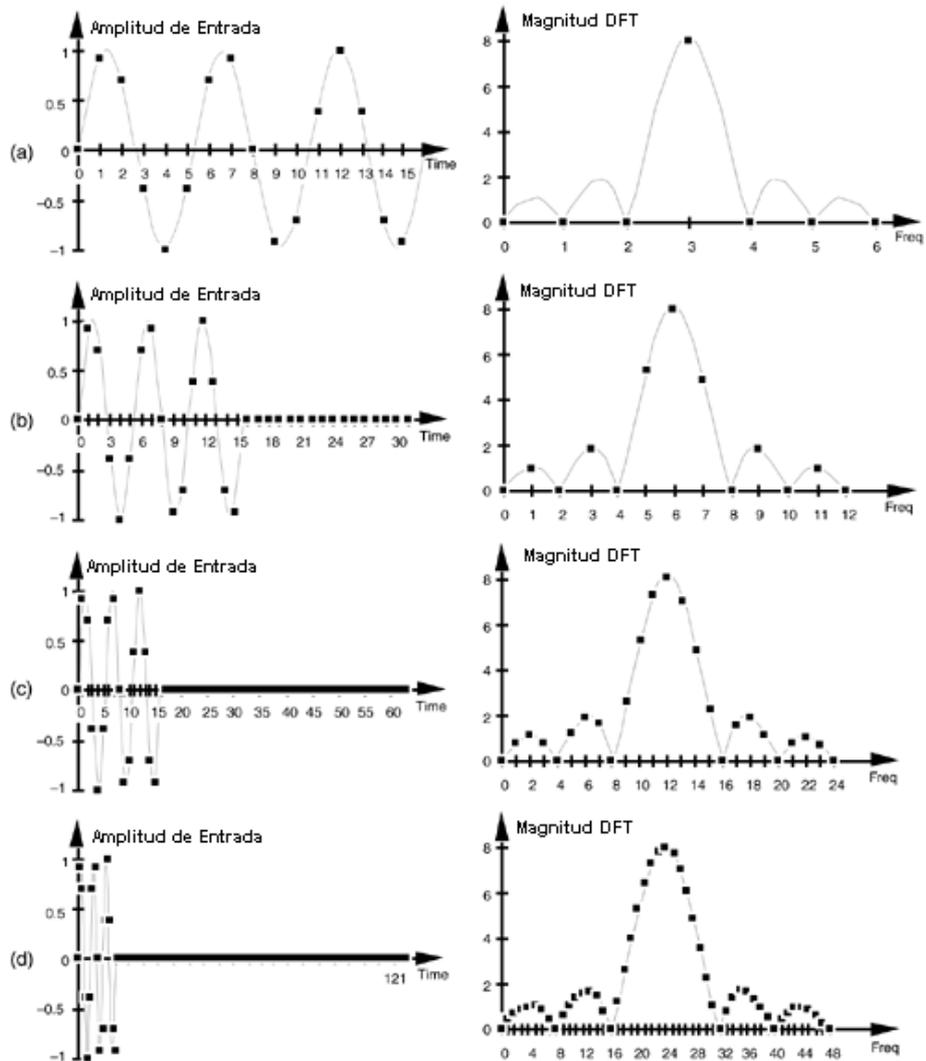


Figura 4-13. Representación de la Discretización de una Señal (a) sin adición de ceros (b) añadiendo 16 ceros a la señal original (c) añadiendo 48 ceros a la señal original (d) añadiendo 112 ceros a la señal original

Esta técnica resulta muy efectiva, debido a que no siempre es posible realizar mediciones de tiempo infinito o suficientemente largo como para obtener una buena resolución, y de esta forma aunque la medida de la señal a analizar que se tome no sea de larga duración, es decir sea una medida corta se puede completar mediante la adicción de ceros para obtener una mayor resolución.

4.8 Ejemplo práctico de una medición y su posterior análisis.

Todos los problemas explicados en los anteriores puntos de este capítulo surgen en la medida en que se realizan ensayos reales y adquisición de las magnitudes características de las máquinas eléctricas. Es por ello, que a modo de resumen o conclusión se aporta un caso práctico para evidenciar la necesidad de conocer esta problemática, ya que puede acarrear una toma de decisiones errónea en el ámbito del mantenimiento industrial.

Se ensaya una máquina eléctrica de inducción que posee dos barras rotas del rotor, ya que ambas han sido perforadas. En la Figura 4-14 se representa el espectro de la máquina de inducción en vacío, por tanto posee un deslizamiento muy bajo, en este se aprecian las frecuencias características de la excentricidad constructiva que posee la máquina, y la frecuencia característica de la red de alimentación de la máquina. Pero no se observa ninguna frecuencia característica de la rotura de barras.

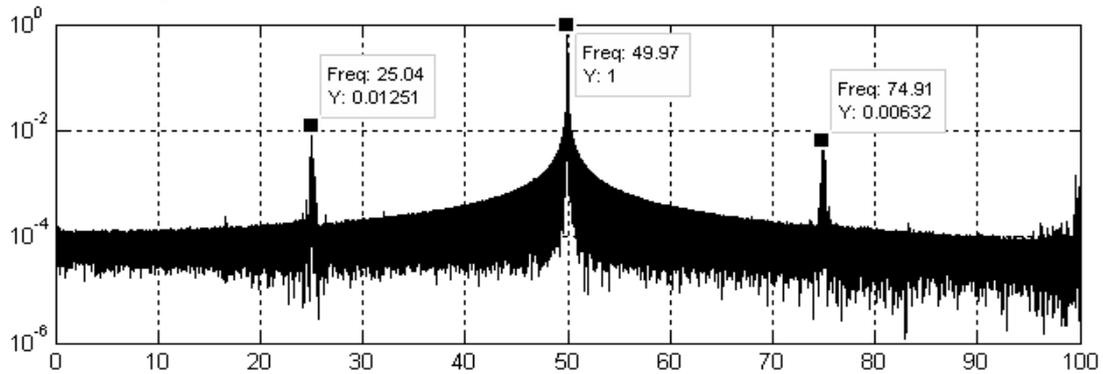


Figura 4-14. Espectro en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica de inducción con dos barras rotas.

Es por ello que se realiza una ampliación del espectro en la zona próxima a la frecuencia de la red para ver si se observan las frecuencias propias de las barras rotas. En la Figura 4-15 se representa la ampliación sin ningún éxito, evidenciando la no aparición de ninguna frecuencia mencionable.

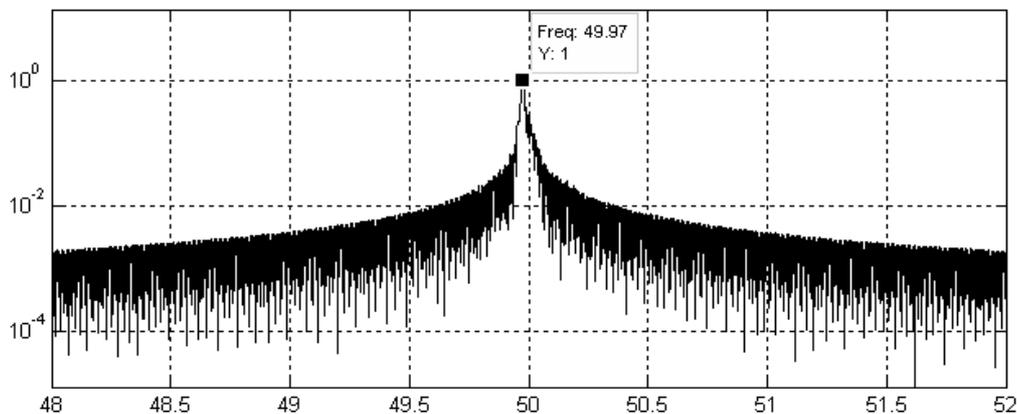


Figura 4-15. Ampliación del espectro en frecuencia entre 48 y 52 Hz de la corriente de una fase de la máquina eléctrica de inducción con dos barras rotas.

Llegados a este punto, y de no saber que a la máquina le han sido perforadas dos barras, cabría pensar que esta máquina no posee ninguna anomalía o fallo, por lo menos en cuanto a las barras rotas se refiere. Todo ello es debido a un efecto que se ha estudiado entre los anteriores puntos, el efecto de dispersión.

Es tan fuerte la componente de la red de la alimentación que anula las componentes próximas a dicha frecuencia como sería el caso de las barras rotas.

Para verificar la realidad, se obtiene la señal analítica a través de la transformada de Hilbert de la corriente de una fase, esta técnica se aportará como una de las soluciones de la presente tesis, la cual se representa en la Figura 4-16.

En este espectro en frecuencia se observan tres picos a tres frecuencias características, como son la frecuencia de las barras rotas a 0.21 Hz, la de la excentricidad a 24.93 Hz y la fundamental de la red de alimentación a 49.97 Hz.

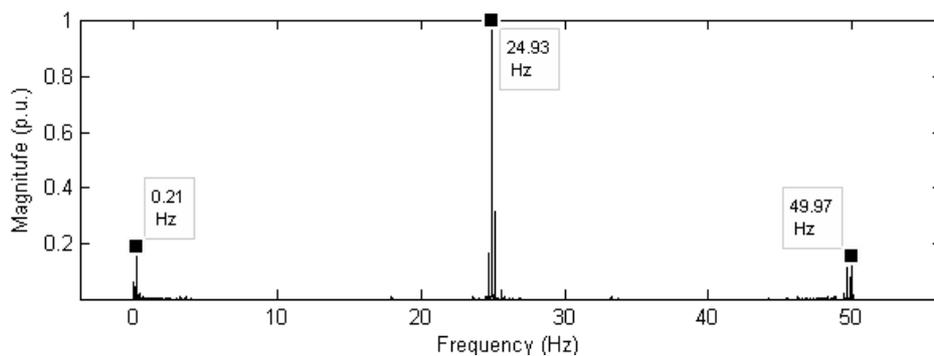


Figura 4-16. Espectro en frecuencia del módulo de la fase de la corriente de la señal analítica.

Se podrían presentar más casos prácticos pero se considera que con este ya se deja patente la importancia ejercida por toda la problemática anteriormente mencionada.

4.9 Conclusiones al capítulo.

En este capítulo se enumeran los diferentes problemas prácticos que generalmente surgen cuando se realizan mediciones y tratamiento de las señales medidas en las máquinas eléctricas. Cada uno de ellos presenta las causas y las precauciones para evitarlos.

Se le presta especial interés al efecto de dispersión o “leakage”. Este efecto se suele observar de forma generalizada en las máquinas eléctricas debido a la existencia de frecuencias características de fallos cercanas a la frecuencia fundamental, 50 Hz.

Se añade un caso práctico donde se observan las consecuencias del efecto de dispersión el cual induce a diagnosticar a una máquina con dos barras rotas como sana.

5 Modelo Analítico de la Máquina Eléctrica Asíncrona de Inducción con Rotor Jaula de Ardilla.

El objetivo de crear un modelo matemático que represente un proceso real, es poder ensayar o realizar experiencias con el modelo como si del propio proceso se tratase con la finalidad de comprender el comportamiento del proceso o evaluar nuevas estrategias de control u optimización, siempre y cuando se esté dentro de los límites impuestos por un cierto criterio o conjunto de criterios, para el funcionamiento del proceso. Este hecho tiene especial relevancia ya que cuando se desee hacer una modificación o mejora, o simplemente observar la respuesta del proceso ante una entrada, antes de probarlo en el proceso real con las consecuencias que puede ocasionar, se puede simular mediante el modelo matemático cual será la respuesta.

Para que el modelo sea representativo de la realidad, deberá cumplir unos criterios de validación, de tal forma que al comparar los datos simulados mediante el modelo y los reales obtenidos del proceso, estos sean iguales o con un margen de tolerancia lo suficientemente pequeño como para asegurarse que el modelo representa fielmente la realidad.

Para poder formular una definición exacta del proceso el cual se desea modelizar y posteriormente poder simularlo, es necesario y obligatorio realizar un análisis del proceso o sistema. Para este análisis se deben de tener en cuenta todos los factores que directa o indirectamente influyen en el comportamiento del sistema.

En el campo de las máquinas eléctricas rotativas, en los últimos años se viene invirtiendo un gran capital para la investigación y el desarrollo de técnicas de diagnosis y detección de fallos, de este capital una gran parte se ha destinado a la creación de modelos matemáticos de las máquinas eléctricas rotativas. Durante todos estos años han sido desarrollados diferentes modelos de simulación de las máquinas eléctricas rotativas, los cuales se clasifican en tres subgrupos, los dos grandes subgrupos tradicionales, y un subgrupo entremedias de ambos:

- modelos de elementos finitos (FEM) basados en el estudio espacial de los armónicos en las máquinas eléctricas. Este análisis produce una excelente precisión pero con un mayor coste computacional.
- modelos basados en el circuito magnético equivalente (MEC), que son un compromiso entre los elementos finitos y los modelos circuitales.
- modelos analíticos (MCSA) basados en circuitos acoplados de la máquina eléctrica incluye los efectos espaciales de los armónicos. Son menos precisos pero poseen un menor coste computacional.

En la actualidad, el desarrollo de modelos matemáticos de las máquinas eléctricas rotativas se realiza principalmente para dos objetivos distintos, como son para el diseño de máquinas eléctricas rotativas con el objetivo de desarrollar su fabricación y para la diagnosis de fallos en las máquinas eléctricas rotativas con el fin de poder encontrar técnicas que nos detecten dichos fallos.

5.1 Ecuaciones que rigen el comportamiento de la máquina eléctrica

Independientemente del tipo de modelo implementado, es decir basado en elementos finitos o en métodos analíticos, ambos tipos han de responder a las ecuaciones eléctricas, mecánicas, térmicas, etc. que rigen el funcionamiento de la máquina eléctrica rotativa y las cuales se definirán a continuación:

$$Ec. Electrica [U] - [E] = R \cdot [I]$$

$$Ec. Mecanica [Tm] - [Tr] = R \cdot [I] \quad (5-1)$$

$$Ec. Calorifica [U] - [E] = R \cdot [I]$$

La tensión de estator es función de la resistencia estatórica por la intensidad que consume, más la derivada del flujo con respecto al tiempo.

$$[U_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \left[\frac{d\psi_s}{dt} \right] \quad (5-2)$$

Para el rotor se utiliza la misma ecuación que en el estator pero con los valores correspondientes al rotor.

$$[O] = [R_r] \cdot [I_r] + \left[\frac{d\psi_r}{dt} \right] \quad (5-3)$$

La siguiente ecuación que nos marca el modelo es el flujo que recorre la máquina, que es función de la inductancia mutua del estator por la corriente estatórica más la inductancia entre estator y rotor por la corriente rotórica, en el caso del estator.

$$[\psi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [L_{sr}] \cdot [I_r] \quad (5-4)$$

Para el rotor, el flujo que lo recorre es función de la inductancia mutua del rotor por la corriente rotórica más la inductancia entre estator y rotor traspuesta por la corriente estatórica.

$$[\psi_r] = [L_{sr}]^T \cdot [I_s] + [L_{rr}] \cdot [I_r] \quad (5-5)$$

Estas ecuaciones se tratan de forma matricial. Así la corriente del estator es unidimensional y posee m componentes correspondientes a los m circuitos que hay en el estator.

$$[I_s] = [i_{s1} \ i_{s2} \ \dots \ i_{sm}]^T \quad (5-6)$$

Para la tensión del estator ocurre lo mismo que con la corriente del estator.

$$[U_s] = [u_{s1} \ u_{s2} \ \dots \ u_{sm}]^T \quad (5-7)$$

La corriente del rotor también es unidimensional y posee n componentes correspondientes a las “n” barras que se encuentran en el rotor.

$$[I_r] = [i_{r1} \ i_{r2} \ \dots \ i_{rn}]^T \quad (5-8)$$

Una vez definidas las ecuaciones eléctricas de la máquina rotativa, se definen las ecuaciones mecánicas. La primera atiende a la definición del Par Mecánico que responde a la siguiente ecuación.

$$T_e = \frac{1}{2} \cdot [I]^T \cdot \frac{\partial L}{\partial \theta} \cdot [I] \quad (5-9)$$

Por último, que la diferencia entre el par mecánico de la máquina y el par resistivo de la carga, es igual al momento de inercia por la derivada de la velocidad angular respecto al tiempo, que no es más que la aceleración angular.

$$T_e - T_L = J \cdot \frac{dw}{dt} \quad (5-10)$$

Solo cabe recordar que la velocidad angular no es más que la derivada de la posición angular con respecto al a tiempo.

$$w = \frac{d\theta}{dt} \quad (5-11)$$

Casi todos los modelos cumplen estas ecuaciones, ahora bien la diferencia entre ellos es la **forma de calcular las inductancias**, clasificándose tal y como se comentó en el capítulo del estado del arte en dos metodologías principalmente:

- Modelos Basados en Métodos Numéricos conocidos como Elementos Finitos. Los cuales son más rigurosos con la realidad pudiéndose representar todos los efectos reales que aparecen en la máquina eléctrica, pero a costa de un alto computo.
- Modelos Basados en Métodos Analíticos. En función del modelo no permiten modelizar todos los efectos presentes en las máquinas eléctricas pero si aproximarse a ellos con un menor coste computacional que los anteriores.

En el desarrollo de la presente Tesis Doctoral se ha utilizado un modelo analítico, el cual se basa en las ecuaciones básicas de las máquinas rotativas anteriormente descritas, como son las ecuaciones eléctricas, mecánicas y caloríficas de un motor

El modelo que se presenta que está enmarcado en los modelos basados en métodos analíticos, posee una novedad principal frente a los existentes y es el cálculo de las inductancias que lo realiza en el dominio de la frecuencia, haciendo los cálculos de una forma que implica un menor coste temporal y computacional.

La inductancia de la máquina eléctrica se almacena de una forma matricial, a su vez la matriz esta subdividida en 4 submatrices correspondientes a las inductancias propias de estator-estator (L_{EE}) y la propia rotor-rotor (L_{RR}) y las mutuas entre estator-rotor (L_{ER}) y rotor-estator (L_{RE}), esta última es igual a la inductancia mutua entre estator-rotor traspuesta gracias a las propiedades matriciales. La ordenación y representación de la misma se representa en la Figura 5-1.

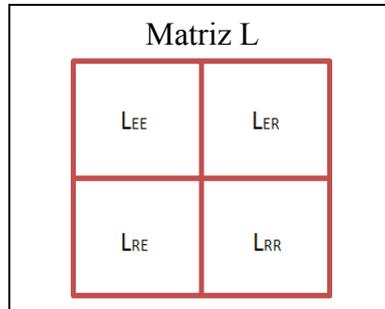


Figura 5-1. Ordenación de la Matriz de Inductancias

Esta matriz tiene otra peculiaridad más, y es que es una matriz tridimensional donde se almacenan todos los valores de las inductancias propias y mutuas pero para diferentes posiciones, es decir la misma estructura pero para diferentes posiciones relativas de la máquina. Si por ejemplo se representan 360 posiciones sería el caso en el cual el conductor va girando grado a grado. Mientras que si por ejemplo represento 3600 posiciones sería cada 0.1 grado aportando una gran precisión al modelo. Como se observa en la Figura 5-2 la matriz es tridimensional, y en la profundidad del objeto matricial es donde se almacenan las inductancias para las diferentes posiciones angulares.

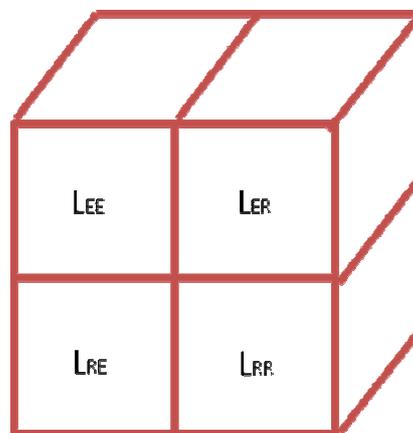


Figura 5-2. Estructura de la Matriz de Inductancias

Por último, una gran ventaja que aporta este método es que se calculan una sola vez las inductancias mutuas entre fases del mismo devanado (L_{EE} y L_{RR}) y las inductancias mutuas entre fases de distinto devanado (L_{ER} y L_{RE}). Una vez calculadas se almacenan de tal forma que los cálculos posteriores resultan más eficientes y veloces.

5.1.1 Cálculo de la matriz de inductancias.

El cálculo de la matriz de inductancias se realiza para un conductor en las diferentes posiciones posibles con respecto a los demás conductores. A partir de este se calculan los demás conductores.

Una de las principales novedades que presenta este modelo es que el cálculo de las inductancias se realiza mediante convolución siendo esta una forma más rápida de operar matemáticamente.

5.1.1.1 Máquina sana ó entrehierro uniforme:

En régimen permanente las inductancias mutuas entre fases del mismo devanado no varían con el tiempo, es decir L_{ee} y L_{rr} permanecen constantes durante todo el régimen permanente. También las inductancias mutuas entre fases de distinto devanado permanecen constantes en el tiempo ya que el entrehierro es constante.

A continuación se realiza un boceto en la Figura 5-3 de cómo es la se calcula la inductancia para un conductor con respecto a los demás conductores, y las diferentes posiciones del conductor.

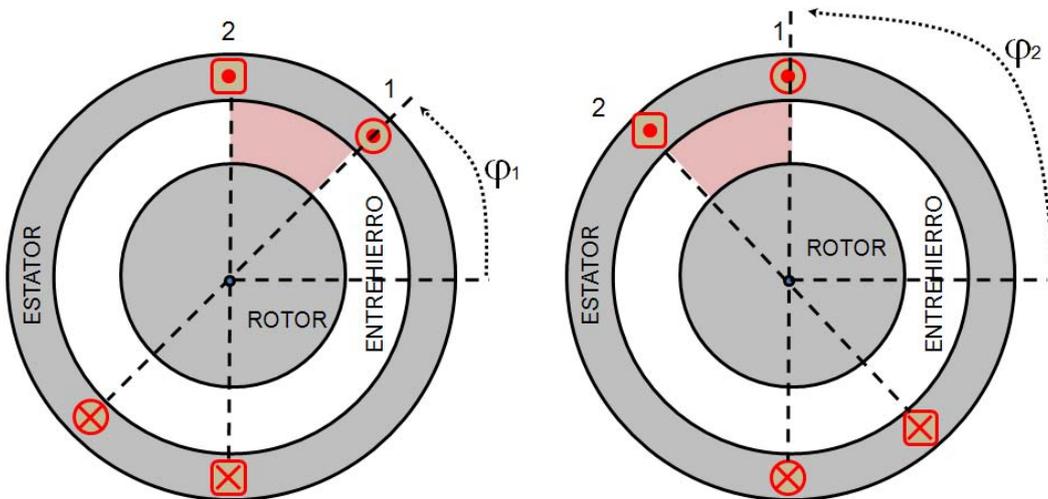


Figura 5-3. Esquema gráfico del cálculo de la inductancia (a) para una posición contigua (b) para la siguiente posición.

De esta forma el cálculo de inductancias responde a las siguientes ecuaciones, que para el caso de la inductancia mutua estator-estator es:

$$L_{e_1e_2} = L_{ee} \cdot [\varphi_{e_2} - \varphi_{e_1}] = L_{ee} \cdot \left[(j-i) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{est}} \right] \quad (5-12)$$

Dónde al final la inductancia entre dos conductores del estator en dos posiciones relativas en el espacio es proporcional a la inductancia entre 2 conductores en el estator (L_{ee}) por la diferencia de las dos posiciones relativas partido el número de conductores del estator.

Gracias a que esta submatrices es del tipo “Toeplitz” se puede simplificar dicha submatriz a forma de vector. Se recuerda que las matrices “Toeplitz” son matrices cuadradas con todas sus diagonales de izquierda a derecha paralelas.

El cálculo de la inductancia mutua rotor-rotor, se calcula de forma similar a la del estator, y responde a la siguiente ecuación:

$$L_{r1r2} = L_{rr} \cdot [\varphi_{r2} - \varphi_{r1}] = L_{rr} \cdot \left[(j-i) \cdot \frac{2 \cdot \pi}{N_{rot}} \right]$$

$$\varphi_{r1} = \varphi_r(t) - \varphi_{r1}^r$$

$$\varphi_{r2} = \varphi_r(t) - \varphi_{r2}^r$$
(5-13)

De forma análoga a la del estator, la inductancia mutua entre dos conductores del rotor es función proporcional a la inductancia rotor-rotor por la diferencia entre las dos posiciones relativas de ambos conductores.

Por último para el cálculo de la inductancia entre estator-rotor, se sigue la misma metodología empleada para las anteriores, responde a la siguiente ecuación:

$$L_{e1r1} = L_{er} \cdot [\varphi_{r1} - \varphi_{e1}]$$
(5-14)

Se podría resumir este método de cálculo de inductancias principalmente, en pasar por un conductor fijo en el espacio, entendido como si fuese una carga puntual, una corriente fija y conocida, por ejemplo de 1A para simplificar los cálculos, y calcular lo que induce en otro conductor, el cual variara su posición relativa con respecto al primer conductor fijo, observándose que la inducción es función de las posiciones relativas entre ambas.

5.1.1.2 Máquina con excentricidad estática:

Cuando la máquina eléctrica posea una excentricidad estática, significa que el eje de giro del rotor esta desplazado del eje de giro del estator, pero el eje de giro del rotor coincide con su centro de masas, produciendo que la posición mínima del entrehierro se ubique en una posición fija en el espacio.

En régimen permanente en el estator, la matriz de inductancias es constante, de forma análoga a la máquina sana, a diferencia claro está de que los valores de las inductancias son diferentes de los de la máquina sana. Desde el punto de vista del rotor, la matriz de inductancias es función del tiempo ya que depende de la posición dónde se encuentre el rotor. En función de en qué posición se encuentra el rotor, verá un entrehierro u otro, ya que este no es constante a lo largo del giro por presentar una excentricidad estática tal y como se muestra en la Figura 5-4.

Como se observa en dicha figura hay que calcular la matriz entera ya que el entrehierro varía debido a la excentricidad estática pero no importa la posición del rotor ya que es fija a lo largo del tiempo.

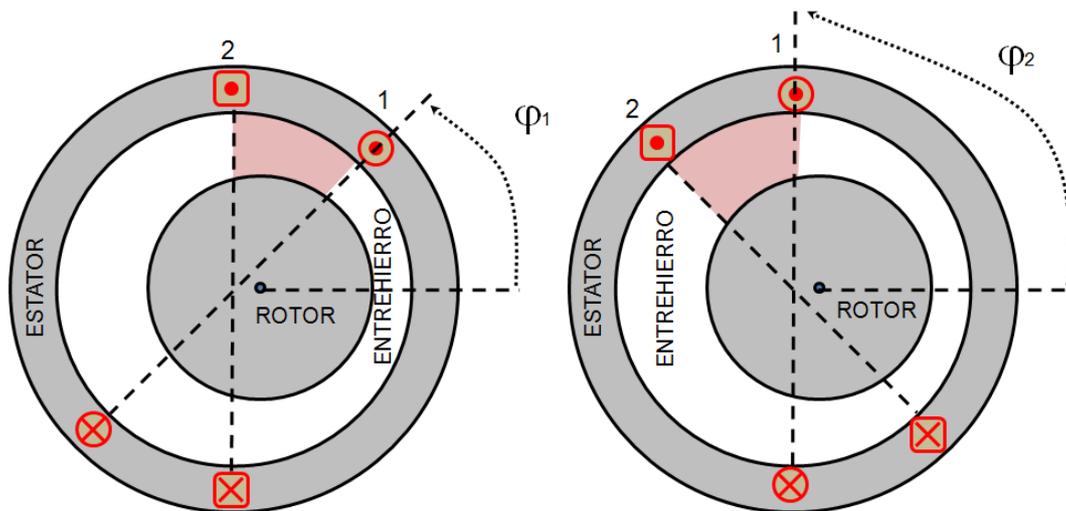


Figura 5-4. Esquema gráfico del cálculo de la inductancia para máquina con excentricidad estática.

5.1.1.3 Máquina con excentricidad dinámica:

Cuando la máquina eléctrica posea una excentricidad dinámica, significa que la distancia mínima entre rotor y estator no permanece fija en una posición, sino que va variando con el tiempo.

Por tanto, ahora la matriz de inductancias de estator y rotor dependen del tiempo. Ya que las distancias entre centros y la posición angular del rotor en cada instante de tiempo hace que varíen las matrices

En la Figura 5-5 se ha marcado la trayectoria que describiría el rotor al girar, el cálculo de la matriz de inductancias hay que realizarlo para todas las posiciones del rotor, y además calcular entera dicha matriz ya que para una posición fija del rotor el entrehierro no es uniforme.

Por tanto esta matriz es tridimensional, la cual su tercera dimensión viene marcada por la posición del rotor.

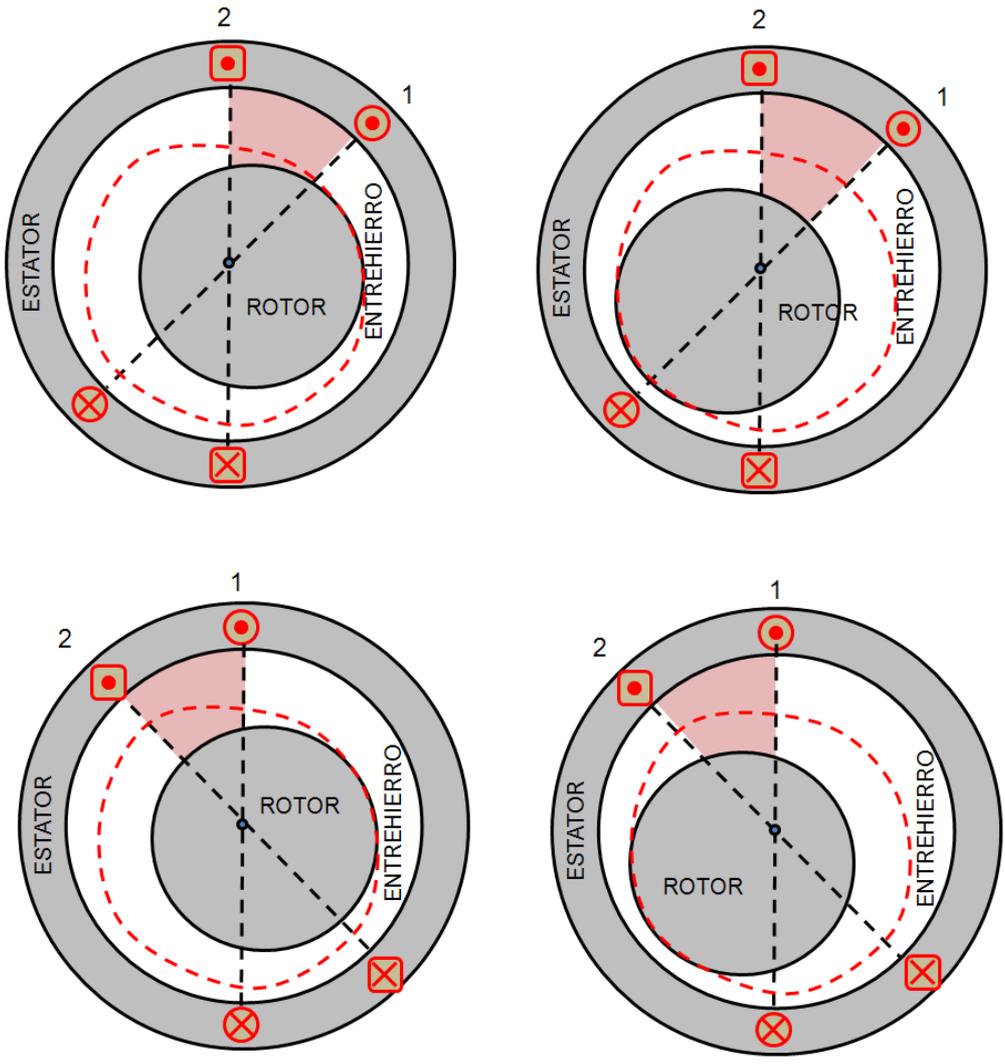


Figura 5-5. Esquema gráfico del cálculo de la inductancia para máquina con excentricidad dinámica.

5.2 Desarrollo del Modelo Analítico de la Máquina Asíncrona.

Para realizar la implementación del modelo analítico se ha utilizado el programa matemático Matlab, ampliamente divulgado en el entorno universitario e industrial. Este programa informático es una herramienta matemática que permite introducir las ecuaciones que rigen el funcionamiento del motor asíncrono de inducción y simularlo.

Este programa permite introducir los datos en notación matricial para poder operar de forma más sencilla y sobre todo más eficiente, ya que realiza cálculos matriciales, además permite resolver ecuaciones diferenciales.

El modelo creado no es más que un programa estructurado en pequeñas funciones autónomas que están gestionadas por una principal que es la encargada de organizarlo todo y realizar las diferentes llamadas cuando corresponde. La programación de las diferentes funciones se apoya en la tecnología de la programación orientada a objetos la cual aporta ventajas tales como la reusabilidad del código, la exención de errores mediante una depuración eficiente, etc. cabe decir que no se usa una programación puramente orientada a objetos si no algunas características de esta, el modelo esta implementado en una programación a medias entre la estructurada y la de objetos.

El siguiente diagrama de bloques se puede entender como un flujograma del programa que implementa el modelo analítico del motor, esté da una visión simplificada y clarificadora de cómo se construye el modelo analítico, de cómo se realizan las diferentes llamadas entre funciones.

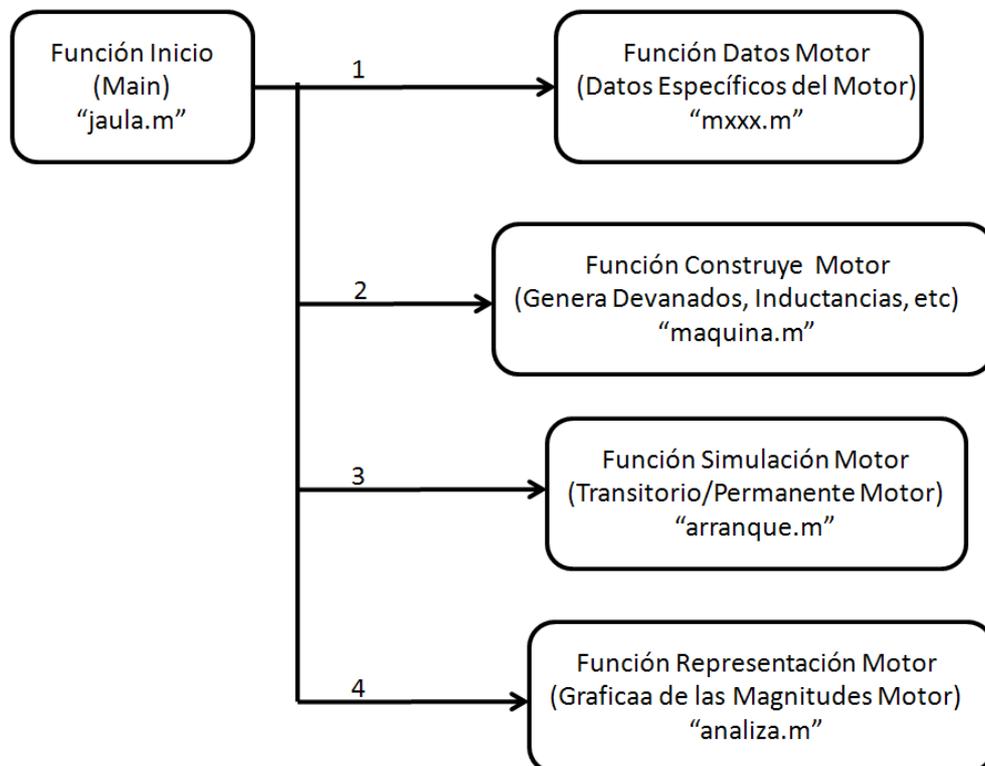


Figura 5-6. Diagrama de Bloques del Programa que Implementa el Modelo Analítico del Motor.

A continuación se hace una breve descripción de los pasos que realiza el modelo analítico, para poder realizar una simulación de una máquina eléctrica rotativa [124]:

1. Evaluación de los datos del motor que se desee simular. El modelo para que se aproxime a la realidad necesita los datos reales del motor que desea modelizar, entre estos datos se encuentran por ejemplo la conexión de los devanados, el número de fases, el número de barras, el número de ranuras, la resistencia del estator, la resistencia del rotor, las dimensiones geométricas de la máquina eléctrica rotativa, el número de conductores por ranura, el número de bobinas, el acortamiento de paso, la anchura de las ranuras, etc.

Casi todos estos datos se pueden extraer de los catálogos de los fabricantes, aunque algunos datos deben de suministrártelos el propio fabricante a la cual cosa suelen ser bastante reacios, cabría la posibilidad de la obtención de los datos necesarios mediante el despiece de la maquina, con la consecuencia que conlleva de dejarla inoperativa tras la extracción de los valores necesarios.

Los datos de la máquina eléctrica rotativa se almacenan en una estructura de datos global, de tal forma que dicha estructura contiene todos los datos constructivos de la máquina, y además como se verá en los siguientes puntos almacena todos los valores referentes a las magnitudes de la máquina (como por ejemplo intensidad, par, tensión, etc.), así como todos los resultados obtenidos correspondientes a la matriz de inductancia, flujo de corona, etc.

Esta estructura de datos es global para poder ser accedida desde las diferentes funciones, conteniendo todos los valores constructivos de la máquina, así como los valores simulados de la misma.

La Figura 5-9 pretende dar una visión de cómo está organizada la estructura de datos de la máquina eléctrica internamente. Vemos que las diferentes variables se anidan dentro del mismo nombre de variable “EDA”, que corresponde al de la estructura. Además pueden existir subestructuras internas como se observa al final en “EDA.Devanados.xxx” permitiendo una organización lógica de los datos y los valores simulados.

Estructura de Datos

EDA.Nombre
EDA.Precisión
EDA.N
EDA.Deslizamiento
...
EDA.Devanados.Conexión
 .Rotor
 .R

Figura 5-7. Organización de la Estructura de Datos

2. Construcción de la máquina eléctrica rotativa, a partir de los datos de la máquina real introducidos en el apartado anterior se construye ó genera el modelo de la misma, para ello se adjunta la Figura 5-8 dónde a modo de flujograma nos explica cómo se construye la máquina, detallando los pasos a seguir.

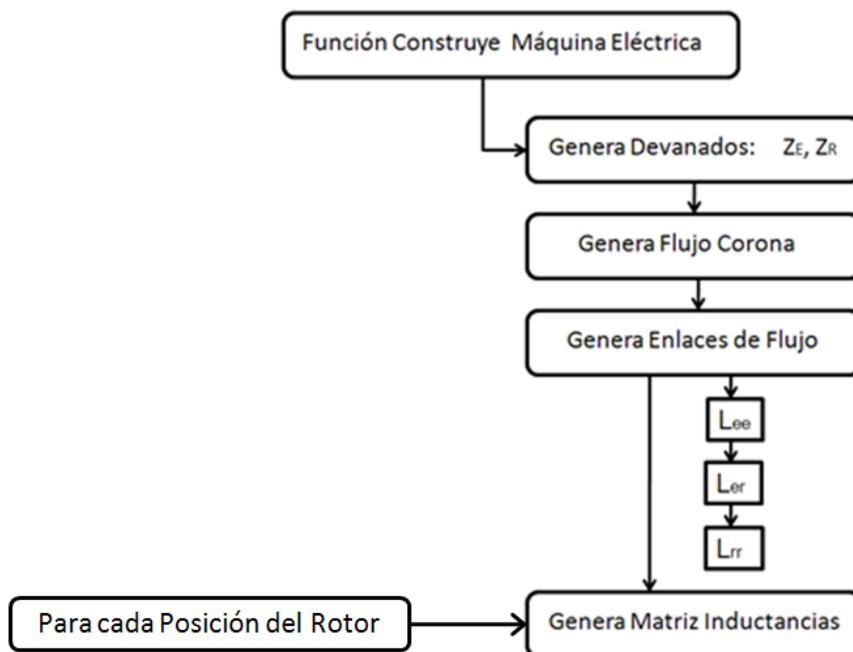


Figura 5-8. Estructura de cómo se construye la máquina eléctrica rotativa.

- 2.1. Se generan los Devanados, tanto de estator como de rotor, ajustando los distintos parámetros tales como la inclinación de ranura, la resistencia por fase, etc.
- 2.2. Se genera el Flujo de Corona de la máquina eléctrica rotativa, en función del tipo de máquina que se desee modelizar, con lo de tipo se refiere a si es máquina sana o si es máquina excéntrica. En función de cómo sea, se aplicará una u otra ecuación necesaria para la obtención

del flujo de corona. Por ejemplo, para el caso de máquina excéntrica será necesario calcular los coeficientes correspondientes para entrehierro no uniforme. El tipo de máquina se selecciona en los datos de partida como máquina sana o excéntrica.

2.3. Se generan los Enlaces de Flujo, de forma similar a como ocurría en el anterior epígrafe los enlaces de flujo dependen directamente del tipo de máquina eléctrica que se desee simular ya sea una máquina eléctrica sana o una máquina eléctrica excéntrica. En este punto se calculan las enlaces de flujo mutuos entre estator-estator y los mutuos rotor-rotor y los enlaces de flujo entre estator-rotor.

2.4. Por último, se construye la matriz de inductancias, estructurándola en 4 sub-matrices tal y como se comento anteriormente y dotándola de la profundidad que se desee, es decir de cuantas diferentes posiciones relativas entre estator y rotor se desea almacenar, la matriz nos queda tal y como se muestra en la Figura 5-9, es una matriz tridimensional.

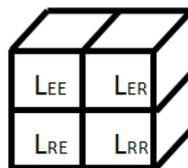


Figura 5-9. Estructura de Cómo se Construye la Máquina Eléctrica Rotativa.

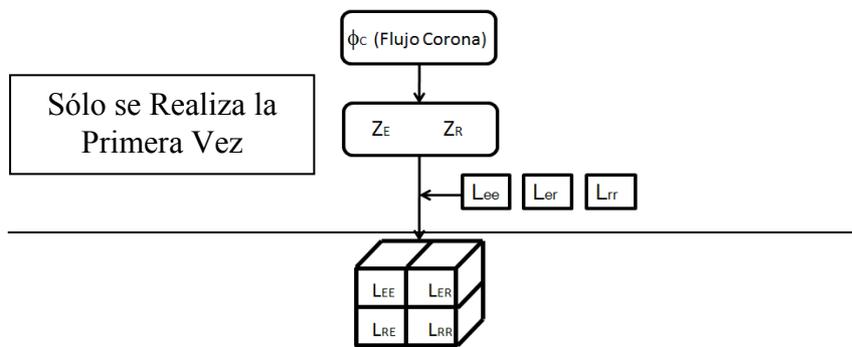
El modelo implementado permite una alta precisión pero a costa de tener que realizar más cálculos, de todas formas como esta matriz se calcula la primera vez, el coste computacional no es tan alto como si se calculase en cada paso de simulación.

3. Esta función se encarga de calcular las magnitudes necesarias de la máquina eléctrica rotativa, tales como intensidad, par, etc., mediante la iteración según los paso de simulación. Además permite simular el transitorio de arranque, el permanente de la máquina eléctrica, diferentes cargas mediante diferentes par resistente, etc. Esta función es la que verdaderamente nos reproduce el funcionamiento de la máquina eléctrica rotativa, como cabe esperar es la de mayor coste computacional, ya que entre otras cosas resuelve ecuaciones diferenciales, además depende del tiempo que se desee simular el funcionamiento de la máquina.
4. Esta función gestiona las diferentes representaciones graficas correspondientes a las principales magnitudes de la máquina eléctrica rotativa simulada a través del

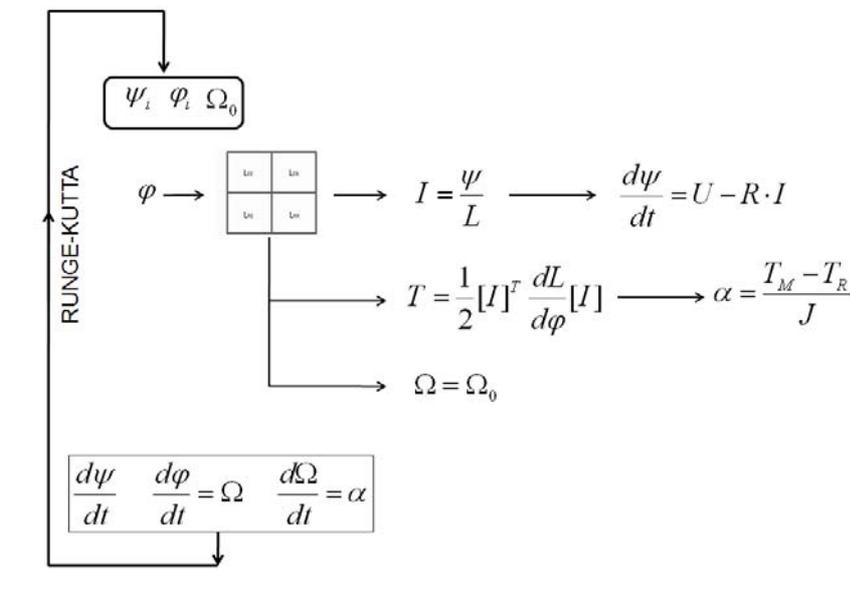
modelo. El objetivo de esta función es que mediante una sola llamada a la misma se genera gran información de forma gráfica, ya que se realizan las representaciones de las principales magnitudes que rigen el comportamiento de la máquina.

Esta breve descripción de cómo se ha implementado el modelo se puede resumir en el siguiente esquema que se muestra en la Figura 5-10, donde de una forma visual se puede comprender como está organizado el modelo y como se comporta el modelo para obtener las magnitudes de la máquina eléctrica.

Cálculo de la Máquina Eléctrica y Matriz de Inductancias



Implementación del Programa Iterativo, Cálculo Magnitudes de la Máquina



Representaciones Gráficas y Análisis de las Magnitudes Obtenidas

Figura 5-10. Esquema de funcionamiento del modelo analítico de la máquina eléctrica rotativa de inducción.

5.3 Validación del modelo.

Hasta ahora se ha explicado el funcionamiento del modelo, y se han comentado todas las ventajas que ofrece, pero hay que demostrar que el modelo es válido y reproduce la realidad. Para ello, existen principalmente dos formas de validar un modelo:

- *Validación Experimental:* esta validación se realiza comparando los resultados obtenidos frente a un ensayo con una máquina eléctrica real. Para ello se ensaya la máquina eléctrica real en el laboratorio y se toma medida de las diferentes magnitudes para luego compararlas con las magnitudes que nos dé el modelo.
- *Validación Frente a Otro Modelo:* esta validación se realiza comparando los resultados obtenidos con este modelo frente a los resultados obtenidos con un modelo ya validado, como por ejemplo uno de elementos finitos que se suministran comercialmente.

Para validar el modelo desarrollado en la presente tesis, se van a implementar tres pruebas o casos, a modo de resumen o conclusión de las diferentes pruebas efectuadas:

- Se valida el modelo frente a una máquina eléctrica sana. Para ello, se dispone de una máquina eléctrica del fabricante ABB de una potencia de 4 Kw, de la que se conocen todos sus parámetros constructivos. Así pues se ensaya de forma experimental y luego se simula para verificar que los resultados son correctos.
- Se valida el modelo frente a una máquina eléctrica con un fallo conocido, como es la rotura de barras. Para ello, se dispone de una máquina eléctrica de Siemens de 1.1 Kw a la cual se le ha practicado la rotura de una barra, véase el anexo A. Se ensaya experimentalmente y se compara con las simulaciones reproducidas por el modelo.
- Se valida de forma teórica el modelo frente a una máquina eléctrica con excentricidad simulada. Es decir, se calculan las frecuencias teóricas propias del fallo de la excentricidad y se comparan con las obtenidas de las simulaciones generadas por el modelo, de esta forma se puede obtener la precisión del mismo.

Se considera suficiente con estas tres pruebas o casos demostrativos para validar el modelo desarrollado.

5.3.1 Máquina eléctrica sana. Motor ABB

La primera validación del modelo desarrollado se realiza frente a una máquina eléctrica del fabricante ABB y de una potencia de 4 Kw. De esta máquina son conocidos todos los datos constructivos e internos necesarios para implementar el modelo matemático, estos datos son facilitados por el fabricante bajo una cláusula de confidencialidad. Primero se realiza el ensayo experimental y se compara con la simulación.

El modelo de la máquina eléctrica es el M2AA112M-4 y su placa de características es la siguiente, véase también el anexo A:

PLACA CARACTERÍSTICA MOTOR (50 Hz)		
	Estrella	Triángulo
Tensión (V)	380-420	220-240
Intensidad (A)	8.4	14.5
Velocidad (rpm)	1425	
Potencia (Kw)	4	
Cos ϕ	0.85	

5.3.1.1 Resultados Experimentales.

Se realiza un ensayo en vacío del motor a tensión nominal conectado en estrella y a través de un osciloscopio digital se registran las magnitudes consumidas de intensidad y tensión, para su posterior análisis.

Estos datos son almacenados de forma digital y son tratados con la herramienta matemática Matlab, desde dónde se realizan las diferentes representaciones gráficas que se muestran a continuación.

En la Figura 5-11 se representan 100 milisegundos de la tensión consumida por una de las tres fases de la máquina eléctrica rotativa configurada en estrella, esta ha sido capturada a través de un osciloscopio digital que almacena la onda.

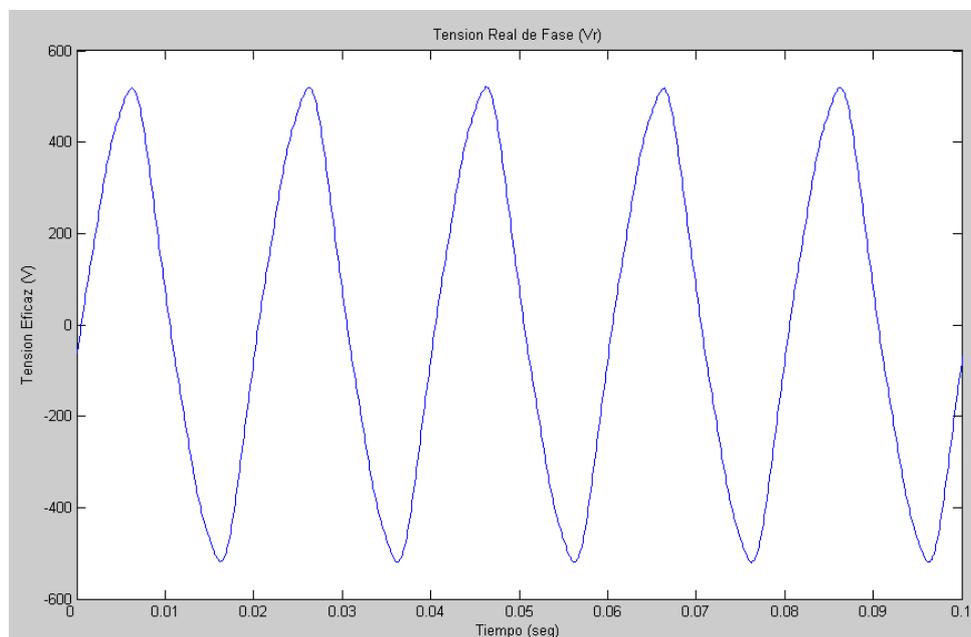


Figura 5-11. Representación de la Tensión de una Fase en el tiempo.

En la Figura 5-12 se representan 100 milisegundos de la intensidad consumida de línea de una de las tres fases de la máquina eléctrica rotativa configurada en estrella. Ambas señales, la anterior y esta, están capturadas simultáneamente por eso que se observe el desfase entre la tensión y la corriente.

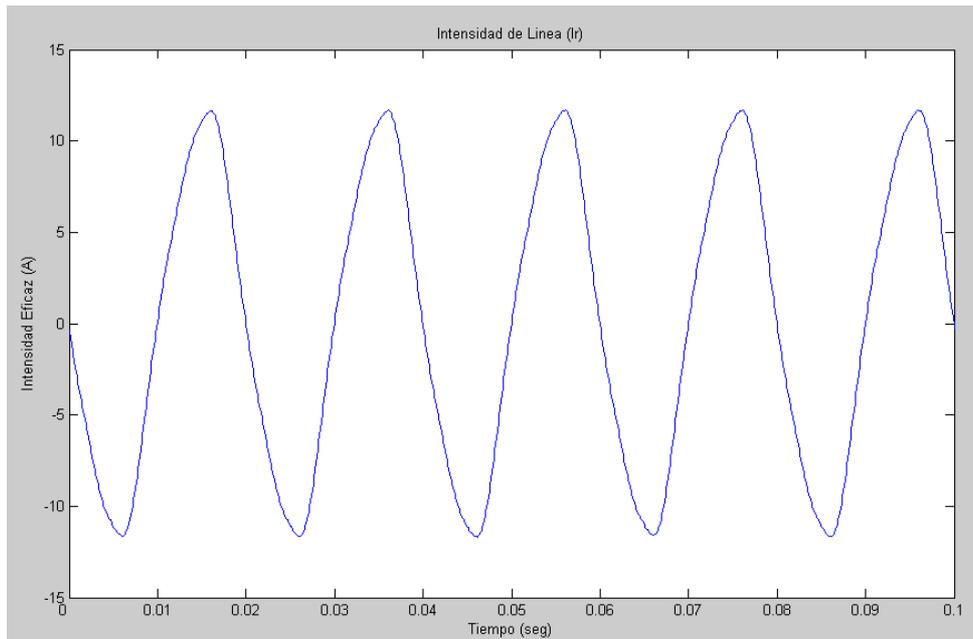


Figura 5-12. Representación de la Intensidad de Línea en el tiempo.

Estas magnitudes son capturadas cada instante de muestreo y almacenadas para su posterior tratamiento. Ahora transformaremos estas señales temporales en su representación en frecuencia, mediante la ayuda de las funciones que viene predefinidas en el programa matemático Matlab que se está utilizando en el desarrollo de esta Tesis. Para ello se hace uso de la Transforma Rápida de Fourier que nos realiza una transformación de la señal temporal a su equivalente en frecuencia.

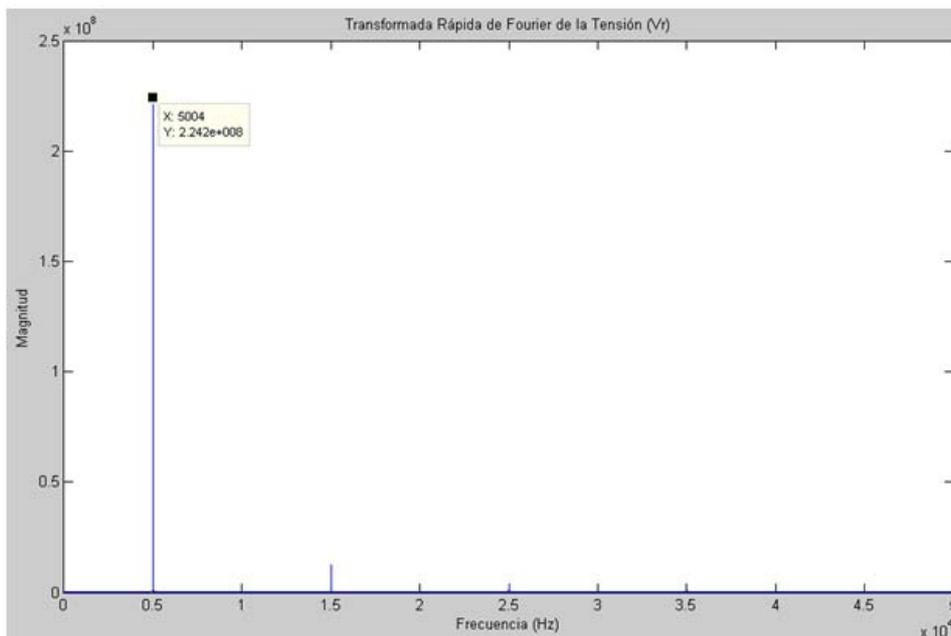


Figura 5-13. Representación en Frecuencia de la Tensión de la Intensidad de Línea en el tiempo.

En la Figura 5-13 se representa el espectro en frecuencia de la tensión de fase, como la captura de datos ha sido de 100 segundos se obtiene una resolución de centésima de hertzios. Esta señal no tiene mucho valor ya que para el diagnostico y detección de fallos no se usa pero sirve para verificar el correcto funcionamiento del modelo. Cabe

reseñar como no podía ser de otra forma la existencia de un pico a 50 Hz correspondiente a la frecuencia de la tensión de alimentación.

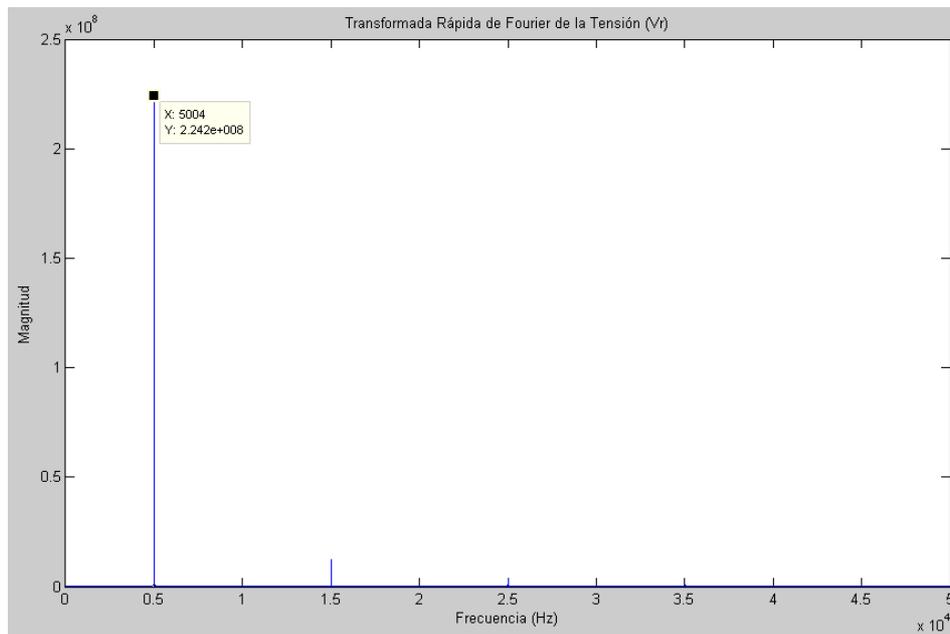


Figura 5-14. Representación en Frecuencia de la Tensión de Fase.

En la Figura 5-15 se representa el espectro en frecuencia de la intensidad de línea, como la máquina eléctrica no posee ningún fallo sólo es reseñable el pico que aparece a 50 Hz, tal y como cabía esperar.

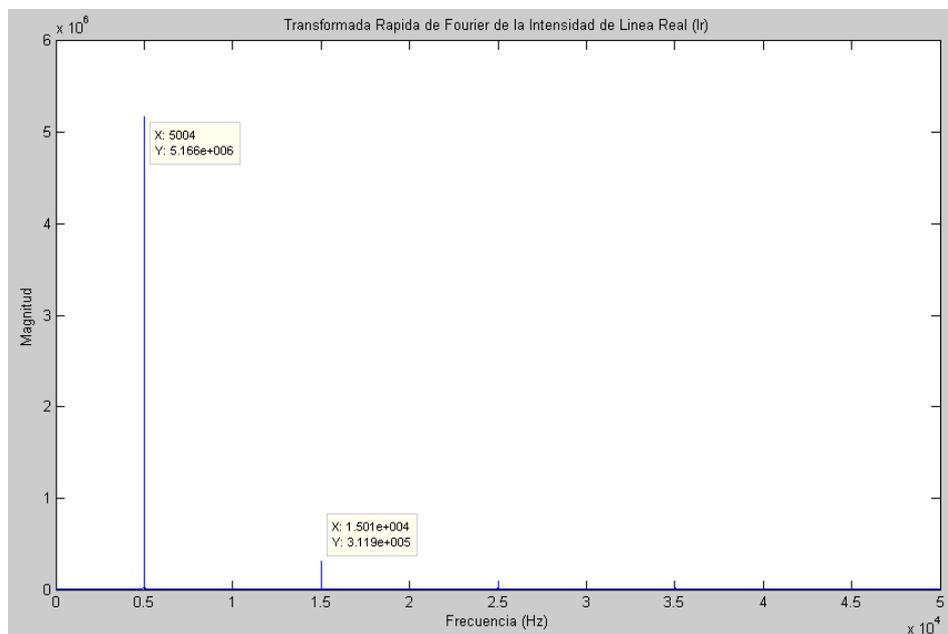


Figura 5-15. Representación en Frecuencia de la Intensidad de Línea.

5.3.1.2 Resultados Simulados con el modelo.

Se introducen los datos de la máquina eléctrica ABB de 4 Kw, en el modelo y se efectúa una simulación en régimen permanente y sin carga del motor, la simulación se hace de duración de 100 segundos para que coincida con el ensayo experimental anterior.

Tras la simulación se representan gráficamente los resultados, aunque observando los máximos y mínimos de las señales nos hace prever que el modelo se aproxima bastante a la realidad, ya que se aproximan mucho dichos valores son prácticamente iguales los reales que los simulados.

En la Figura 5-16 se representan 100 milisegundos de la tensión que alimenta a una de las tres fases de la máquina eléctrica rotativa configurada en el modelo en estrella. Como tal esta onda posee unas características de una onda cosenoidal pura.

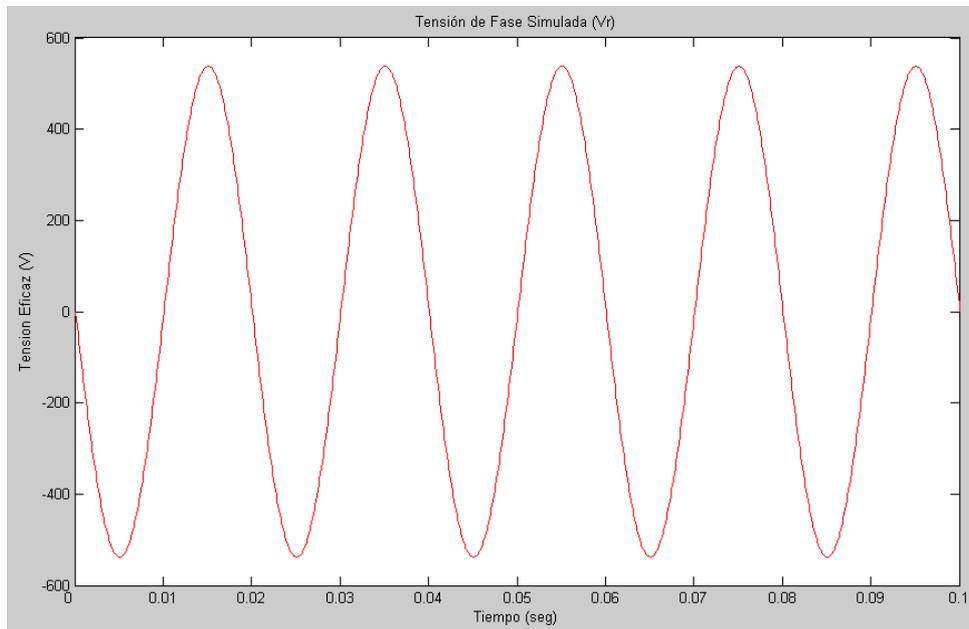


Figura 5-16. Representación de la Tensión de una Fase Simulada en el Tiempo.

En la Figura 5-17 se representa la corriente que consume la máquina eléctrica rotativa en un periodo de tiempo de 100 milisegundos. Se ha optado por representar las ondas pertenecientes al modelo o simuladas en color rojo, mientras que las correspondientes a ensayos experimentales en color azul.

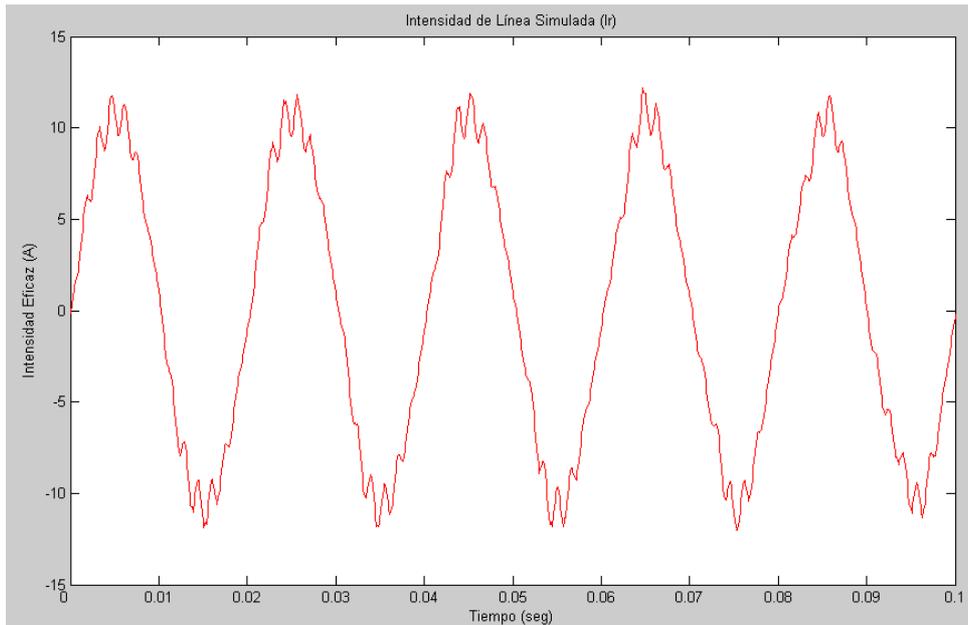


Figura 5-17. Representación de la Intensidad de Línea Simulada en el Tiempo.

En la Figura 5-18 se representa el espectro en frecuencia de la tensión de fase, como la simulación de datos ha sido de 100 segundos, de la misma duración que fue la captura de datos en el ensayo experimental, se obtendrá una resolución de centésima de hertzios.

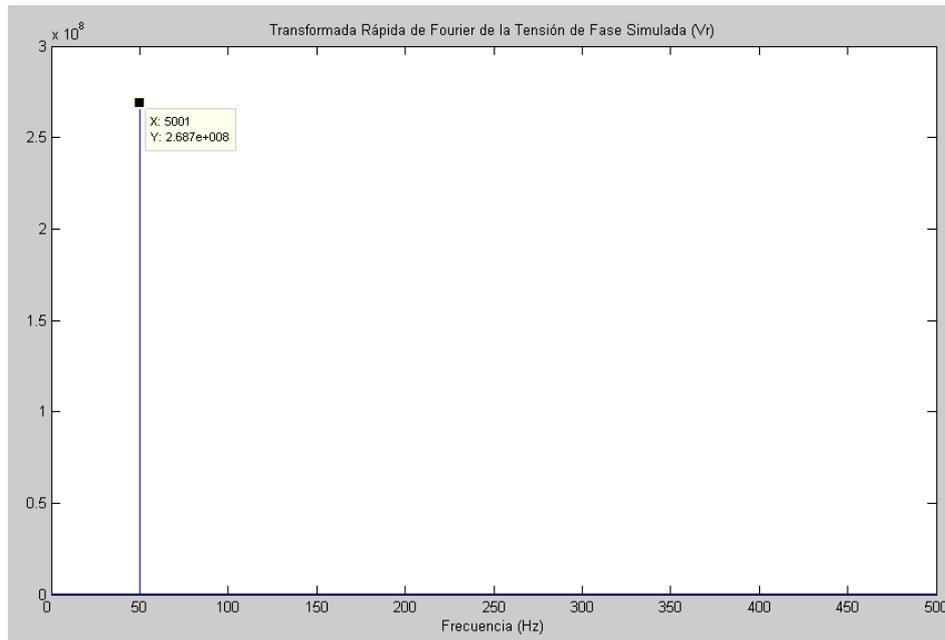


Figura 5-18. Representación en Frecuencia de la Tensión de Fase Simulada.

En la Figura 5-19 se representa el espectro en frecuencia de la intensidad de línea simulada, en la cual aparece únicamente el pico característico a 50 Hz.

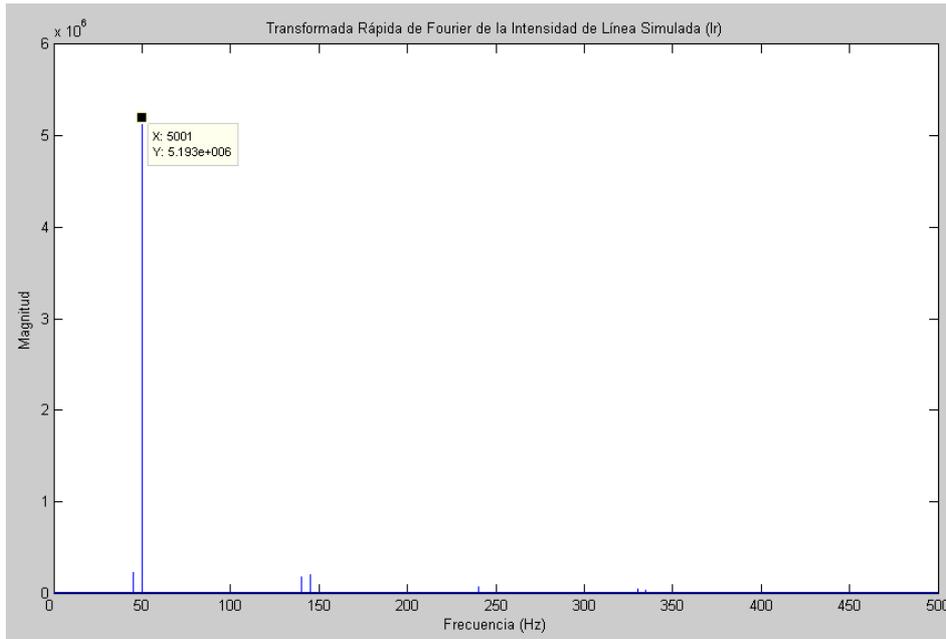


Figura 5-19. Representación en Frecuencia de la Intensidad de Línea Simulada.

Tras la simulación del mismo ensayo experimental, tanto en el dominio del tiempo como en el dominio de la frecuencia los resultados de la simulación coinciden con los experimentales, a nivel de amplitud y de frecuencias características.

5.3.2 Máquina eléctrica con rotura de barra.

Este segundo paso para la validación del modelo desarrollado se efectúa frente a una máquina eléctrica con un fallo conocido como es la rotura de barras. Para ello, se utiliza la máquina eléctrica Siemens con una barra rota, véase anexo A, efectuándose ensayos experimentales a diferentes deslizamientos. Después se comparan con las simulaciones aportadas por el modelo para esos mismos deslizamientos.

Además también se verifican las frecuencias teóricas del fallo de la rotura de barras, que se han calculado en la Tabla 5-1, para diferentes deslizamientos.

$f_B = f_1 \cdot (1 \pm 2 \cdot k \cdot s) $				
k=1	s=0.0066	(1490r.p.m.)	f=50.67 Hz	f=49.33 Hz
k=1	s=0.02	(1470r.p.m.)	f=52 Hz	f=48 Hz
k=1	s=0.033	(1450r.p.m.)	f= 53.3 Hz	f=46.7 Hz
k=1	s=0.046	(1430r.p.m.)	f=54.61 Hz	f=45.41 Hz
k=1	s=0.06	(1410r.p.m.)	f=56.01 Hz	f=44.01 Hz

Tabla 5-1. Tabla con frecuencias teóricas de una barra rota para diferentes deslizamientos.

Para los ensayos con la máquina eléctrica real de una barra rota se realiza un montaje similar al que se mostró en la Figura 3-48, dónde la carga se alimentaba a través de un

convertidor de frecuencia, el cual se encargaba de mantener la velocidad del proceso constante a través de un regulador PID realimentado por un encoder.

5.3.2.1 Ensayo en régimen permanente a 1490 r.p.m.

El primer ensayo se realiza en régimen permanente a 1490 revoluciones por minuto, lo que es equivalente a un deslizamiento próximo al 0.67%, casi cero. Como el deslizamiento es ínfimo, la rotura de barra se aprecia menos debido al efecto de dispersión estudiado en la presente tesis. Para ello, se ha tenido precaución a la hora de efectuar la medida de la corriente.

En la Figura 5-20-a se representa el espectro en frecuencia de la corriente consumida por una fase del motor de inducción. Resulta llamativo al observarla que aparecen 3 picos significativos, el central correspondiente a la frecuencia de alimentación de la red, y los dos laterales a 25.19 Hz y 74.90 Hz correspondientes a la propia excentricidad constructiva de la máquina. En esta imagen no se aprecia correctamente la frecuencia característica de la rotura de la barra, es por ello que se realiza una ampliación de la zona próxima a los 50 Hz la cual se representa en la Figura 5-21. Observándose un pico a la frecuencia de 49.39 Hz, pero menos significativo. Se sabe que la detección de la rotura de barras a bajos deslizamientos resulta más complejo.

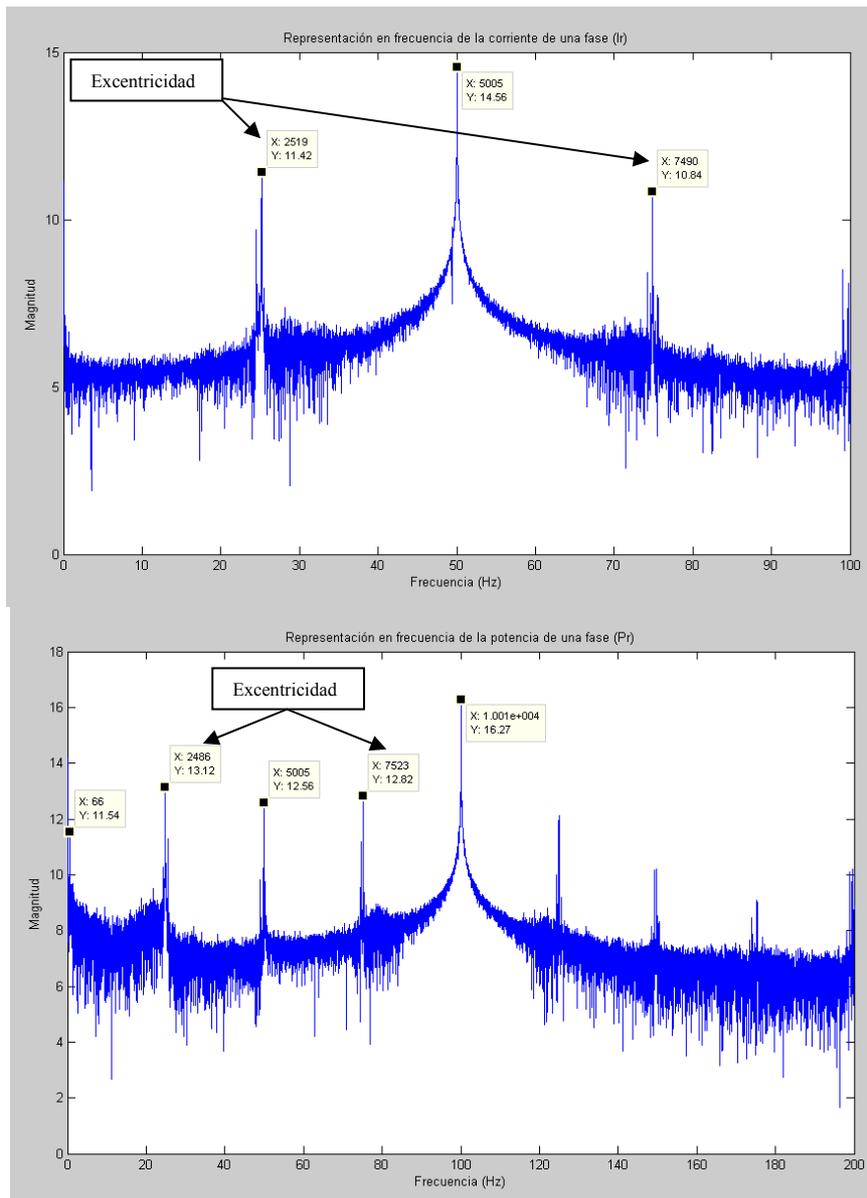


Figura 5-20.- Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1490 r.p.m.

Como existen muchas posibilidades de la aparición del efecto de dispersión, aunque para estos ensayos se han tenido en cuenta las recomendaciones y soluciones que se aportan en esta tesis, se calcula la potencia consumida por una fase. En la potencia la frecuencia característica es de 100 Hz, véase la Figura 5-20, ya no de 50 Hz por tanto el efecto de dispersión disminuye bastante en la zona de los 50 Hz que nos interesa estudiar.

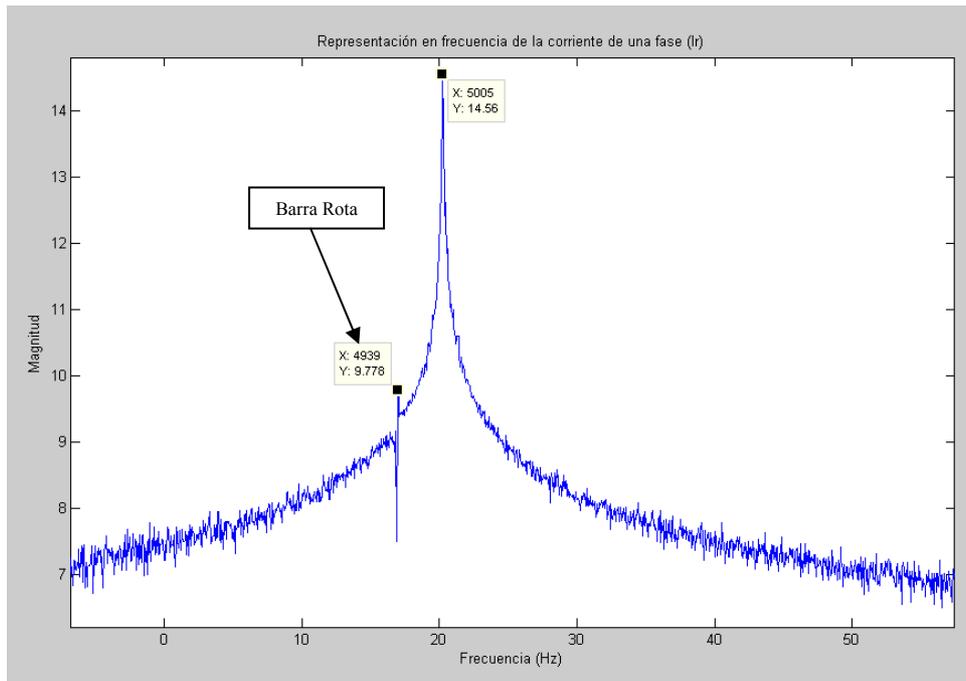


Figura 5-21. Ampliación de la representación en frecuencia de la intensidad de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real.

El siguiente paso es simular mediante el modelo una máquina con una barra rota cuyo régimen permanente sea de 1490 r.p.m.

Una vez simulada y como es una máquina ideal, no deben de aparecer los picos correspondientes a la excentricidad que sí poseía la máquina real.

En la Figura 5-22-a se representa el espectro de frecuencias de la corriente consumida, en la cual se puede observar el pico de la frecuencia característica de la red, y uno menos prominente correspondiente a la barra rota. En el modelo dicho pico se visualiza un poco mejor que en la máquina real, esto debe ser debido a que es menor el efecto de dispersión en la máquina simulada.

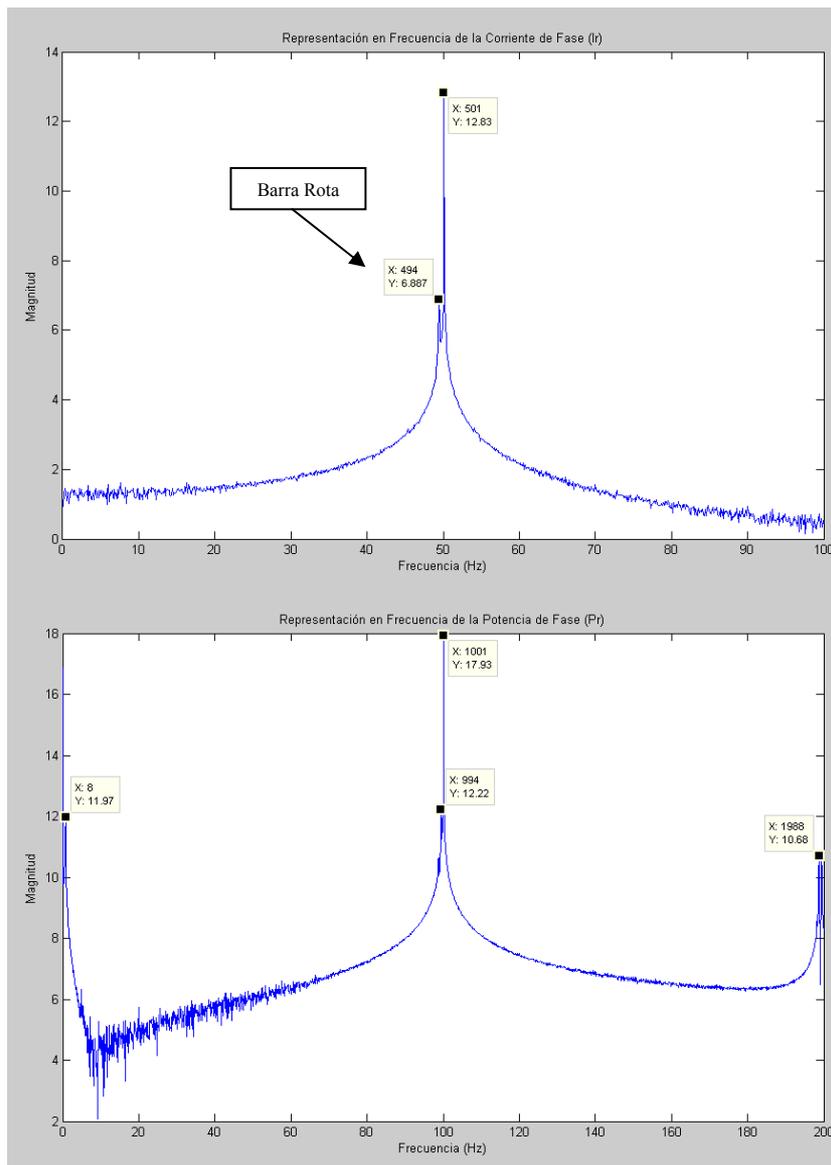


Figura 5-22. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1490 r.p.m.

En la Figura 5-22-b se representa el espectro de frecuencia de la potencia consumida por una fase de la máquina. Los espectros simulados quedan muchos más claros que los reales ya que son máquinas ideales.

5.3.2.2 Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1470 r.p.m.

El segundo ensayo se realiza en régimen permanente a 1470 r.p.m., lo que supone un deslizamiento del 2%.

Como se observa el espectro de la corriente de una fase de alimentación de la máquina eléctrica real con una barra rota en la Figura 5-23-a, en este destacan 4 frecuencias sobre las demás. La correspondiente a la alimentación de la red, las dos debidas a la excentricidad constructiva de la propia máquina y la relativa a la barra rota muy

próxima a la de la red, con este deslizamiento ya es visible y detectable sin necesidad de realizar ninguna ampliación del espectro.

Cabe reseñar la aparición de un pico de frecuencia baja, en torno a los 2 Hz perteneciente a la barra rota y que cumple la frecuencia característica de la ecuación anterior para una $k=24$.

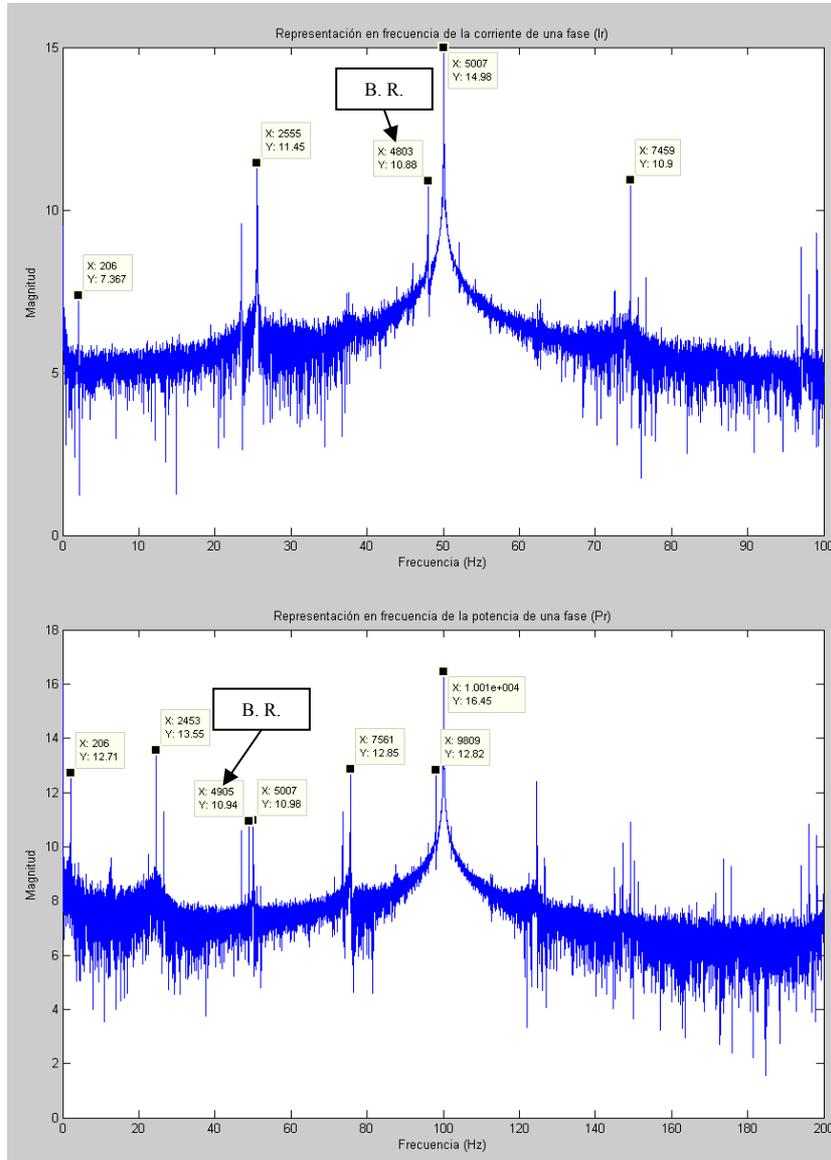


Figura 5-23. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1470 r.p.m.

En la Figura 5-23-b dónde se representa el espectro en frecuencia de la potencia de una fase se observan mejor las frecuencias características de la barra rota, ya que ahora la frecuencia característica de la alimentación desaparece de los 50 Hz y se identifica a 100 Hz, por tanto la zona de los 50 Hz posee menos el efecto de dispersión y se observa la frecuencia característica de la barra rota.

Además aparecen las frecuencias correspondientes a la barra rota de 2.06 Hz y 98.09Hz.

Frente a la máquina real con una barra rota, está la máquina eléctrica simulada que como se observa en la Figura 5-24 responde de forma suficientemente aproximada a la

realidad. Con la salvedad de que no aparecen las frecuencias correspondientes a la excentricidad.

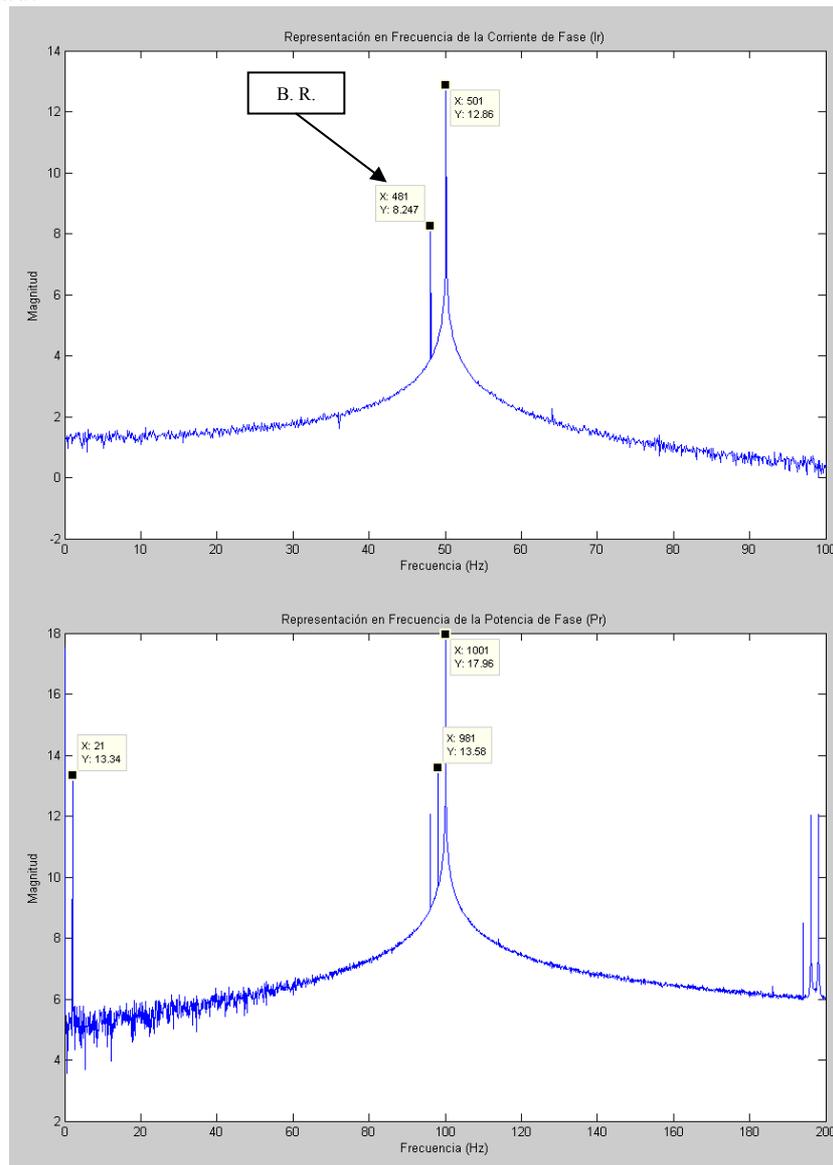


Figura 5-24. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1470 r.p.m.

Por ahora mediante estos dos ensayos, a bajo deslizamiento, el modelo ha respondido de forma correcta.

5.3.2.3 Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1450 r.p.m.

El tercer ensayo se realiza en régimen permanente a 1450 r.p.m., lo que supone un deslizamiento del 3.33%.

La máquina con una barra rota posee un comportamiento real a este régimen de trabajo que se observa en la Figura 5-25. En la cual se representan los espectros correspondientes a la corriente y a la potencia de una fase de la máquina.

Cabe destacar que en el espectro de la corriente comienza a aparecer también la frecuencia característica de la rotura de barras inmediatamente superior a la frecuencia de alimentación.

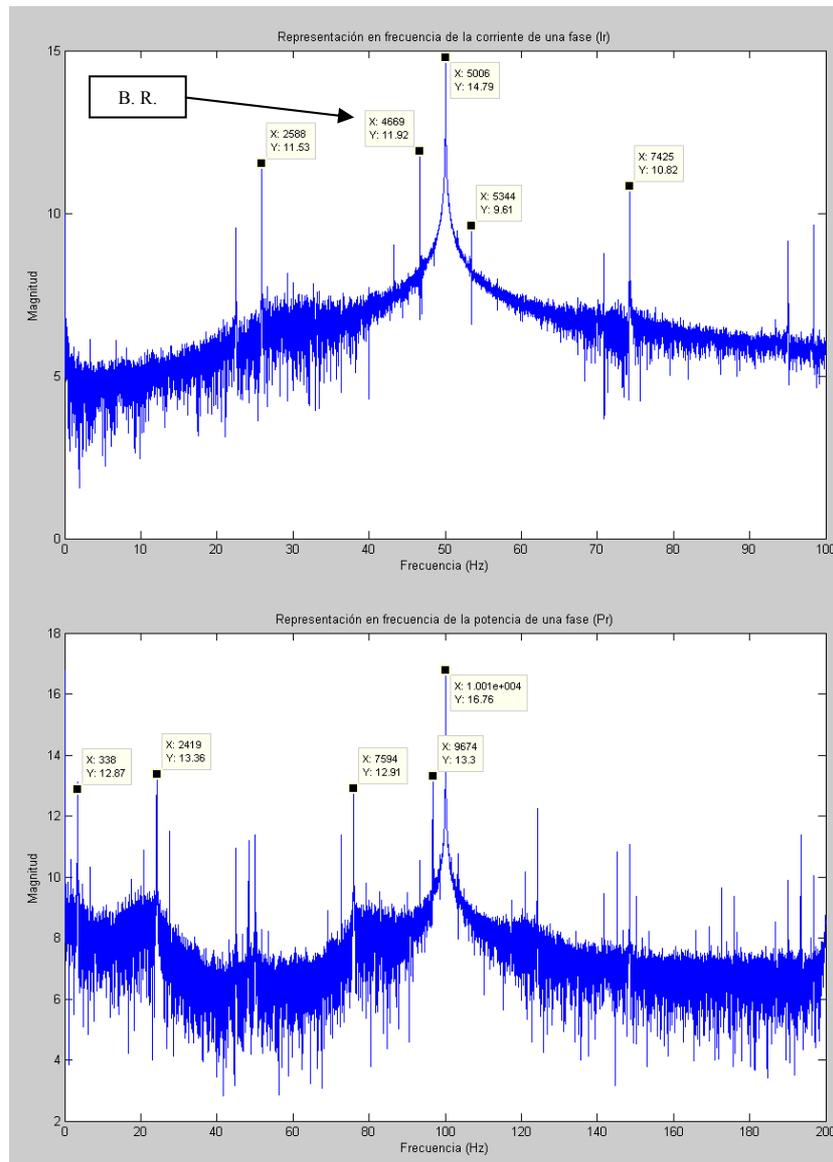


Figura 5-25. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1450 r.p.m.

El modelo representa fielmente la realidad, detectando las frecuencias características de la barra rota, pero sin aparecer otras como la excentricidad que si posee la máquina real.

El uso del modelo permite aislar el tipo de fallo y poder realizar el estudio de forma detallada de dicho fallo, mientras que en las máquinas reales esto no siempre es posible. Esta es una de las principales ventajas que aporta el modelo.

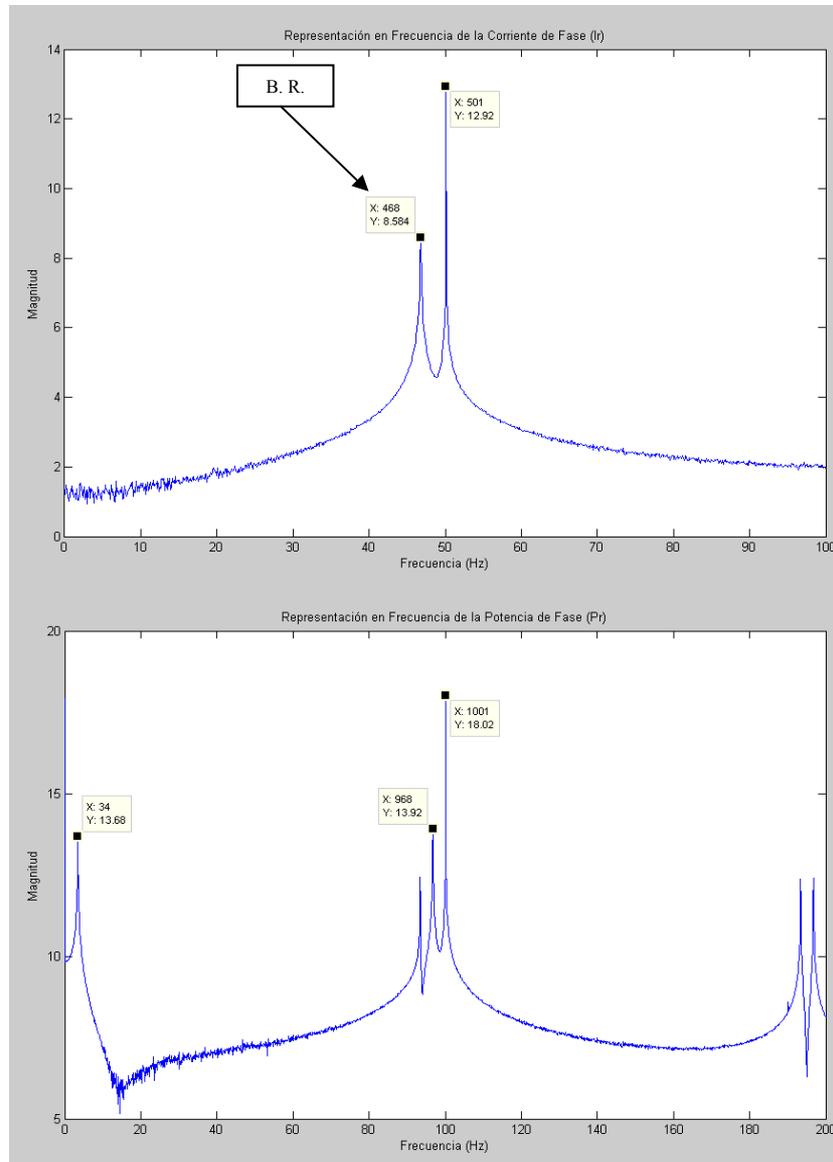


Figura 5-26. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1450 r.p.m.

5.3.2.4 Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1430 r.p.m.

El cuarto ensayo se realiza en régimen permanente a 1430 r.p.m., lo que supone un deslizamiento del 4.67% aproximadamente.

La máquina real con una barra rota posee un comportamiento que se representa en la Figura 5-27 en frecuencia para la corriente y la potencia de una fase. Como sucedió en el ensayo anterior surge la frecuencia característica de la barra rota por encima de la frecuencia de alimentación.

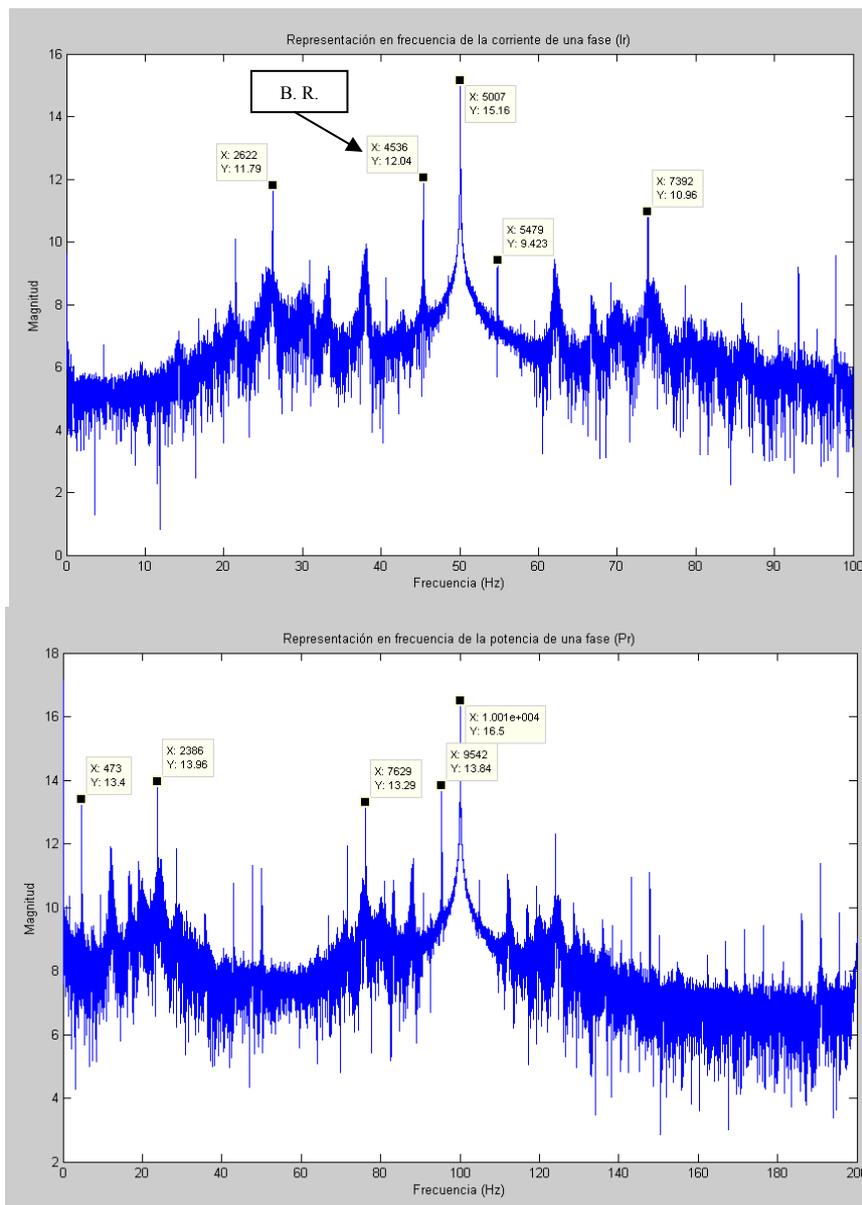


Figura 5-27. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1430 r.p.m.

El modelo representa la barra rota de forma teórica y además muy análoga a la realidad tal y como se aprecia en la Figura 5-28. De hecho surge la frecuencia característica de la barra rota superior a la frecuencia de alimentación.

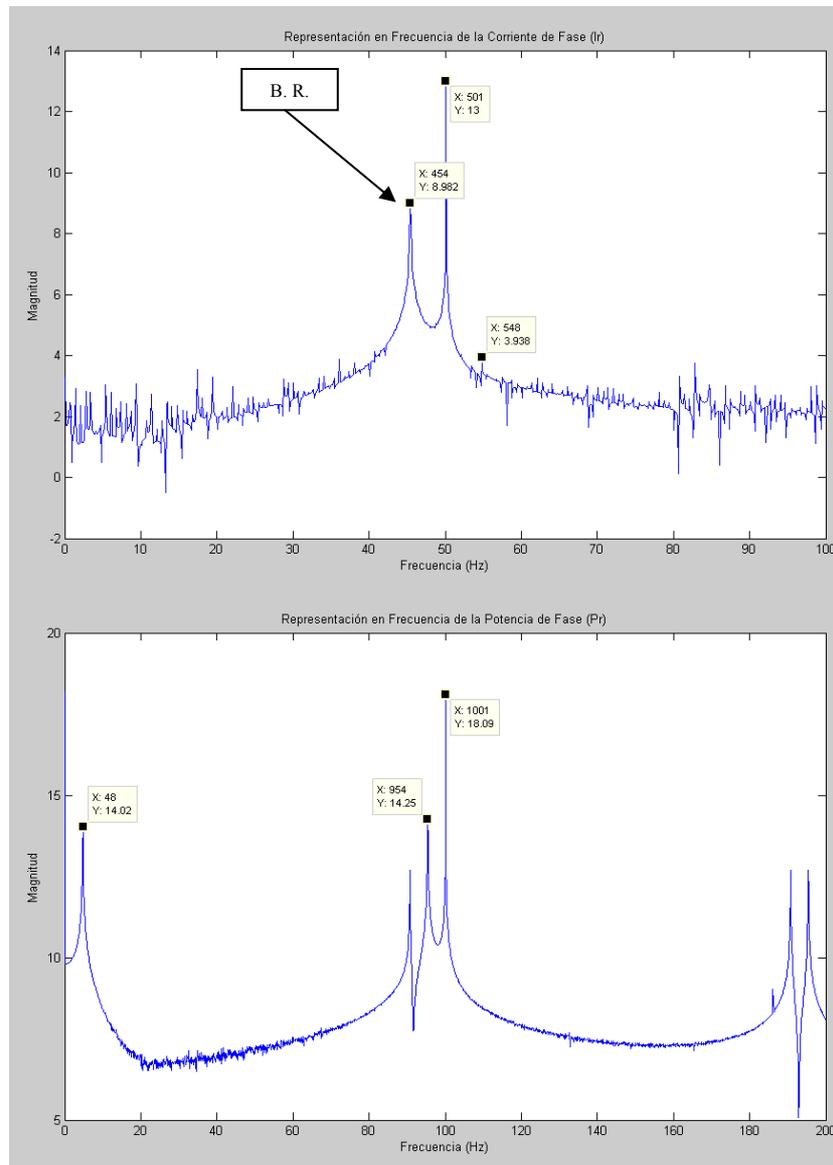


Figura 5-28. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1430 r.p.m.

El análisis se realiza en régimen permanente, aunque se podría haber descrito en régimen transitorio, ante el cual el modelo funciona de forma tan correcta como se está demostrando. El realizar las pruebas en régimen permanente es para tener una concordancia en todos los ensayos y validaciones.

5.3.2.5 Máquina eléctrica de inducción con una barra rota en régimen permanente a 1410 r.p.m.

El quinto y último ensayo de la máquina con una barra rota se realiza en régimen permanente a 1410 r.p.m., lo que supone un deslizamiento del 6%.

En la Figura 5-29 se representan los espectros de la corriente y la potencia de una fase de la máquina real con una barra rota. En la corriente son apreciables los puntos característicos de la excentricidad (26.55 Hz y 73.56 Hz), de la barra rota (44.05 Hz y 56.04 Hz) y de la alimentación (50.05 Hz).

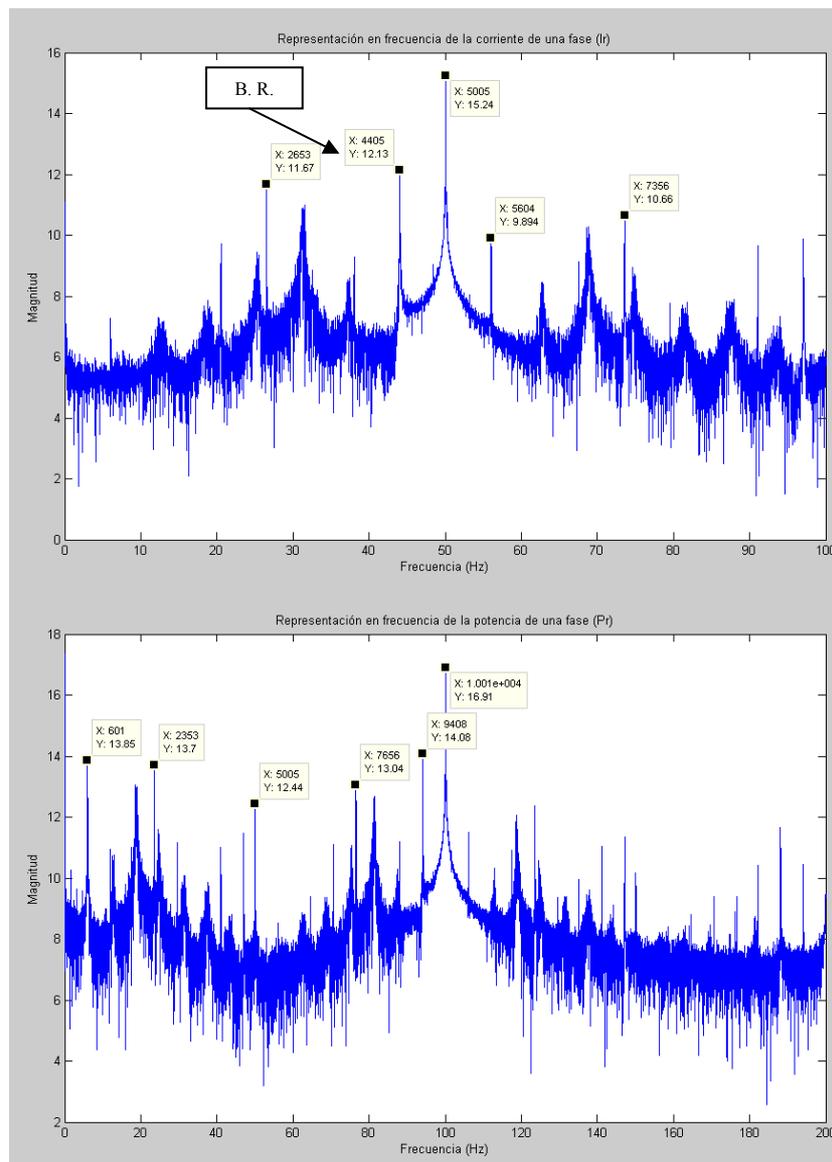


Figura 5-29. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota real a 1410 r.p.m.

El modelo presenta unas imágenes mucho más nítidas ya que aísla sólo el efecto de la barra rota tal cual se representa en la Figura 5-30.

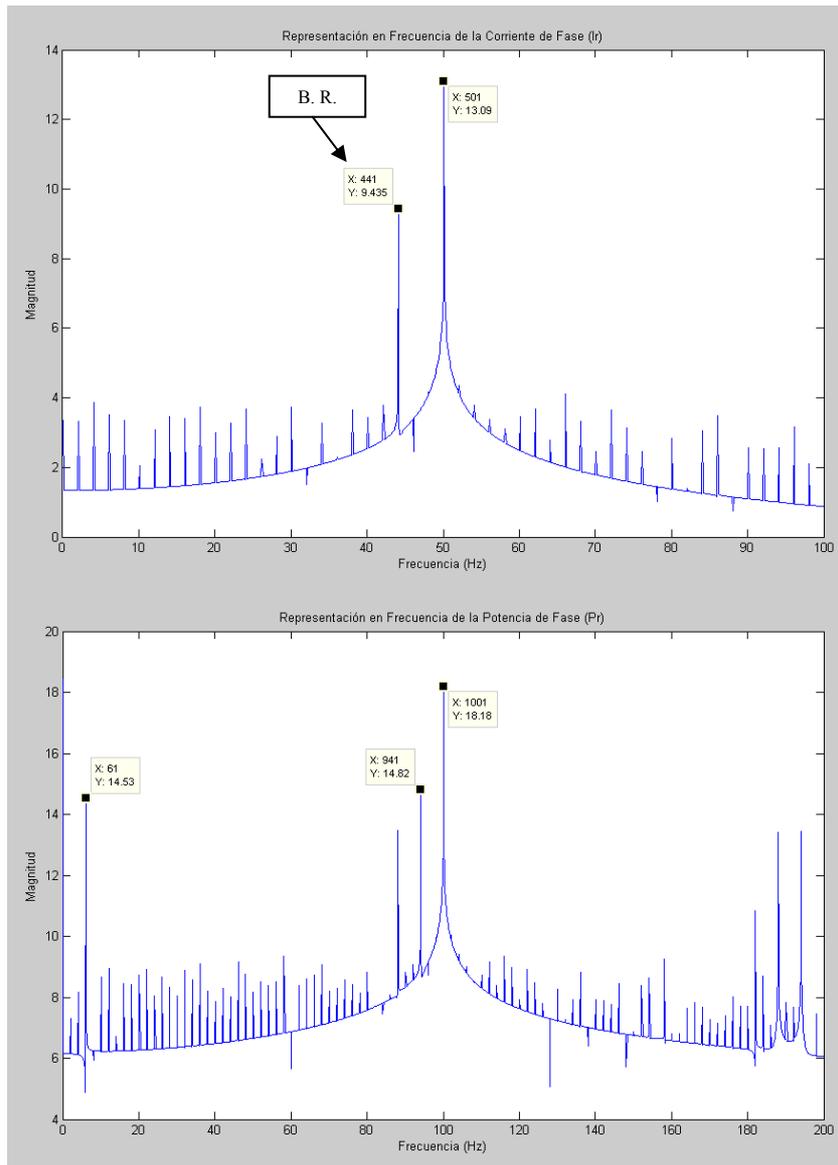


Figura 5-30. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota simulada a 1410 r.p.m.

Por último, y adelantándose al siguiente punto de validación del modelo, se le ha incluido al modelo una pequeña excentricidad de tipo mixta análoga a la que posee la máquina real.

Observándose en la Figura 5-31 como esta se asemeja mucho más a la Figura 5-29. Por tanto, parece intuir que el modelo responde con fiabilidad y precisión a la realidad.

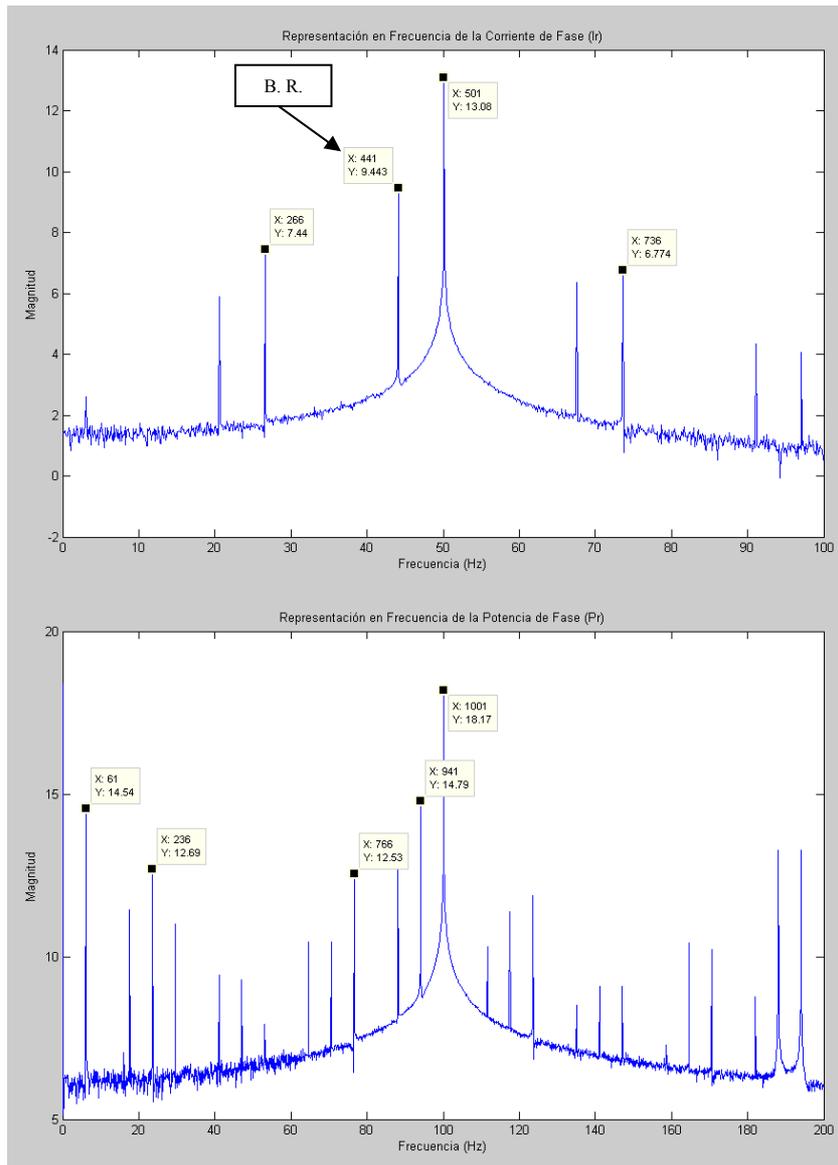


Figura 5-31. Representación en frecuencia (a) de la corriente (b) de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con una barra rota y excentricidad mixta simulada a 1410 r.p.m.

5.3.3 Máquina eléctrica con excentricidad.

Para finalizar con la validación del modelo desarrollado, se verifica que reproduce el fallo de la excentricidad de forma teórica. Es decir se comparan los resultados teóricos con las simulaciones efectuadas por el modelo. Para ello, se realizan tres simulaciones de diferentes casos: máquina sana, maquina con excentricidad estática, y maquina con excentricidad mixta, verificándose en los tres casos que las frecuencias extraídas de las simulaciones generadas por el modelo coinciden con las frecuencias teóricas. Además de verificar estas frecuencias teóricas, se analiza la potencia consumida por la máquina y las corrientes de la transformada de Park, verificando el correcto funcionamiento del modelo matemático.

5.3.3.1 Simulación de una máquina eléctrica de inducción sana en régimen permanente a 1455 r.p.m.

La primera máquina eléctrica de inducción simulada es la sana, a la cual no se le aplica ningún tipo de excentricidad. En el modelo implementado existe un parámetro que es un vector de tres variables las cuales nos determinan el tipo de excentricidad. Las dos primeras variables hacen referencia a la excentricidad estática y la tercera a la dinámica, evidentemente la combinación de ambas dará lugar a la excentricidad mixta.

La máquina eléctrica de inducción simulada, posee en el estator 36 ranuras con 72 conductores cada ranura con acortamiento de paso y en el rotor 28 barras. En la Figura 5-32 se representan las tensiones y las corrientes de alimentación de la máquina eléctrica de inducción.

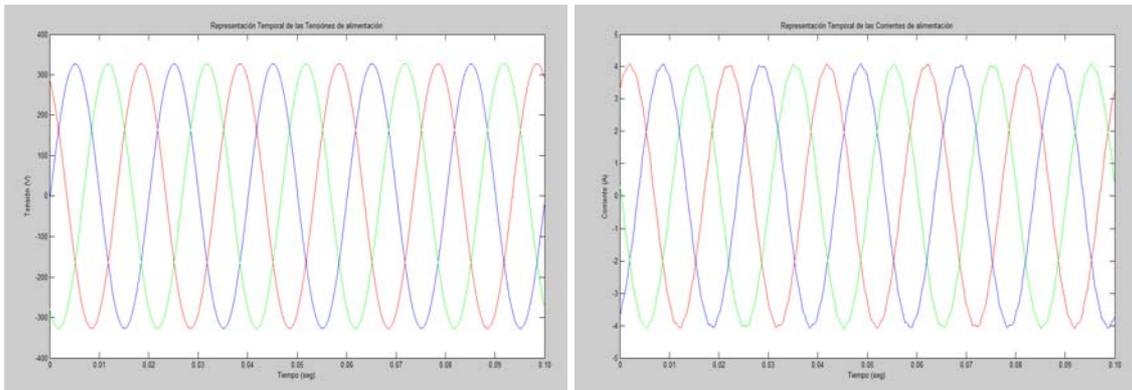


Figura 5-32. Representación (a) de las tensiones (b) de las corrientes de fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.

En la Figura 5-33 se representa la corriente de una fase en el dominio del tiempo y en el dominio de la frecuencia. En el dominio de la frecuencia se representa desde los 0 Hz hasta los 100 Hz, como es evidente no debe aparecer otra frecuencia que no sea la de los 50 Hz correspondiente a la frecuencia de la red de alimentación ya que se trata de una máquina sana ideal.

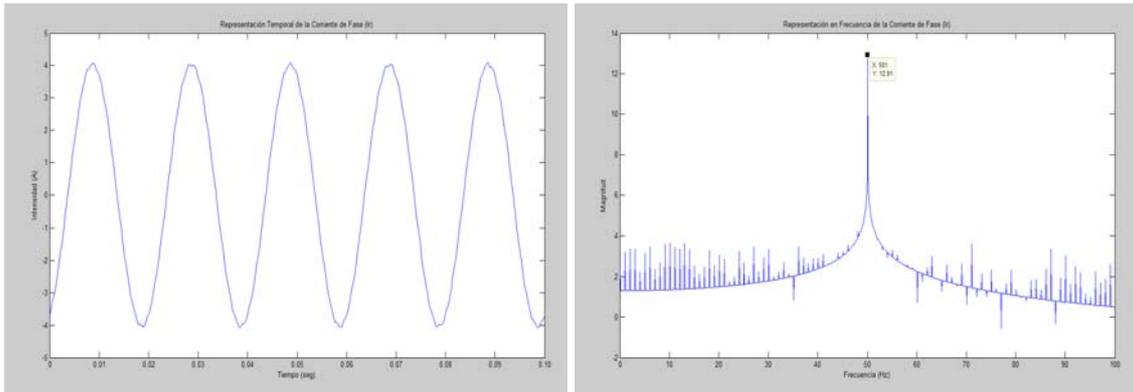


Figura 5-33. Representación (a) temporal (b) en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.

A estos ensayos se les podría aplicar otras técnicas tales como la transformada de Park, la potencia total, etc., vistas en el apartado 3.6.

A continuación se representa la potencia consumida por una fase de la máquina eléctrica de inducción en la Figura 5-34. En el dominio de la frecuencia se observan sólo las frecuencias propias de la red de alimentación y múltiplos de esta.

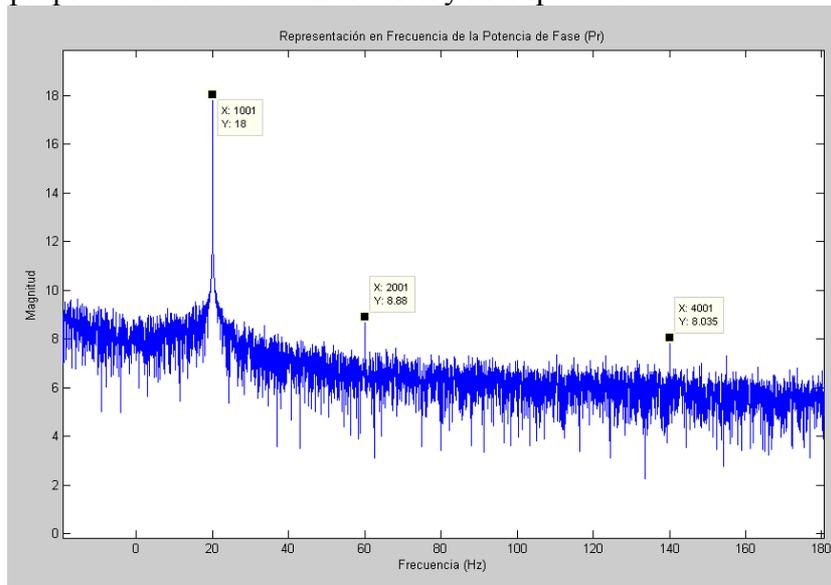


Figura 5-34. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.

Además se calcula la transformada de Park de las corrientes de alimentación de la máquina eléctrica de inducción simulada y se representa en la Figura 5-35 dicha transformada en su modo polar.

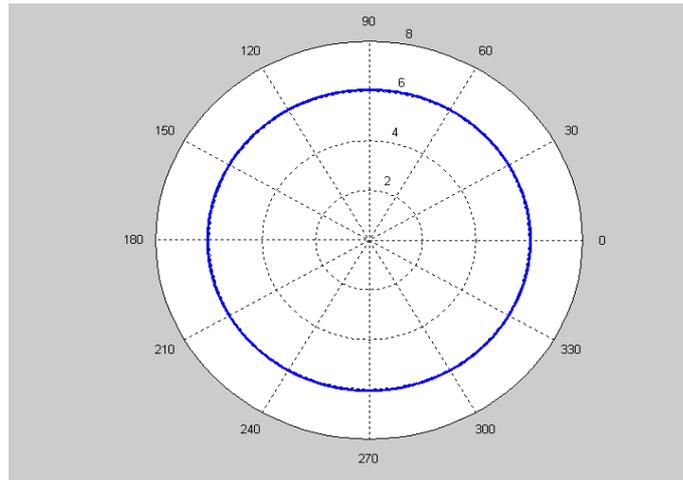


Figura 5-35 Representación en modo polar de la transformada de Park de las corrientes de alimentación de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.

Para finalizar se representa una de las componentes de la transformada en la Figura 5-36.

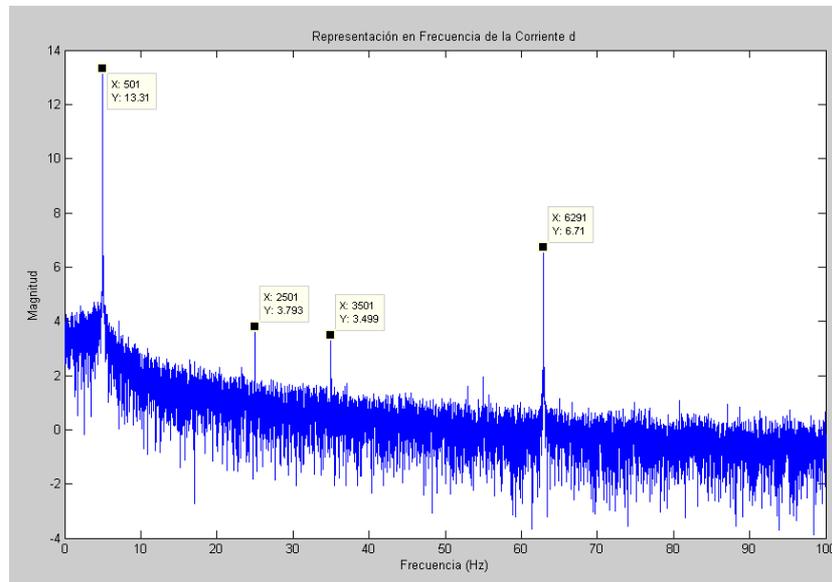


Figura 5-36. Representación de la componente “d” de la transformada de Park en frecuencia de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.

De esta simulación de la máquina eléctrica sana se puede extraer que el modelo responde correctamente a la teoría de una máquina eléctrica ideal.

5.3.3.2 Simulación de una máquina eléctrica de inducción con 30% de excentricidad estática en régimen permanente a 1455 r.p.m.

Se simula la misma máquina que la anterior pero a diferencia que ahora en el modelo se le introduce excentricidad estática para verificar su funcionamiento teórico.

Como cabía esperar, tanto la tensión como la corriente en el dominio temporal no nos aportan la detección de la excentricidad estática. Estas se representan en la Figura 5-37.

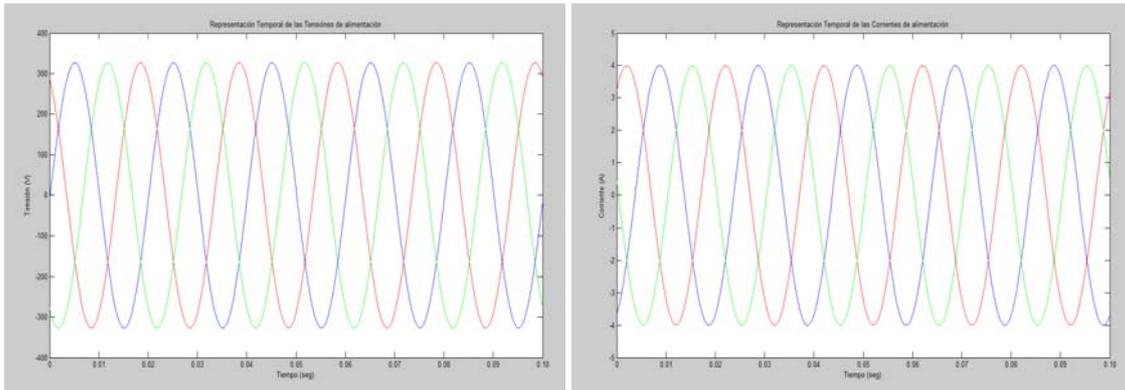


Figura 5-37. Representación (a) de las tensiones (b) de las corrientes de fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada.

Si se observa la corriente de una fase de la máquina eléctrica simulada con excentricidad, deben aparecer las frecuencias teóricas de la excentricidad que responden a la Tabla 5-2. Estas frecuencias se calculan con los datos de la máquina simulada, como son el deslizamiento del 3%, con 28 ranuras y un par de polos.

Frecuencias Teóricas			Frecuencias Modelo		Error ($V_{\text{teórico}} - V_{\text{modelo}}$)	
$f_{\text{estatica}} = \left[\left((k \cdot N) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm \nu \right) \right] \cdot f$						
K=1	f=729,15 Hz	f=629,12 Hz	f=729.1 Hz	f=629.1 Hz	0.05	0.02
K=2	f=1408,28 Hz	f=1308,26 Hz	f=1408 Hz	f=1308 Hz	0.28	0.26
K=3	f=2087,42 Hz	f=1987,39 Hz	f=2087 Hz	f=1987 Hz	0.42	0.39
K=4	f=2766,55 Hz	f=2666,53 Hz	f=2766 Hz	f=2666 Hz	0.55	0.53
K=5	f=3445,69 Hz	f=3345,67 Hz	f=3445 Hz	f=3345 Hz	0.69	0.67
K=6	f=4124,82 Hz	f=4024,80 Hz	f=4124 Hz	f=4024 Hz	0.82	0.80
K=7	f=4803,96 Hz	f=4703,94 Hz	f=4803 Hz	f=4703 Hz	0.96	0.94
K=8	f=5483,09 Hz	f=5383,07 Hz	f=5482 Hz	f=5382 Hz	1.09	1.07
K=9	f=6162,23 Hz	f=6062,21 Hz	f=6161 Hz	f=6061 Hz	1.23	1.21
K=10	f=6841,36 Hz	f=6741,35 Hz	f=6840 Hz	f=6740 Hz	1.36	1.35

Tabla 5-2. Tabla comparativa de las frecuencias teóricas de la excentricidad estática con las frecuencias características que representa el modelo con 200.000 muestras.

En la Figura 5-38 se representa la corriente de una fase en el dominio temporal no se observa ninguna anomalía como en el dominio frecuencial dónde sólo se representa de 0 a 100 Hz y sólo aparece la frecuencia característica de la red ya que sólo se trata de una excentricidad estática.

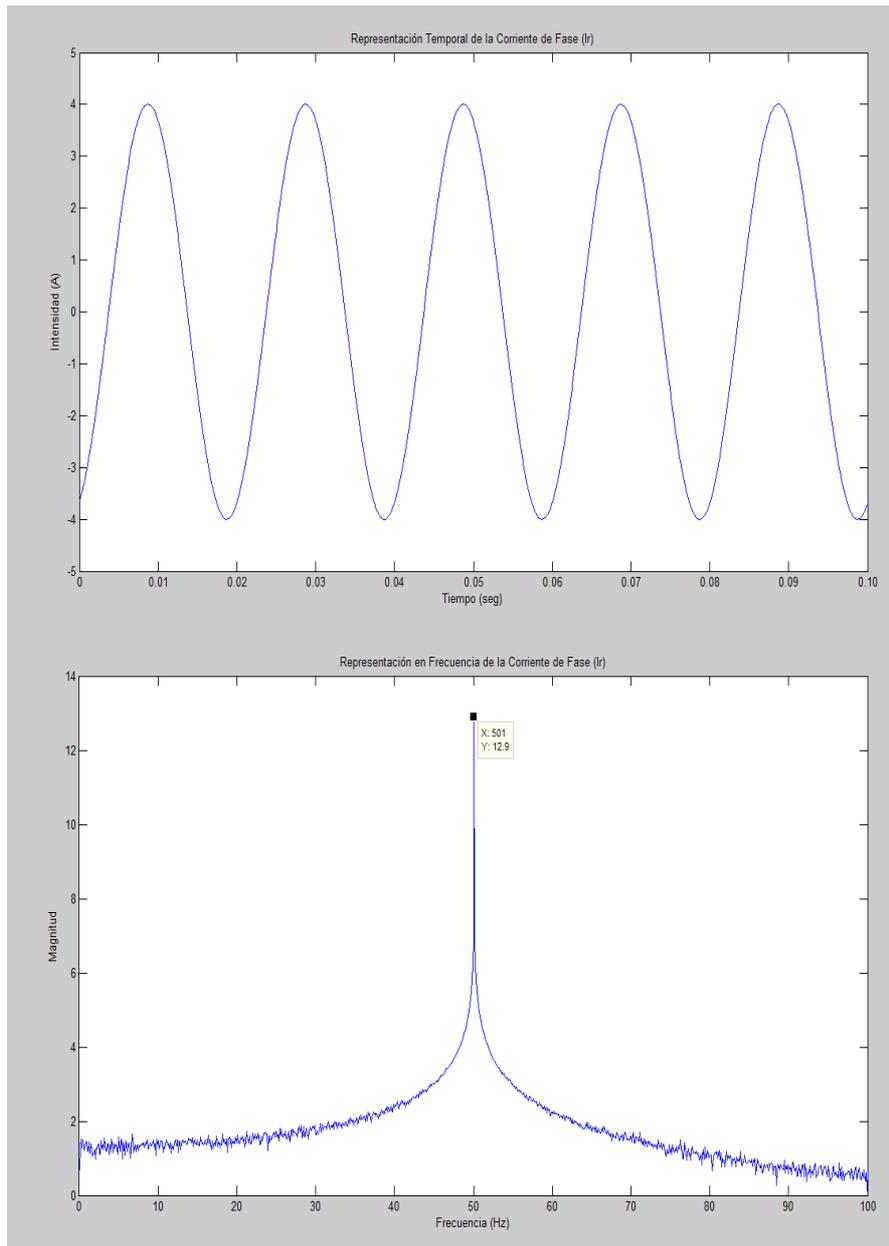


Figura 5-38. Representación (a) temporal (b) en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada.

Para validar el modelo se presenta la Figura 5-39 donde se aprecia el espectro en frecuencia hasta 7000 Hz de la corriente de una fase y en el cual se pueden observar las frecuencias características que se muestran en la Tabla 5-2.

De este modo se puede comparar los valores teóricos con los resultados obtenidos del modelo implementado en la presente tesis y así poder obtener el error que comete dicho modelo que se muestra en la Tabla 5-2. De esta forma el error cometido para 200.000 muestras no supera el 0.0002% validando de una forma irrefutable el modelo implementado.

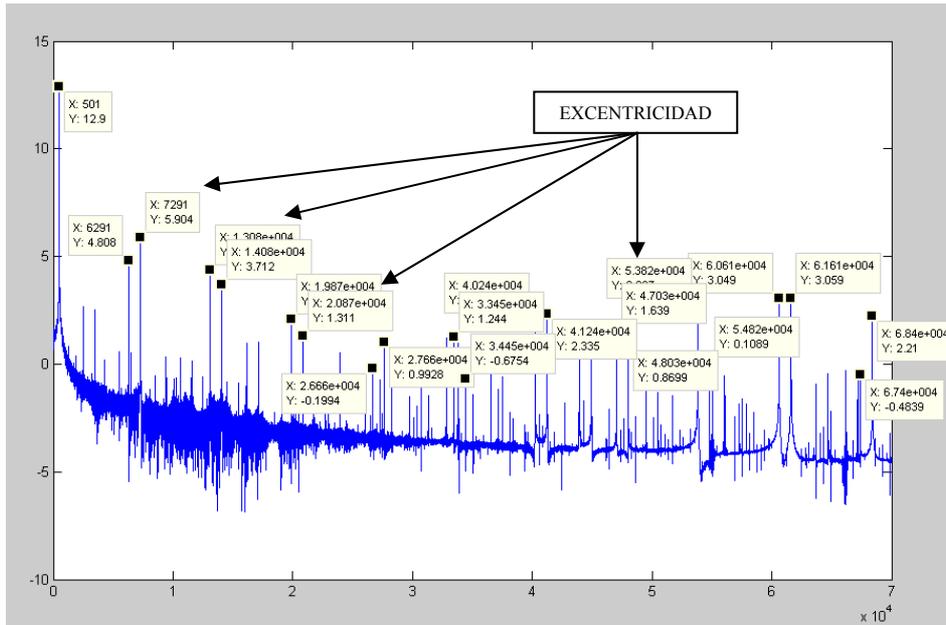


Figura 5-39. Representación en frecuencia del espectro de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada con 200.000 muestras.

En este punto se puede decir que el modelo implementado en la presente tesis es capaz de reproducir el fallo de la excentricidad estática ya que se verifican las frecuencias teóricas que permiten determinar si existe excentricidad o no.

Si se repite la simulación de la maquina eléctrica con excentricidad estática del 30% mediante el modelo, pero ahora para un número menor de muestras; resulta evidente que el error debe hacerse mayor. De esta forma se reduce el número de muestras a una decima parte para esta nueva simulación y se obtiene el espectro que se representa en la siguiente figura.

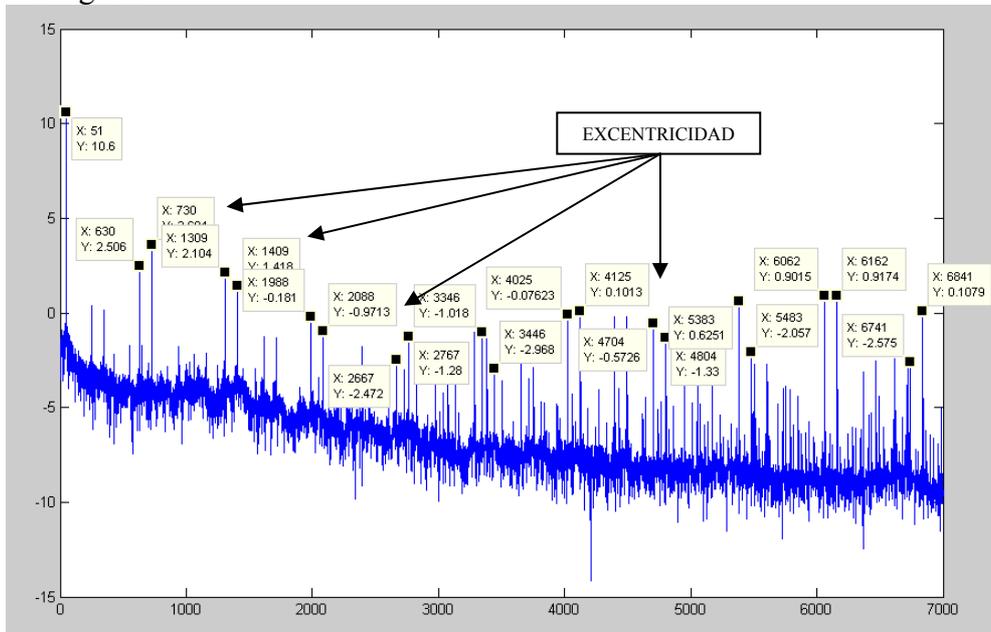


Figura 5-40. Representación en frecuencia del espectro de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada para 20.000 muestras.

De forma análoga a como se ha realizado en la Tabla 5-2, se comparan los valores teóricos de las frecuencias producidas por la excentricidad estática con los que se

obtienen del modelo tras una simulación de 20.000 muestras y se representan en la Tabla 5-3. Observándose que el error máximo que se obtiene no supera el 0.002%, validando aún más si cabe el modelo implementado.

Frecuencias Teóricas			Frecuencias Modelo		Error (V _{teórico} -V _{modelo})	
$f_{estatica} = \left[\left((k \cdot N) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm v \right) \right] \cdot f$						
K=1	f=729,15 Hz	f=629,12 Hz	f=730 Hz	f=630 Hz	0.85	0.88
K=2	f=1408,28 Hz	f=1308,26 Hz	f=1409 Hz	f=1309 Hz	0.72	0.74
K=3	f=2087,42 Hz	f=1987,39 Hz	f=2088 Hz	f=1988 Hz	0.58	0.61
K=4	f=2766,55 Hz	f=2666,53 Hz	f=2767 Hz	f=2667 Hz	0.45	0.47
K=5	f=3445,69 Hz	f=3345,67 Hz	f=3446 Hz	f=3346 Hz	0.31	0.33
K=6	f=4124,82 Hz	f=4024,80 Hz	f=4125 Hz	f=4025 Hz	0.18	0.20
K=7	f=4803,96 Hz	f=4703,94 Hz	f=4804 Hz	f=4704 Hz	0.04	0.06
K=8	f=5483,09 Hz	f=5383,07 Hz	f=5483 Hz	f=5383 Hz	0.09	0.07
K=9	f=6162,23 Hz	f=6062,21 Hz	f=6162 Hz	f=6062 Hz	0.23	0.21
K=10	f=6841,36 Hz	f=6741,35 Hz	f=6841 Hz	f=6741 Hz	0.36	0.35

Tabla 5-3. Tabla comparativa de las frecuencias teóricas de la excentricidad estática con las frecuencias características que representa el modelo con 20.000 muestras.

Además se calcula la potencia consumida por una fase y se representa en la Figura 5-41, dónde se aprecian unas frecuencias que no aparecían en la máquina sana, y que se pueden demostrar de la misma forma que las de la corriente, pero que aquí no se hará por no ser motivo de estudio de la presente tesis.

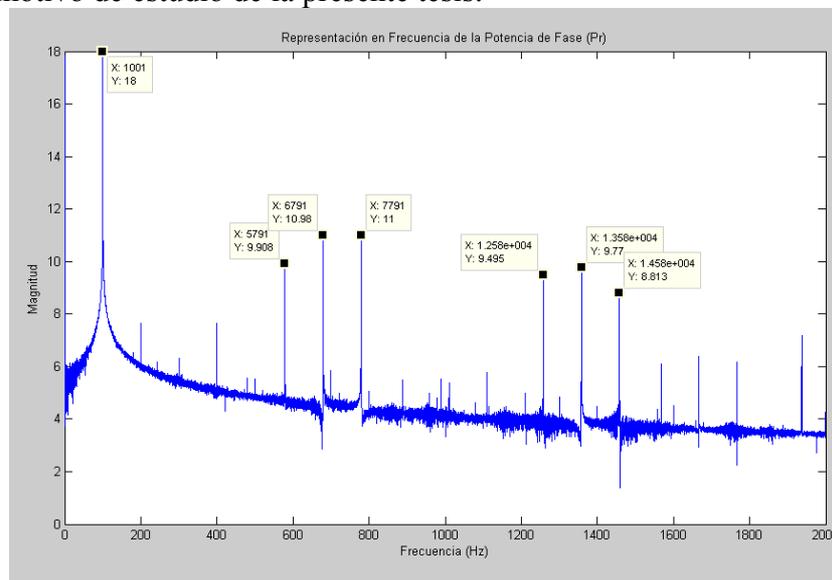


Figura 5-41. Representación en frecuencia de la potencia de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática de inducción simulada.

Por último, se aplica la transformada de Park de las corrientes de alimentación de la máquina eléctrica de inducción con excentricidad simulada. En la Figura 5-42 se representa la transformada de Park en su modo polar y además una de las corrientes que componen dicha transformada, observándose en esta las frecuencias características de la excentricidad estática que aprecian en la Tabla 5-2.

Cabria comentar que la forma polar varía con respecto a la máquina eléctrica sana de inducción simulada anteriormente, esta vía de interpretación de la forma polar de la transformada de Park es una posibilidad en la cual se está trabajando como técnica de análisis de fallos.

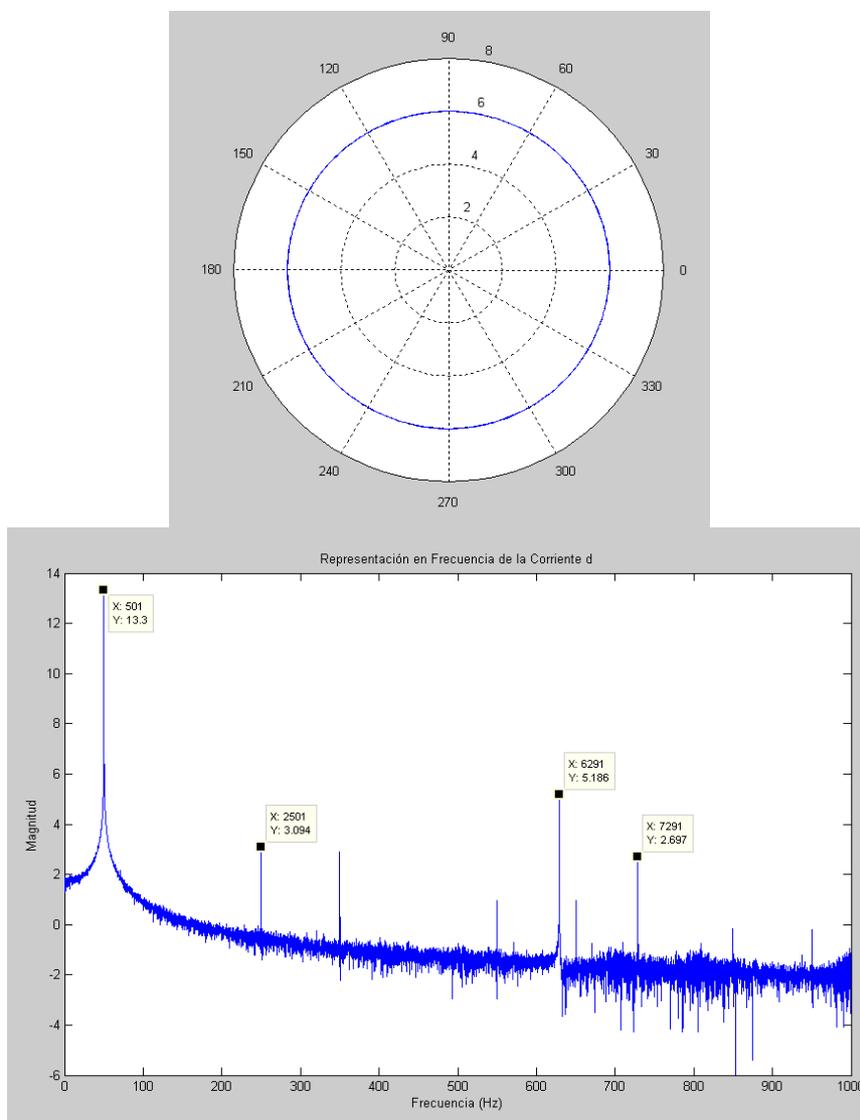


Figura 5-42. Representación (a) de la transformada de Park en modo polar (b) de la corriente “d” en frecuencia de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.

5.3.3.3 Simulación de una máquina eléctrica de inducción con un 30 % de excentricidad mixta en régimen permanente a 1455 r.p.m.

Mediante esta última simulación de una máquina eléctrica de inducción con excentricidad mixta, es decir estática y dinámica conjuntamente, se pretende dejar validado el modelo implementado en la presente tesis.

Para ello se verifican las frecuencias laterales teóricas que se producen cuando se dan ambas excentricidades de forma simultánea, estas se encuentran en la Tabla 5-4.

$f_l = f \pm k \cdot f_r $		
k=1	f=25,76 Hz	f=74,26 Hz
k=2	f=1,51 Hz	f=98,51 Hz
k=3	f=-22,74 Hz	f=122,76 Hz
k=4	f=-46,99 Hz	f=147,01 Hz
k=5	f=-71,24 Hz	f=171,26 Hz
k=6	f=-95,49 Hz	f=195,51 Hz
k=7	f=-119,74 Hz	f=219,76 Hz
k=8	f=-143,99 Hz	f=244,01 Hz
k=9	f=-168,24 Hz	f=268,26 Hz
k=10	f=-192,49 Hz	f=292,51 Hz

Tabla 5-4. Tabla resumen de las frecuencias laterales teóricas de la excentricidad mixta.

Si se analiza la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad mixta simulada aplicándole la transformada de Fourier para obtener su espectro en frecuencia con un rango de 0 Hz a 300 Hz como se muestra en la Figura 5-43, en la cual se puede verificar que se cumplen las frecuencias laterales de la Tabla 5-4.

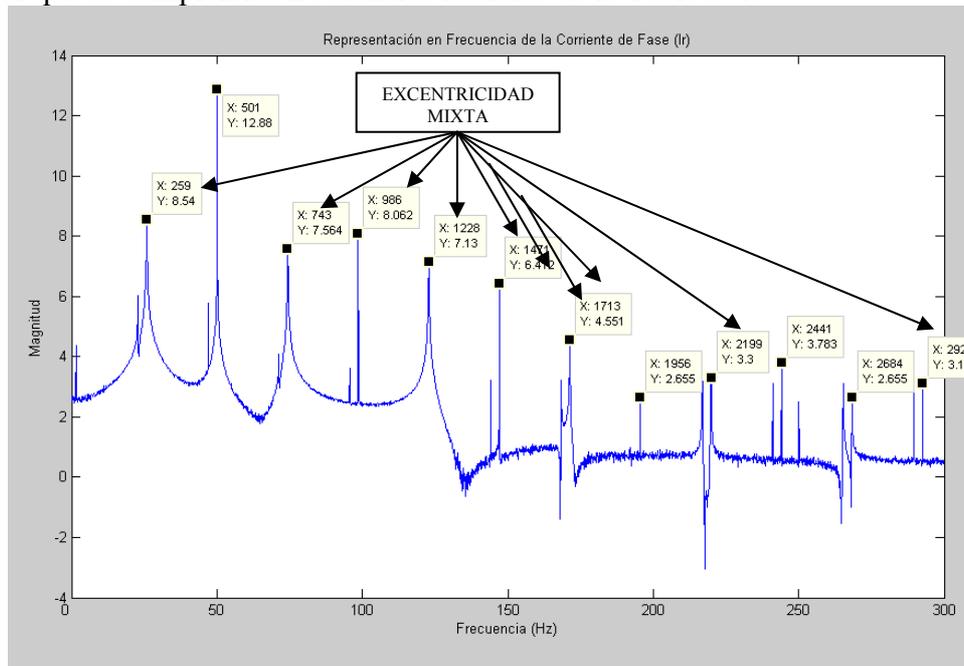


Figura 5-43. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (0-300 Hz).

En la Figura 5-44 se representa el espectro en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina simulada pero con un rango mayor de frecuencia para que se observen tanto las frecuencias de la excentricidad estática, véase Tabla 5-2, como la de la excentricidad dinámica, idéntica a la estática pero con añadiéndole el coeficiente nd tal y como se muestra en la Tabla 5-5.

$f_{dinamica} = \left[\left((k \cdot N \pm n_d) \cdot \left(\frac{1-s}{p} \right) \pm \nu \right) \right] \cdot f$					
k=1	nd=1	f=753,40 Hz	f=704,89 Hz	f̂=653,38 Hz	f̂=604,87 Hz
k=1	nd=2	f=777,6555 Hz	f̂=680,6361 Hz	f̂=677,6355 Hz	f̂=580,6161 Hz
k=1	nd=3	f=801,91035 Hz	f̂=656,38125 Hz	f̂=701,89035 Hz	f̂=556,36125 Hz
k=1	nd=4	f=826,1652 Hz	f̂=632,1264 Hz	f̂=726,1452 Hz	f̂=532,1064 Hz
k=1	nd=5	f=850,42005 Hz	f̂=607,87155 Hz	f̂=750,40005 Hz	f̂=507,85155 Hz
k=1	nd=6	f=874,6749 Hz	f̂=583,6167 Hz	f̂=774,6549 Hz	f̂=483,5967 Hz

Tabla 5-5. Tabla resumen de las frecuencias teóricas de la excentricidad dinámica.

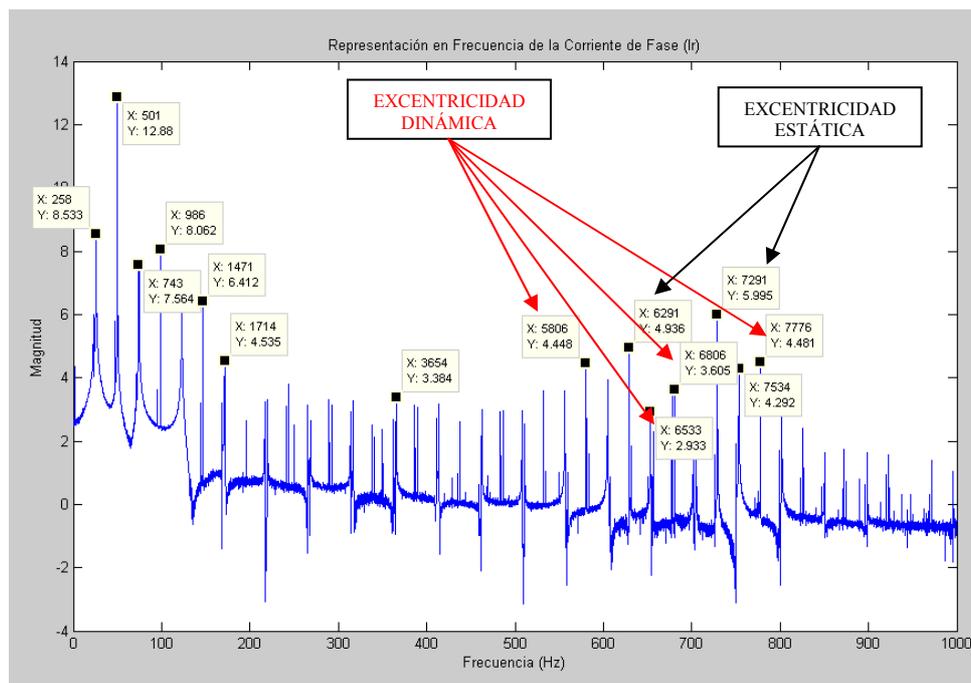


Figura 5-44. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (0-1000 Hz).

En este punto se puede aseverar la validez del modelo, ante el fallo de la excentricidad ya que como se ha podido comprobar su respuesta frecuencial con diferentes excentricidades han coincidido con la respuesta teórica que se ha calculado.

Por último, se calcula la transformada de Park de las corrientes de alimentación. Se representa la forma polar de la transformada de Park en la Figura 5-45-a, esta varía con respecto a sus predecesoras. Además se representa el espectro en frecuencia de una de las corrientes que componen dicha transformada, en este caso la “q” tal y como se

observa en la Figura 5-45-b dónde también se pueden comprobar las frecuencias teóricas mencionadas anteriormente.

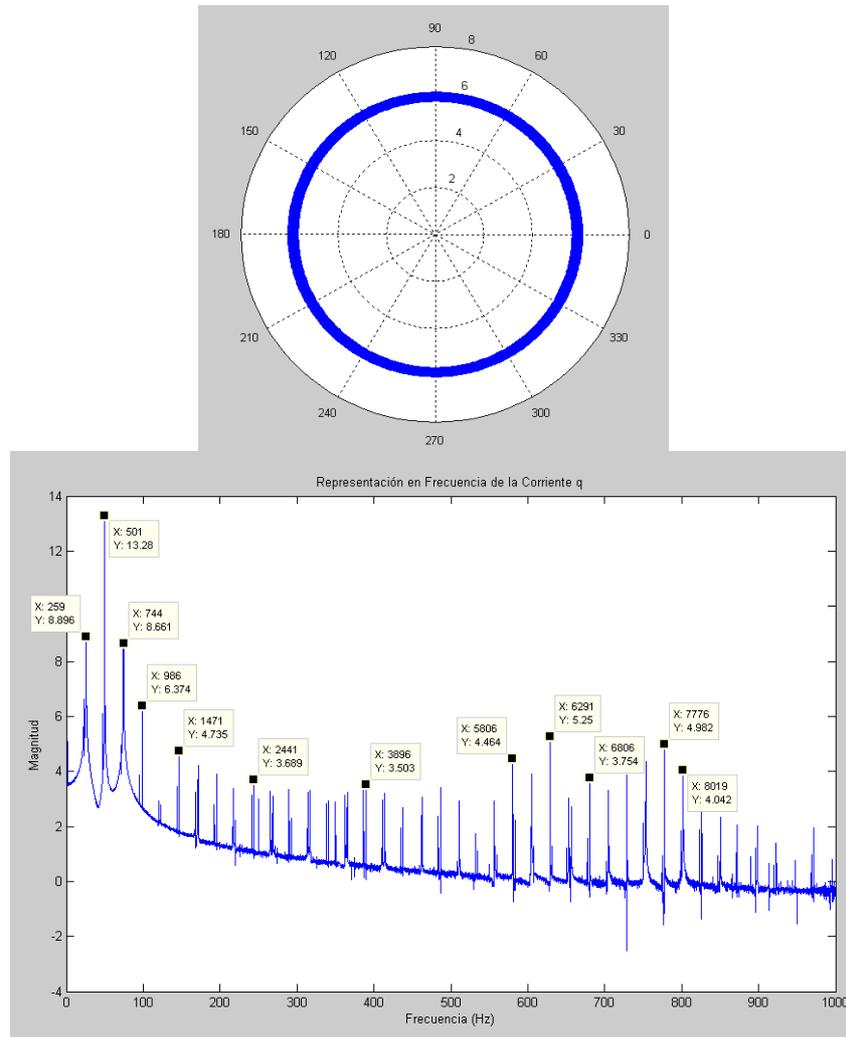


Figura 5-45. Representación (a) de la transformada de Park en modo polar (b) de la corriente “q” en frecuencia de la máquina eléctrica sana de inducción simulada.

5.4 Conclusiones del capítulo.

El desarrollo de este modelo matemático de la máquina eléctrica sirve como una herramienta de trabajo la cual permite la simulación precisa y rápida de máquinas eléctricas. El modelo desarrollado permite realizar simulaciones de máquinas eléctricas con diferentes tipos de fallos o inclusive combinaciones de ellos. En cuanto al fallo de la excentricidad lo reproduce con una gran precisión, tal y como se ha verificado presenta un error del 0.0004%. Además permite simular diferentes grados de excentricidad y combinaciones entre ambas.

El modelo realiza simulaciones lo suficientemente precisas, y lo suficientemente rápidas en cuanto al tiempo de ejecución se refiere como para emplearlo en la labor de probar las nuevas técnicas o verificar las existentes.

En el desarrollo matemático del modelo se realiza una gran aportación en el cálculo de la inductancia de una forma novedosa y mucho más rápido de ejecutar, como es su cálculo a través de la convolución.

6 Soluciones Adoptadas

En el capítulo del estado del arte, se han revisado los principales fallos o anomalías presentes en las máquinas eléctricas, las variables empleadas para su detección, así como las técnicas de análisis y procesamiento de la señal, empleadas en la actualidad. Además se realiza una revisión crítica experimental de las principales técnicas expuestas. Para ello han realizado diferentes ensayos en máquinas eléctricas de inducción de laboratorio, especialmente acondicionadas para poder realizar dichos ensayos, a las que se les ha provocado el fallo de forma voluntaria para poder estudiarlas.

En el siguiente capítulo, el cuarto, se resumen y evidencian los principales problemas prácticos que surgen al tratar de realizar el análisis de una máquina eléctrica, en el ámbito de la medición de las magnitudes y su posterior tratamiento. En dicho capítulo se aportan recomendaciones para evitar la mayoría de dichos problemas.

En el capítulo quinto, se expone y válida el modelo matemático de la máquina eléctrica basado en los circuitos acoplados desarrollado en la presente tesis, lo que permite la validación y calibración de las cuatro técnicas que se aportan como solución adoptada.

Pero antes de exponer las soluciones adoptadas cabría aclarar que el fallo de la excentricidad en las máquinas eléctricas presenta un problema añadido como es su cuantificación. A diferencia con la inmensa mayoría de los fallos o anomalías presentes en las máquinas eléctricas en las cuales existen claramente índices explícitos e indicadores del fallo. En la excentricidad sólo existen las frecuencias teóricas pero por ejemplo en el caso de la excentricidad mixta no se conoce cuál es el porcentaje de cada una de las excentricidades estática y dinámica. Además a nivel frecuencial existen solapamientos con los efectos de ranura.

Para justificar la necesidad de las técnicas o métodos que se aportan como solución adoptada, que permiten discernir entre diferentes fallos, se realiza una simulación de la máquina eléctrica de inducción con una combinación de excentricidad mixta y además una barra rota. Para ello, se realizan diversas simulaciones de la misma máquina pero a diferentes deslizamientos desde cero hasta la unidad, realizando así un barrido de todos los deslizamientos posibles en modo motor. De esta forma se observa cómo evolucionan los diferentes armónicos representativos de los fallos para diferentes deslizamientos. Para ello se representan los espectros de las diferentes simulaciones en forma matricial desde deslizamiento cero hasta la unidad, con cada simulación en una fila de dicha matriz, lo que permite observar la evolución de las frecuencias características de cada fallo con el deslizamiento del motor.

En la Tabla 6-1 se resumen las frecuencias teóricas de la excentricidad mixta para 7 deslizamientos diferentes que van desde cero hasta la unidad. La fórmula matemática que define las bandas laterales correspondientes a la excentricidad mixta es:

$$f_{Excentricidad\ Mixta} = |f \pm k \cdot f_r| \rightarrow f = 50Hz \rightarrow k = 1,2,3,4,\dots \quad (6-1)$$

Se obtiene la Tabla 6-1 para una frecuencia de alimentación de 50 Hertzios y para las cuatro primeras constantes, desde k=1 hasta k=4.

Excentricidad Mixta (Bandas Laterales)									
Velocidad	Desliz.	k=1	k=1	k=2	k=2	k=3	k=3	k=4	k=4
0 r.p.m.	1	50	50	50	50	50	50	50	50
250 r.p.m.	0.83	45.83	54.16	41.67	58.33	37.5	62.5	33.33	66.66
500 r.p.m.	0.667	41.66	58.33	33.33	66.67	25	75	16.66	83.33
750 r.p.m.	0.5	37.5	62.5	25	75	12.5	87.5	0	100
1000 r.p.m.	0.33	33.33	66.66	16.67	83.33	0	100	16.66	116.66
1250 r.p.m.	0.167	29,16	70,83	8.33	91.67	12.5	112.5	33.33	133.33
1500 r.p.m.	0	25	75	0	100	25	125	50	150

Tabla 6-1. Tabla de la evolución de las frecuencias teóricas de la excentricidad mixta.

En la Figura 6-1 se representan las evoluciones de las bandas laterales correspondientes a la excentricidad que se producen en la máquina eléctrica simulada. Tal y como se muestra en la Tabla 6-1 la frecuencia del armónico generado por la excentricidad evoluciona teóricamente desde la frecuencia de alimentación 50Hz hasta 25Hz y 75Hz para $k=1$, como se puede observar en la Figura 6-1-a. Para $k=2$, tal como se muestra en la Figura 6-1-b, evolucionan desde los 50Hz hacia 0Hz y 100Hz. Mientras que para $k=3$ estas bandas laterales evolucionan desde los 50Hz hacia -25Hz y 125Hz, pero en valor absoluto los valores negativos de frecuencia se reflejan en el eje de abcisas, tal y como se puede observar en la Figura 6-1-c. Para $k=4$ estas bandas evolucionan desde 50Hz hacia -50Hz y 150Hz, pero en valor absoluto los valores negativos de frecuencia se reflejan en el eje de abcisas, tal y como se puede observar en la Figura 6-1-d.

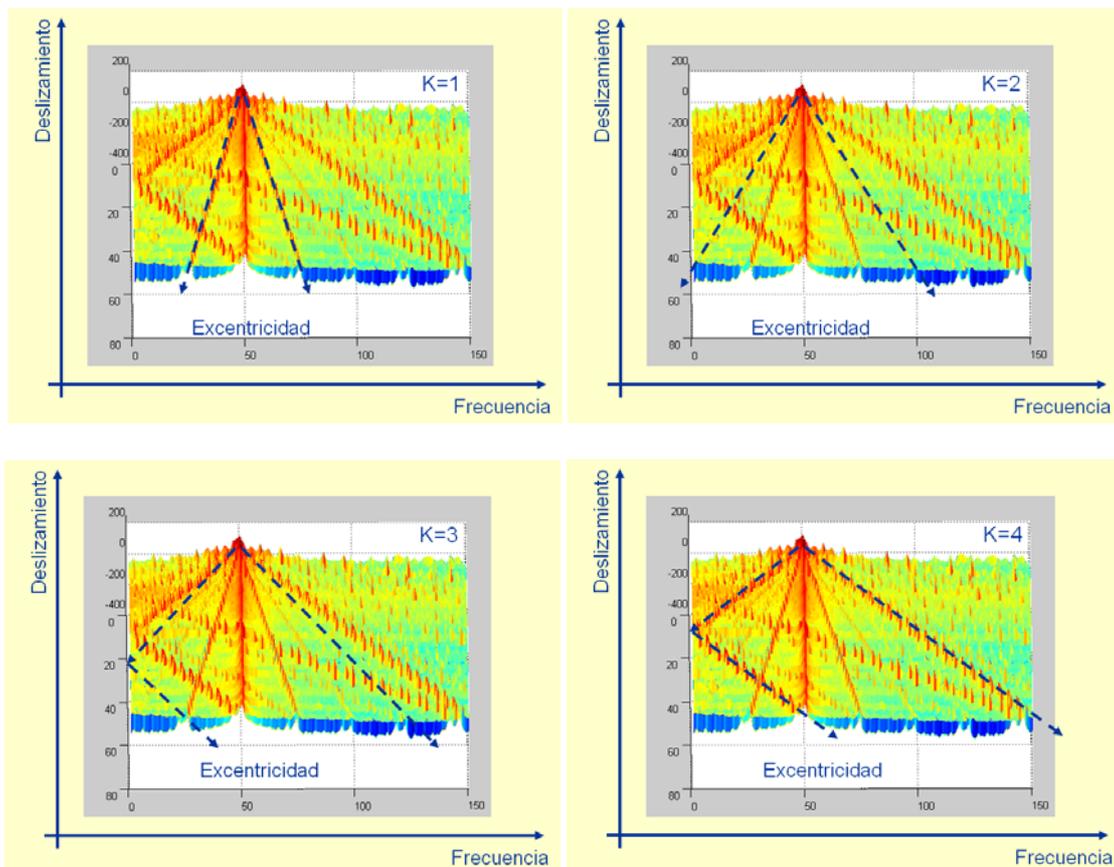


Figura 6-1. Representación de la evolución de los armónicos de la excentricidad mixta (a) para $k=1$ (b) para $k=2$ (c) para $k=3$ (d) para $k=4$.

Como se aprecia en la Figura 6-1, los valores generados por el modelo para el motor simulado reflejan el comportamiento esperado de forma teórica.

En la Tabla 6-2 se resumen las frecuencias teóricas correspondientes a la rotura de una barra para 7 deslizamientos diferentes que van desde cero hasta la unidad, de forma análoga a lo que se ha realizado anteriormente para la excentricidad. La fórmula matemática que define las bandas laterales correspondientes a la rotura de una barra del rotor es:

$$f_{\text{Barra Rota}} = |f(1 \pm 2 \cdot k \cdot s)| \rightarrow f = 50\text{Hz} \rightarrow k = 1,2,3,4,\dots \quad (6-2)$$

Se obtiene la Tabla 6-2 para una frecuencia de alimentación de 50Hz, donde se observa que la frecuencia característica del armónico generado por la barra rota parte de los 50Hz pasa, por el cero y vuelve a los 50Hz. Justo se produce su paso por cero a la mitad del deslizamiento, según (6-2).

Barra Rota			
Velocidad	Deslizamiento	K=1	K=1
0 r.p.m.	1	150 Hz.	50 Hz.
250 r.p.m.	0.83	133.33 Hz.	33.33 Hz.
500 r.p.m.	0.667	116.66 Hz.	16.66 Hz.
750 r.p.m.	0.5	100 Hz.	0 Hz.
1000 r.p.m.	0.33	83.33 Hz.	16.66 Hz.
1250 r.p.m.	0.167	66.66 Hz.	33.33 Hz.
1500 r.p.m.	0	50 Hz.	50 Hz.

Tabla 6-2. Tabla de la evolución de las frecuencias teóricas de una barra rota.

En la Figura 6-2 se observa la evolución del armónico lateral debido a la rotura de una barra que coincide con el teórico de la excentricidad mixta para una k=4.

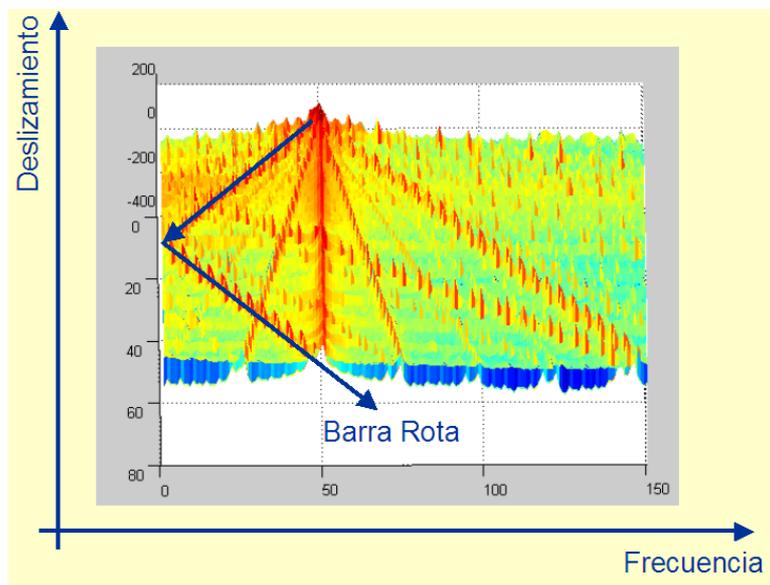


Figura 6-2. Representación de la evolución del armónico lateral debido a la rotura de una barra.

El fallo de la rotura de barras produce dos armónicos laterales, se sabe que el de mayor frecuencia, por encima de la fundamental, es debido a la parte mecánica en función de las variaciones de velocidad mientras que el otro es debido a la parte eléctrica. Como se ha comentado anteriormente la Figura 6-2 es una matriz ordenada por filas de simulaciones a diferentes velocidades constantes, por tanto el armónico que depende de la velocidad no se observara, como así sucede.

Cabe decir que este espectro se podría realizar en un rango mayor de frecuencias y de esta forma observar también el efecto de los armónicos de orden superior generados por la falta. Mediante esta simulación se observa que para el fallo de la excentricidad si son perceptibles los diferentes órdenes de la k, mientras que para la rotura de barras sólo se aprecia el fundamental.

Las soluciones adoptadas se basan principalmente en dos tipos de técnicas, creación de patrones de fallos y técnicas basadas en la transformada de Hilbert. Estas técnicas se aplican a los dos regímenes posibles de trabajo de las máquinas eléctricas, el transitorio y el permanente.

Técnicas basadas en:	Patrones	Transformada de Hilbert
Régimen Permanente	Patrones de Fallos a modo de Mapa de Colores	Valor alterno del modulo de la señal analítica de la corriente
Régimen Transitorio	Patrones de Fallos a modo de Imagen	Frecuencia Instantánea del armónico característico del fallo.

Tabla 6-3. Tabla resumen soluciones adoptadas.

Estas soluciones se aplican al fallo de la excentricidad y barras rotas haciéndose extensible a los demás fallos.

6.1 Soluciones en régimen permanente.

En este apartado se aportan las soluciones planteadas para el régimen permanente de trabajo, cuando la máquina eléctrica está estabilizada y trabajando de forma permanente.

Ambos métodos se basan en la medida de una sola corriente estática, y a través de su análisis poder diagnosticar y detectar los posibles fallos.

El primer método se basa en la creación de un diccionario de patrones de fallos generados a partir de un gran número de armónicos, con el que se puede comparar el generado por la máquina en proceso de diagnóstico. Con estos patrones se pueden alimentar sistemas de clasificación automática y reconocimiento de patrones a fin de identificar y cuantificar el fallo observado.

El segundo método consiste en minimizar el efecto de dispersión de la transformada de Fourier y la dependencia de los métodos actuales del valor de la frecuencia de red (o del variador de frecuencia que alimenta el motor), mediante el análisis de la componente alterna del módulo de la señal analítica. Esta señal se genera a partir de la corriente de una fase empleando la transformada de Hilbert.

6.1.1 Mapas de colores.

Esta primera solución se basa en la creación de patrones gráficos, tal y como sucede en otros campos de la ciencia como por ejemplo los pH metros, el mapa de ADN, etc. dónde de una forma visual y sencilla puedes obtener el estado de un fluido, del ADN o, en el caso de esta tesis, el estado de la máquina eléctrica de inducción.

Esta solución no aporta un desarrollo matemático novedoso sino que basándose en técnicas ya conocidas, descritas en el capítulo del estado del arte, como es la aplicación de la transformada de Fourier a una corriente estatórica, propone un método basado en los patrones o mapas de colores que sirve para detectar la excentricidad en las máquinas eléctricas de inducción.

Como la inmensa mayoría de los fallos presentes en las máquinas eléctricas están muy caracterizados, es decir se conoce la frecuencia característica del fallo, se pueden crear diccionarios de patrones con los armónicos característicos de estos fallos. Para ello es necesario el uso de un modelo matemático el cual se encargue de simular los diferentes fallos en todas las condiciones posibles para poder crear el patrón.

Esta metodología, sería conveniente que la aplicase el propio fabricante de máquinas eléctricas y facilitase dicho patrón ó mapa de colores cuando se adquiere una de sus máquinas. Así mediante una simple comparación y de una forma directa a través de una simple medida online se podría obtener el estado de la máquina.

Esta técnica constituye el front-end o fase de alimentación de nuevas metodologías del tipo de reconocimiento de formas y patrones tales como redes neuronales o controles inteligentes para que de forma automática se encargase de detectar los posibles fallos en las maquinas de inducción.

Para el caso de la detección de la excentricidad de las máquinas de inducción a través de la corriente de fase se realiza un mapa de colores a modo de patrón, que resulte cómodo y muy intuitivo de forma visual. Este se obtiene mediante la simulación de la máquina de inducción a través del modelo explicado en el capítulo anterior. Para ello, se implementa un programa que realiza las simulaciones desde la máquina sana, pasando por máquina con excentricidad estática, máquina con excentricidad dinámica y combinación de ambas. Cuantas más simulaciones de máquinas eléctricas con grados de excentricidad más pequeños entre sí, se obtendrá un mapa de colores más completo, pero a un coste computacional mucho mayor.

Mediante esta técnica tan sólo se debe medir la corriente de una fase de la máquina de eléctrica inducción y compararla con el patrón o mapa de colores. El patrón se obtiene una vez y se almacena, siendo válido para toda la vida útil de la máquina eléctrica.

La forma de implementar esta técnica exige el uso de un modelo matemático, y de la necesidad de realizar múltiples simulaciones con el coste temporal que conllevan. Es por eso que sería recomendable que los propios fabricantes lo facilitasen. Además cuánto más fino se desee el patrón, implicará un mayor número de simulaciones y de tiempo computacional.

Lo más positivo de este método es que se puede aplicar a cualquier técnica de las comentadas en el estado del arte, potencia, Park, etc. En la presente Tesis se aplica a la transformada de Fourier de la corriente de alimentación de una fase del estator de una máquina eléctrica centrándose en el fallo de la excentricidad y la rotura de barras.

De la misma forma que se le puede aplicar cualquier técnica actual, incluyendo las propuestas en esta Tesis, también se le pueden introducir los diferentes fallos estudiados en el capítulo del Estado del arte. Cuanto más completo sea el patrón o mapa de colores más información del estado de la máquina se obtendrá.

6.1.1.1 Patrones de Fallos a modo de Mapa de colores.

Para realizar un patrón, además de mediante simulaciones a través de un modelo, se pueden realizar mediante ensayos experimentales. Por ejemplo el patrón de la rotura de barras se podría realizar de forma experimental, analizando la corriente de la máquina sin ninguna modificación, después romperle una barra de forma manual y volver a analizar la corriente, a continuación romper otra barra y analizar y así sucesivamente. De esta forma se obtendría un patrón experimental de la rotura de barras. Para el caso de la excentricidad se podría realizar mediante la máquina de excentricidad variable.

En la presente Tesis, se obtiene un patrón de la corriente mediante el modelo matemático desarrollado. Lo primero a realizar son las diferentes simulaciones de la máquina eléctrica desde la máquina sana hasta máquina con excentricidad estática y dinámica simultánea. Estos patrones se podrían completar con más tipos de fallos simultáneos a la excentricidad.

Para la obtención del patrón de la excentricidad, se crea una matriz de patrones como se representa en la Figura 6-3., donde en el eje “X” se visualiza la excentricidad dinámica de la máquina; cuanto más fino sean los escalones mayor precisión se poseerá pero más tiempo se consumirá además serán necesarios más técnicos. En el eje “Y” se representan las frecuencias, aunque otra opción es representar el número de armónico para reducir la dimensión de dicho eje. Este número de armónico responde a los armónicos teóricos calculados para el fallo de la excentricidad. Por último en el eje “Z” se representa la excentricidad estática. De esta forma se crea una matriz tridimensional compuesta de tablas o mapas de colores donde para una excentricidad estática y todas los posibles de grado de excéntrica dinámica se representa la magnitud de un gran número de armónicos producidos por la falta, en forma de gráfica de colores para poder compararlas con el espectro de la máquina a diagnosticar.

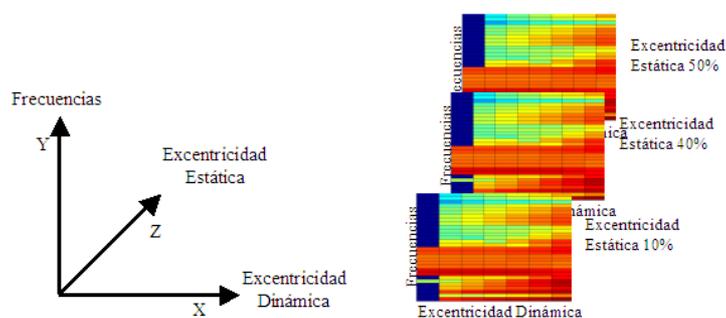


Figura 6-3. Obtención de la matriz de patrones.

Debido a que si se realiza la comparación frente a las frecuencias, resulta muy amplio el rango, es preferible reducir la dimensión seleccionando armónicos característicos.

En la Figura 6-4 se representa un mapa de colores representativo de un porcentaje fijo de excentricidad estática frente a los posibles grados de excentricidad dinámica. Por tanto cuando se desee comparar una máquina habrá que hacerlo columna a columna en función de la excentricidad dinámica.

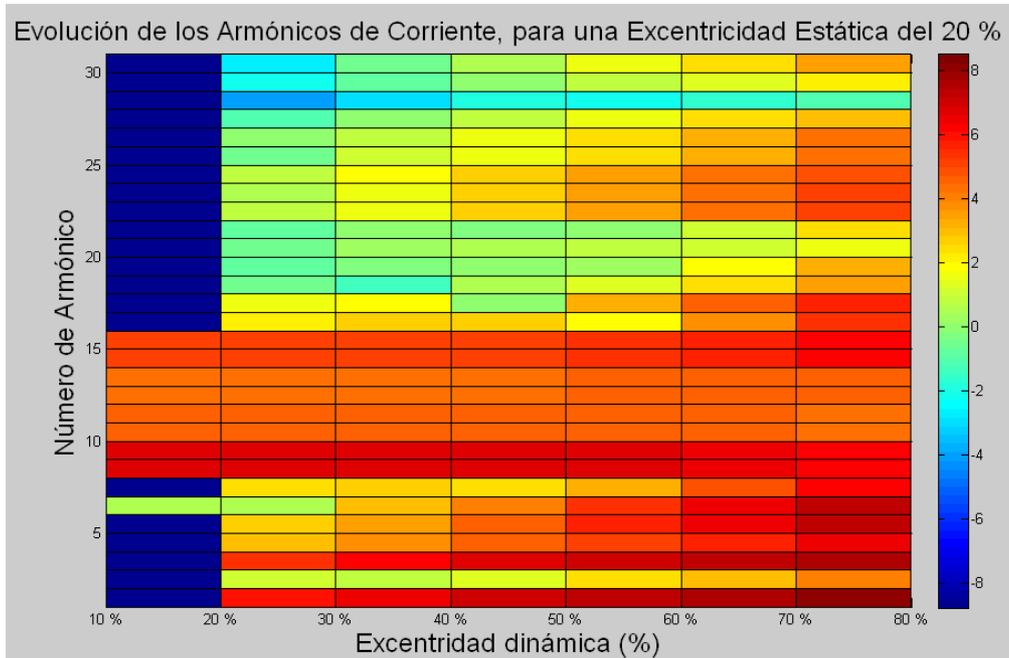


Figura 6-4. Evolución de los armónicos característicos para una excentricidad estática fija y sus posibles combinaciones con la excentricidad dinámica.

Por último, esta evolución se puede representar en forma tridimensional para ver cómo evoluciona la excentricidad y en que frecuencias lo hace tal y como se muestra en la Figura 6-5.

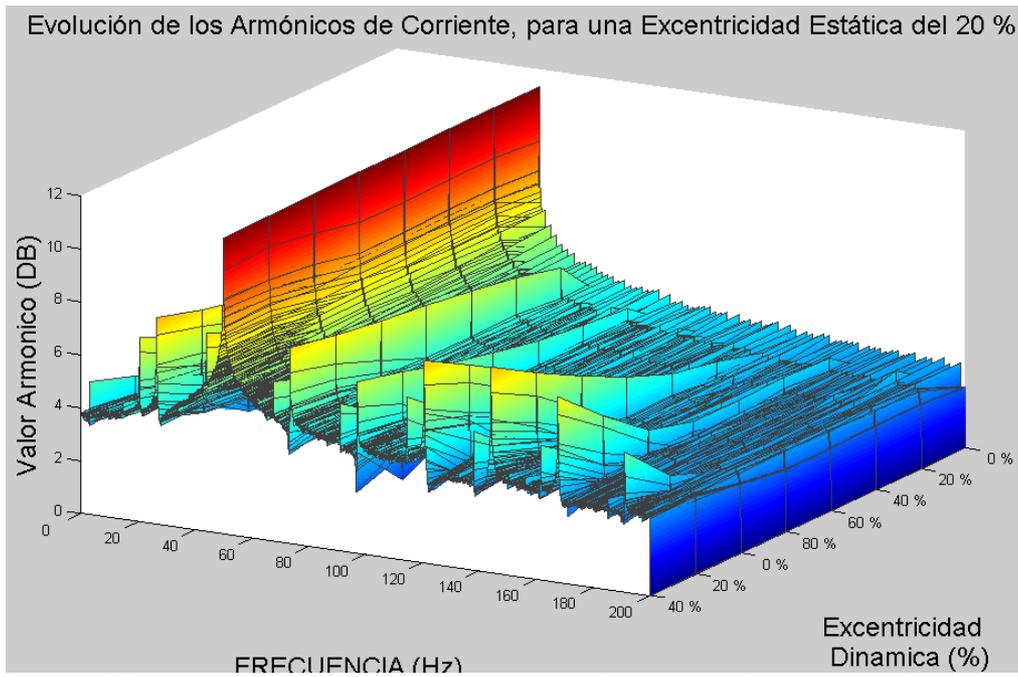


Figura 6-5. Representación tridimensional de la evolución de los armónicos característicos de la excentricidad.

Resumiendo se podría concluir que esta primera técnica aporta una visión que hasta ahora no se había dado en la diagnosis y detección de fallos. Además es aplicable a cualquier técnica de las utilizadas en la actualidad, y comentadas en el estado del arte e inclusive a técnicas futuras.

Por último, siempre que el modelo lo permita se podrán crear patrones con diversos fallos simultáneos.

En contrapartida esta técnica resulta muy laboriosa ya que implica la necesidad de un modelo matemático, y un tiempo de computo elevado exponencialmente cuánto más precisión se desee en el mapa de colores.

6.1.2 Valor alterno del módulo de la señal analítica (ASMac) de la corriente. Mediante la Transformada de Hilbert

Esta solución aporta una nueva técnica o método para la diagnosis y detección de fallos en las máquinas eléctricas en régimen permanente de funcionamiento [133]. Para la cual tan sólo es necesaria una única corriente de alimentación que circule por una de las fases de la propia máquina.

Esta técnica consiste en obtener el espectro en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente estática de la máquina eléctrica a analizar (ASMac).

Para la obtención de la señal analítica es necesario hacer uso de la transformada de Hilbert, la cual se usa para enfatizar las propiedades locales de la propia señal a la que se le aplica dicha transformada.

Se recuerda que la transformada de Hilbert sí se expresa en términos matemáticos se podría definir como la convolución de una señal real $x(t)$, la cual podría ser por ejemplo la corriente de alimentación de una fase $I_r(t)$ de la máquina eléctrica de inducción a analizar, con la función $1/t$, tal y como se muestra en la ecuación.

$$HT(x(t)) = y(t) = \frac{1}{\pi \cdot t} * x(t) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} \cdot d\tau \quad (6-3)$$

Pero dónde resulta interesante, para la presente Tesis, la transformada de Hilbert es desde el punto de vista físico e interpretativo de la propia señal real $x(t)$. Ya que sí se aplica dicha transformada a una función trigonométrica $x(t)$ el resultado es una nueva versión de sí misma desfasada 90° . Por tanto, para desfasar la señal los 90° se transforman los cosenos en senos y viceversa. Puesto que en la presente Tesis se pretende analizar la corriente de alimentación que circula por una de las fases de la máquina eléctrica y puesto que matemáticamente está es una función trigonométrica, inclusive aunque la máquina posea algún fallo o anomalía, se podrá aplicar dicho método.

El espectro en frecuencia de la transformada de Hilbert de estas señales tiene las mismas amplitudes y frecuencias que la señal original, pero la fase de cada frecuencia está desfasada 90° . Recordando también que dicha transformada anula las frecuencias negativas.

La señal analítica no es más que el emparejamiento de la señal real con su transformada de Hilbert. Componiendo un número complejo expresado en forma binomial, cuya parte real está formada por la señal real y su parte imaginaria está formada por la transformada de Hilbert de la propia señal real.

$$\vec{x}(t) = x(t) + j \cdot HT(x(t)) = x(t) + j \cdot y(t) = a(t) \cdot e^{j \cdot \theta(t)} \quad (6-4)$$

La señal analítica posee las frecuencias positivas de la misma forma que la transformada de Fourier pero las frecuencias negativas se anulan, es decir se hacen cero. La señal analítica lo que hace es retener el contenido de las frecuencias positivas de la señal original mientras anula las frecuencias negativas y además duplica el nivel de la componente de continua.

Dónde $a(t)$ es la amplitud instantánea de la señal analítica $\bar{x}(t)$, la cual refleja como varia la energía de la señal real $x(t)$ a lo largo del tiempo.

$$a(t) = [x^2(t) + y^2(t)] \quad (6-5)$$

Y $\theta(t)$ la fase instantánea de la de la señal analítica $\bar{x}(t)$.

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{x(t)}{y(t)} \quad (6-6)$$

Todas las bajas frecuencias de la señal original se encuentran en la amplitud $a(t)$ de la señal analítica y las altas frecuencias en la fase $\theta(t)$ de la señal analítica. Actuando como un filtro, en función de qué tipo de fallo se desee detectar se observará y analizará una u otra.

Mediante esta técnica o método que se aporta en la presente Tesis se consiguen tres grandes logros:

- Válido para cualquier fallo mecánico, además de para la excentricidad. De la misma forma que las otras técnicas que se aportan en esta Tesis, esta es válida además de para la excentricidad para cualquier fallo mecánico, haciéndola aun más si cabe más potente.

- Independiente de la frecuencia de la red. Esta técnica se independiza de la frecuencia de la red, sin importarle la misma basándose en la frecuencia mecánica de giro y además utilizando la mitad de la señal que por ejemplo la transformada de Fourier.

- Eliminación del efecto de dispersión o “Leakage”. Al aplicar esta técnica se palia uno de los efectos más indeseados que se produce a la hora de trabajar con el procesamiento de las señales, como es el conocido efecto de dispersión. El cual produce un enmascaramiento o solapamiento de la señal, generalmente y dónde resulta más apreciable es en torno a la frecuencia característica de alimentación de la máquina.

Otras técnicas presentadas en el estado del arte también paliaban dicho efecto como la transformada de Park vista en el apartado 3.3.2.6 ó la Potencia presentada en el apartado 3.3.2.5 pero por el contrario requerían la necesidad de medir más magnitudes, las tres corrientes de fase para el caso de la transformada de Park y para la Potencia además las tres tensiones de las fases.

A continuación, se aplica esta técnica para la detección y diagnóstico de fallos y anomalías en las máquinas.

Primero se utilizan simulaciones para validar este método y después se comprueba su eficacia con casos experimentales. Se intenta simular en el mismo régimen de trabajo que se va a experimentar para poder comparar los resultados.

6.1.2.1 ASMac de una máquina sana simulada.

En la Figura 6-6 se representa el espectro en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica. Resulta evidente pensar que por tratarse de una máquina sana ideal no posea ninguna frecuencia característica, a excepción de la debida a la alimentación de la red y múltiples de esta.

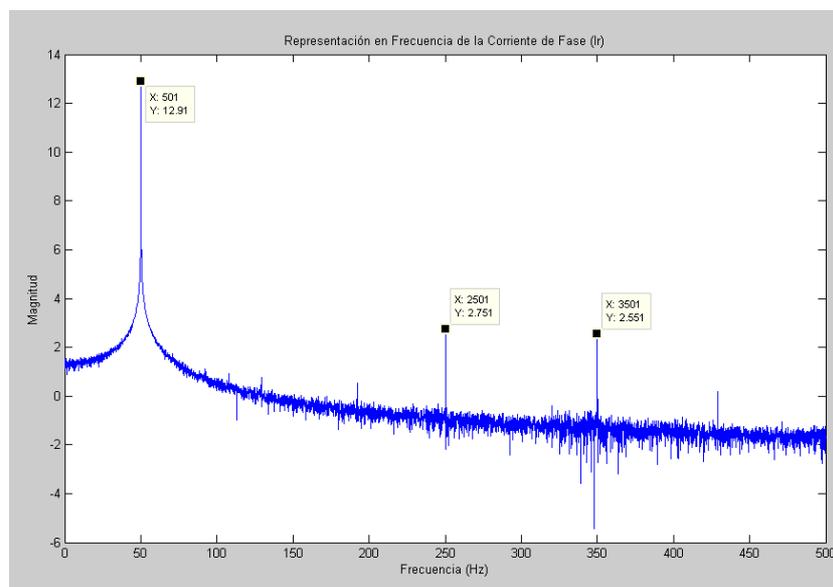


Figura 6-6. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada a 1455 r.p.m.

Observándose que en el espectro anterior de la corriente aparecen tres armónicos característicos a 50 Hz, 250 Hz y 350 Hz correspondientes a la frecuencia de alimentación de la red, a su quinto y a su séptimo armónico respectivamente

En la Figura 6-7 se representa el espectro del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente en la cual se observan dos picos característicos a frecuencias 200 Hz y a 300 Hz.

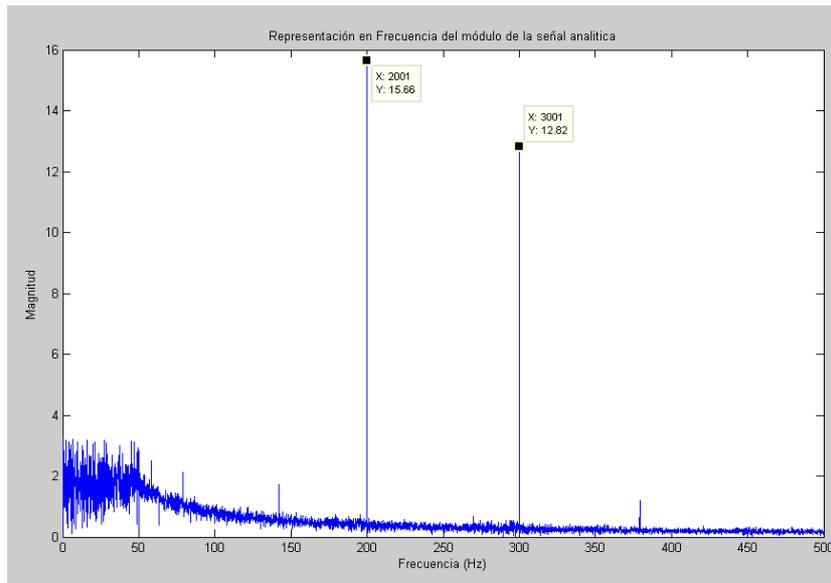


Figura 6-7. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana de inducción simulada a 1455 r.p.m.

El valor alterno del módulo de la señal analítica sólo posee dos picos característicos frente a los tres que aparecen en el espectro de la corriente, esto es debido a que por expresarlo de algún modo la señal se desplaza en el eje de las frecuencias trasladando la frecuencia de la red de alimentación al cero del eje de las frecuencias. Por tanto, la frecuencia de 350 Hz pasa a 300 Hz, la de 250 Hz pasa a 200 Hz y la de 50 Hz desaparece aliviando el efecto de dispersión que frecuentemente produce esta frecuencia en las próximas a ella.

6.1.2.2 ASMac de una máquina con excentricidad estática simulada.

Se simula una máquina eléctrica con excentricidad estática únicamente, y se obtiene el espectro en frecuencia de la corriente que circula por una de las fases de la máquina simulada, la cual se observa en la Figura 6-8.

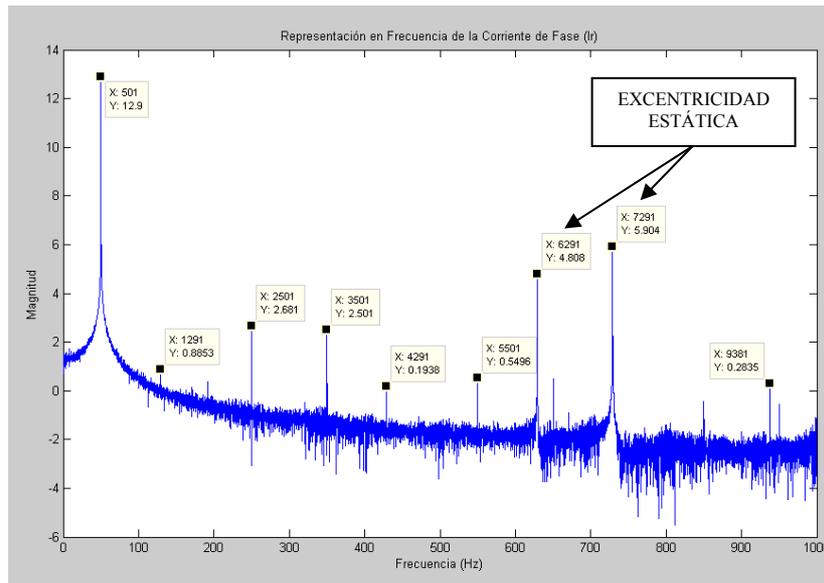


Figura 6-8. Representación en frecuencia de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática simulada a 1455 r.p.m.

Observando con detenimiento el espectro de la corriente de la máquina simulada con excentricidad aparecen las frecuencias características teóricas de la excentricidad, véase Tabla 5-2 , como se demostró en la validación del modelo.

En la Figura 6-9 se representa el valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente que consume una fase del estator de la máquina eléctrica simulada. En este espectro se observan los dos picos característicos que en la máquina sana (200 y 300 Hz) pero de una amplitud ínfima con respecto a los dos picos característicos de la excentricidad estática 579 y 679 Hz (729-50 Hz). Estos armónicos también corresponden con los de ranura.

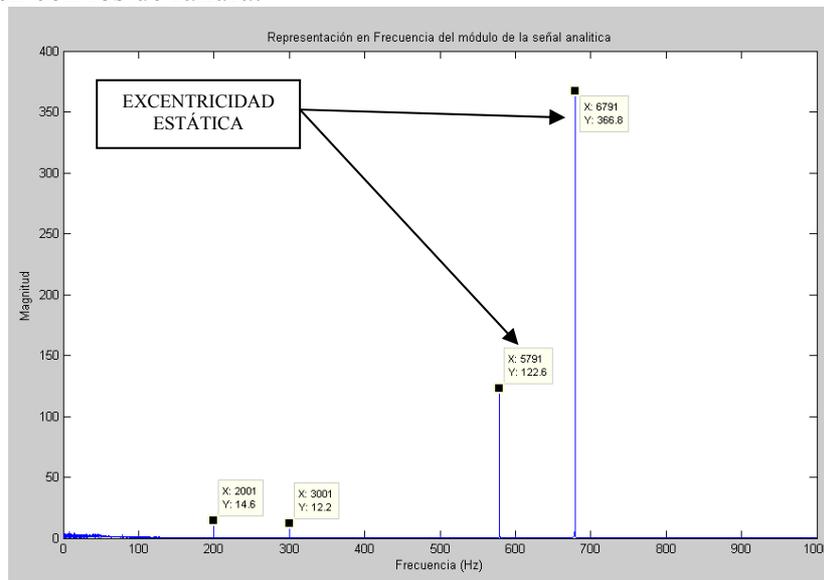


Figura 6-9. Representación en frecuencia del valor alterno del modulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad estática simulada a 1455 r.p.m.

6.1.2.3 ASMac de una máquina con excentricidad mixta simulada.

Se simula una máquina eléctrica con excentricidad mixta, es decir combinación de excentricidad estática y dinámica. Si se observa el espectro de la corriente estática de una de sus fases se observan las frecuencias laterales propias de dicha excentricidad, tal y como se observa en la Figura 6-10.

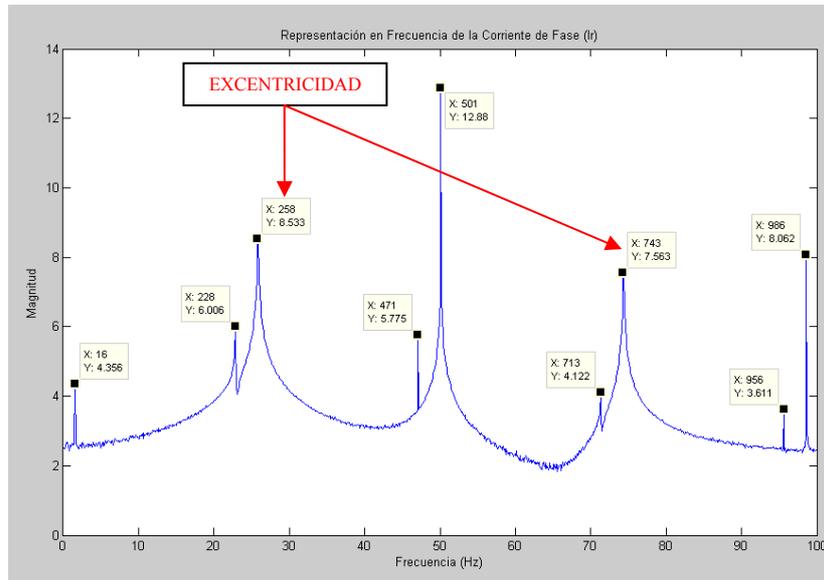


Figura 6-10. Representación en frecuencia de 0-100 Hz de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad mixta simulada a 1455 r.p.m.

Además tal y como se ve en la Figura 6-11 dónde se representa el espectro de la corriente hasta las frecuencias cercanas a los 1000 Hz se observan las familias típicas de la excentricidad estática, iguales al ejemplo anterior, y las propias a la excentricidad dinámica (580 Hz y 777.6 Hz entre otras)

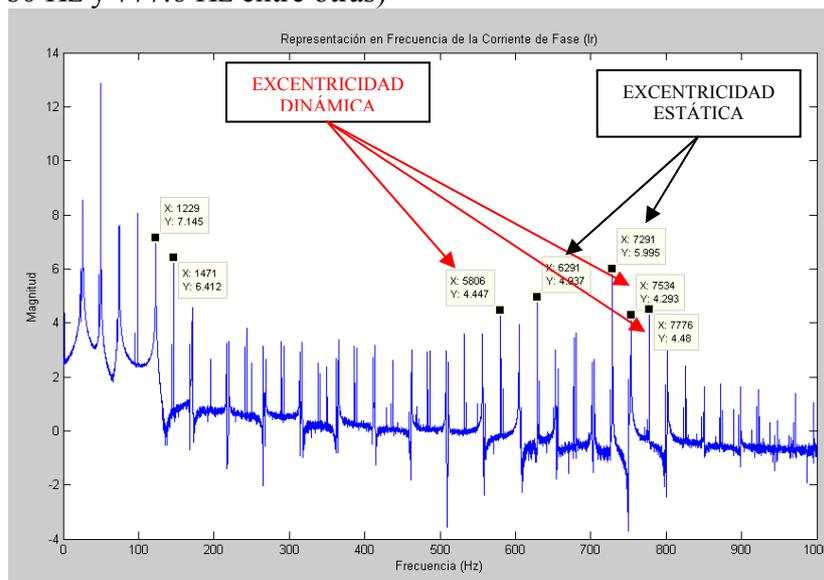


Figura 6-11. Representación en frecuencia de 0-1000 Hz de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad mixta simulada a 1455 r.p.m.

Al representar el valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente en la Figura 6-12 se observa la frecuencia característica de la excentricidad (24.4 Hz) cuya amplitud es superior a todas las demás diagnosticando la existencia de excentricidad. Además aparecen también más frecuencias características de la excentricidad correspondientes a las bandas laterales y las de la estática pero de menor amplitud.

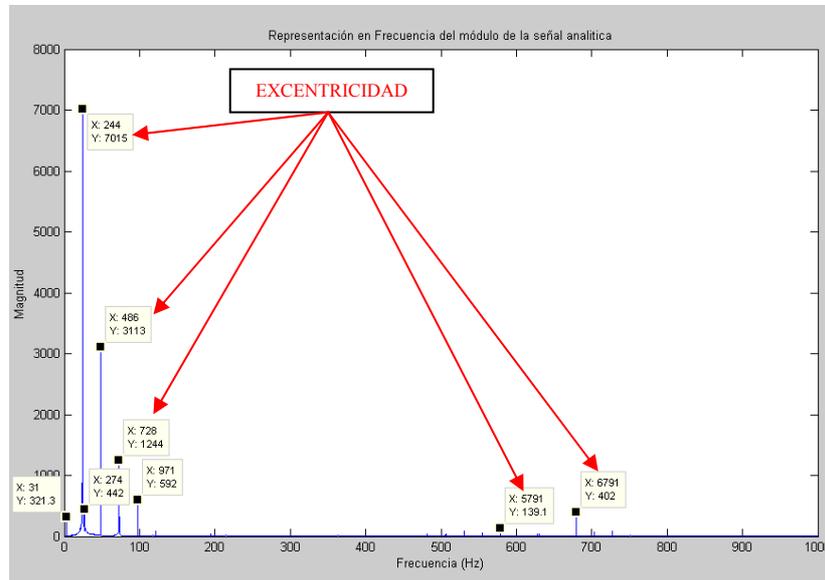


Figura 6-12. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica con excentricidad mixta simulada a 1455 r.p.m.

6.1.2.4 ASMac de una máquina con excentricidad mixta y una barra rota simulada.

Por último, se le añade a la máquina anterior simulada la rotura de una de sus barras del rotor. En la Figura 6-13 se representa el espectro de la corriente que es similar al anterior pero con la aparición del armónico correspondiente a la barra rota.

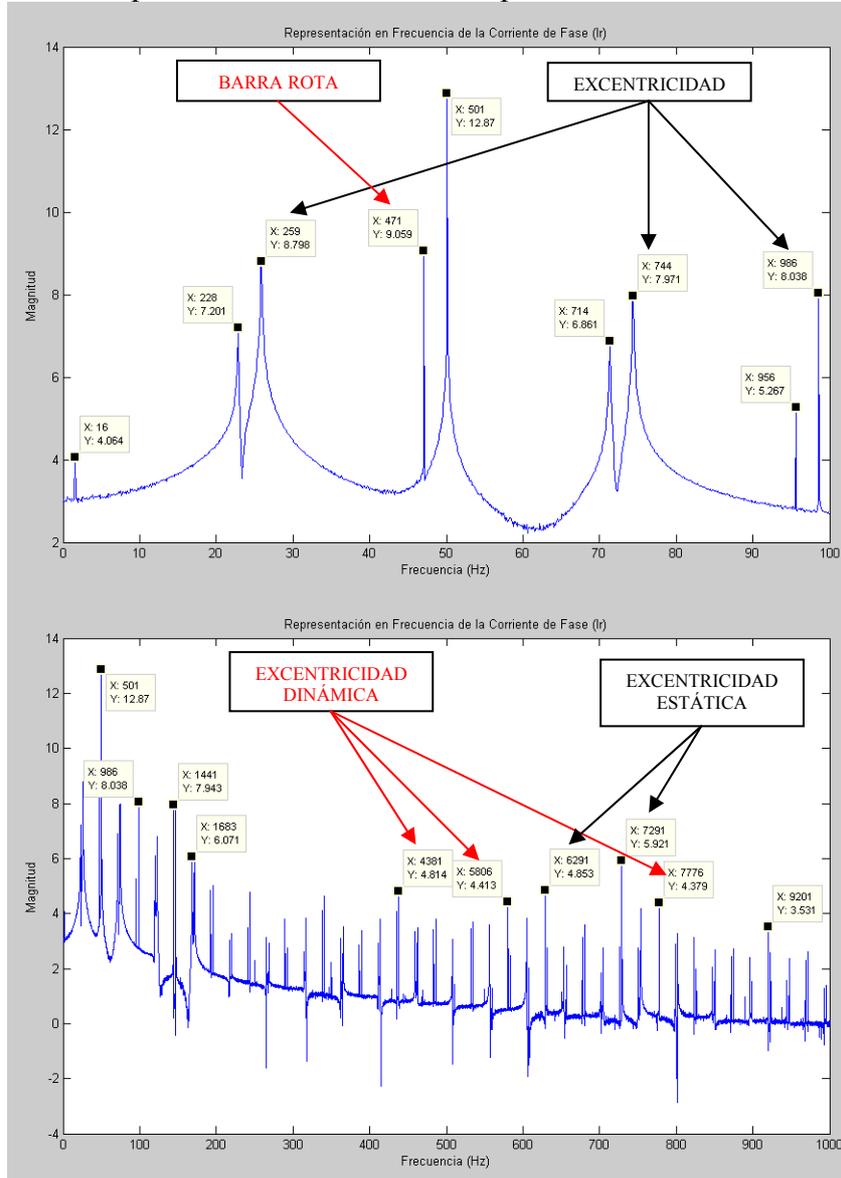


Figura 6-13. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (a) 0-100 Hz (b) 0-1000 Hz de la máquina eléctrica simulada con excentricidad mixta y una barra rota a 1455 r.p.m.

Si se observa el valor alterno del módulo de la señal analítica, en la Figura 6-14 aparece un armónico de una amplitud próxima al de la excentricidad mixta que es el correspondiente a la barra rota. Evidenciando de esta forma que este método, por lo menos de forma teórica funciona correctamente y de una forma más concisa y clara que los métodos existentes.

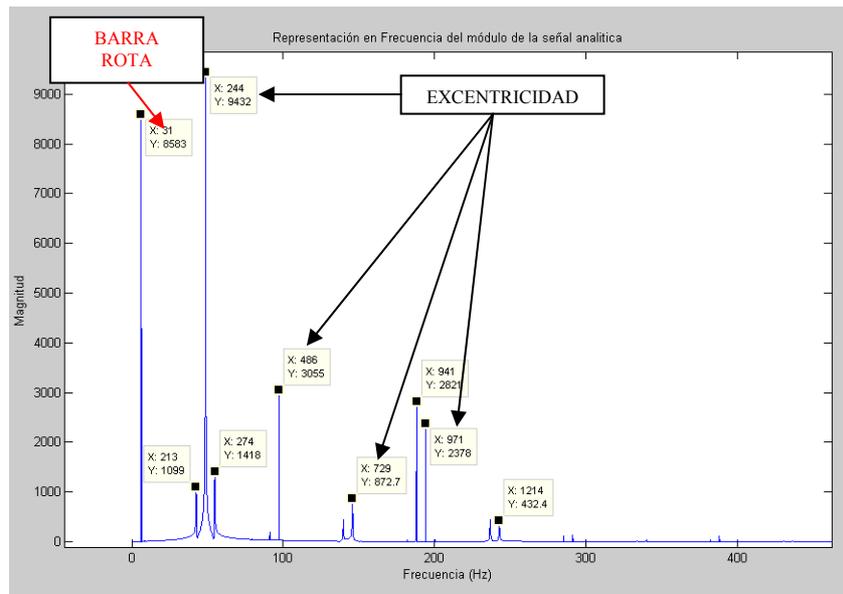


Figura 6-14. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica simulada con excentricidad mixta y una barra rota a 1455 r.p.m.

Los resultados obtenidos de las simulaciones resultan muy satisfactorios, cabe suponer que en los ensayos experimentales los resultados sean similares.

6.1.2.5 ASMac de la máquina real sana.

Para validar este método se ensaya con una máquina real disponible en el laboratorio a la cual se le denomina maquina sana. Como ya se observó durante la validación del modelo al analizar la corriente de una de las fases de esta máquina, se observan las frecuencias características correspondientes a las bandas laterales de la excentricidad mixta. Como se comento en su momento esto es debido a que casi todas las máquinas eléctricas poseen un cierto grado de excentricidad debido a su construcción.

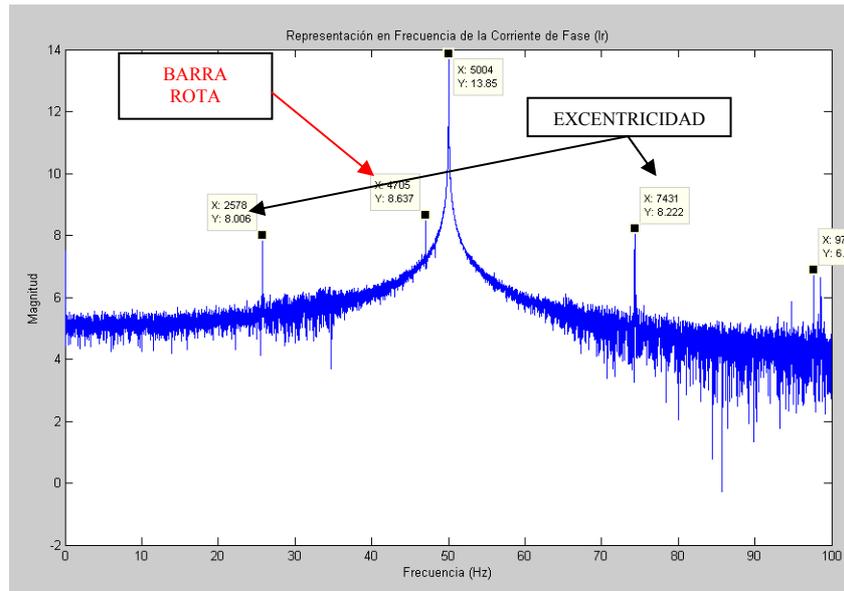


Figura 6-15. Representación de la corriente de una fase en frecuencia de la máquina eléctrica sana a 1455 r.p.m.

Si se observa en la Figura 6-16-a el espectro de la corriente de la máquina ampliado en frecuencia hasta 1000 Hz, además de los armónicos múltiplos de la frecuencia de la alimentación, aparecen los de las bandas laterales superiores y los de excentricidad estática.

Mientras que al observar el valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente en la Figura 6-16-b los armónicos cuya amplitud es determinante pertenecen a los múltiplos de la frecuencia de alimentación.

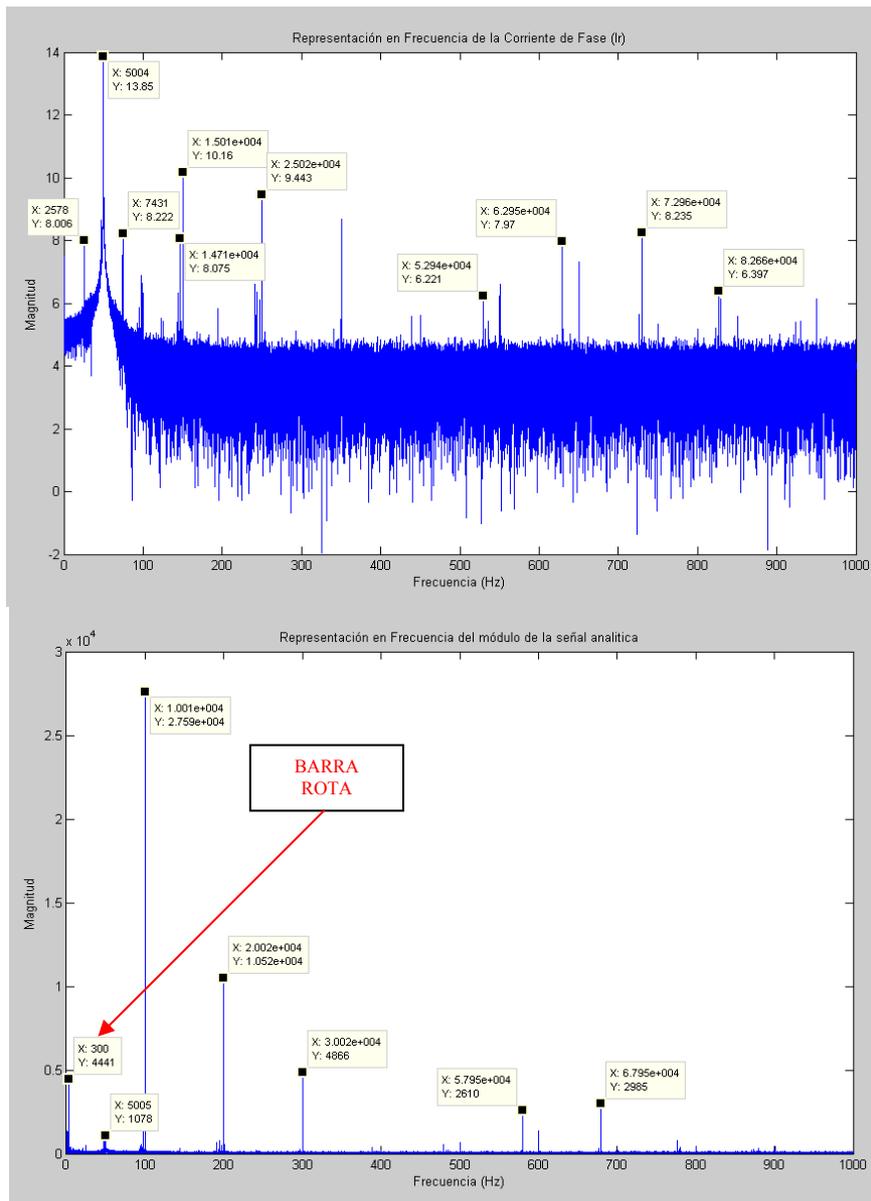


Figura 6-16. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase (b) del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana a 1455 r.p.m.

Sí se amplía la representación del valor alterno del módulo de la señal analítica a la zona de 0 a 100 Hz se vislumbran los armónicos correspondientes a la excentricidad mixta y a una barra rota. Pero de amplitud ínfima con respecto a los armónicos múltiplos de la red.

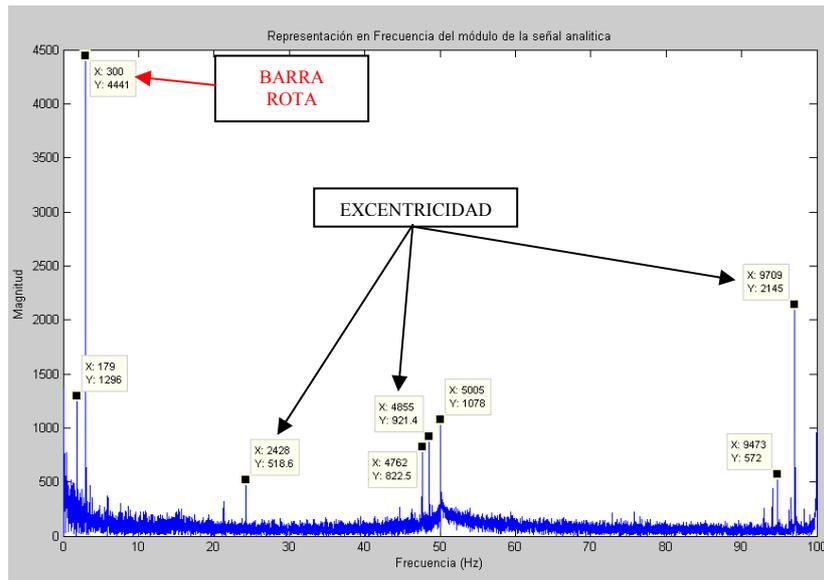


Figura 6-17. Representación en frecuencia 0-100 Hz del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina eléctrica sana a 1455 r.p.m.

6.1.2.6 ASMac de la máquina real con tapas desplazadas.

Mediante el análisis de la corriente de la máquina que posee las tapas desplazadas, se pretende dejar patente el buen hacer de dicho método, ya que el espectro de la corriente, véase la Figura 6-18, es similar al de la máquina sana pero en esta máquina se sabe que el grado de excentricidad provocado por el desplazamiento de los asientos de los cojinetes es mayor que en la sana.

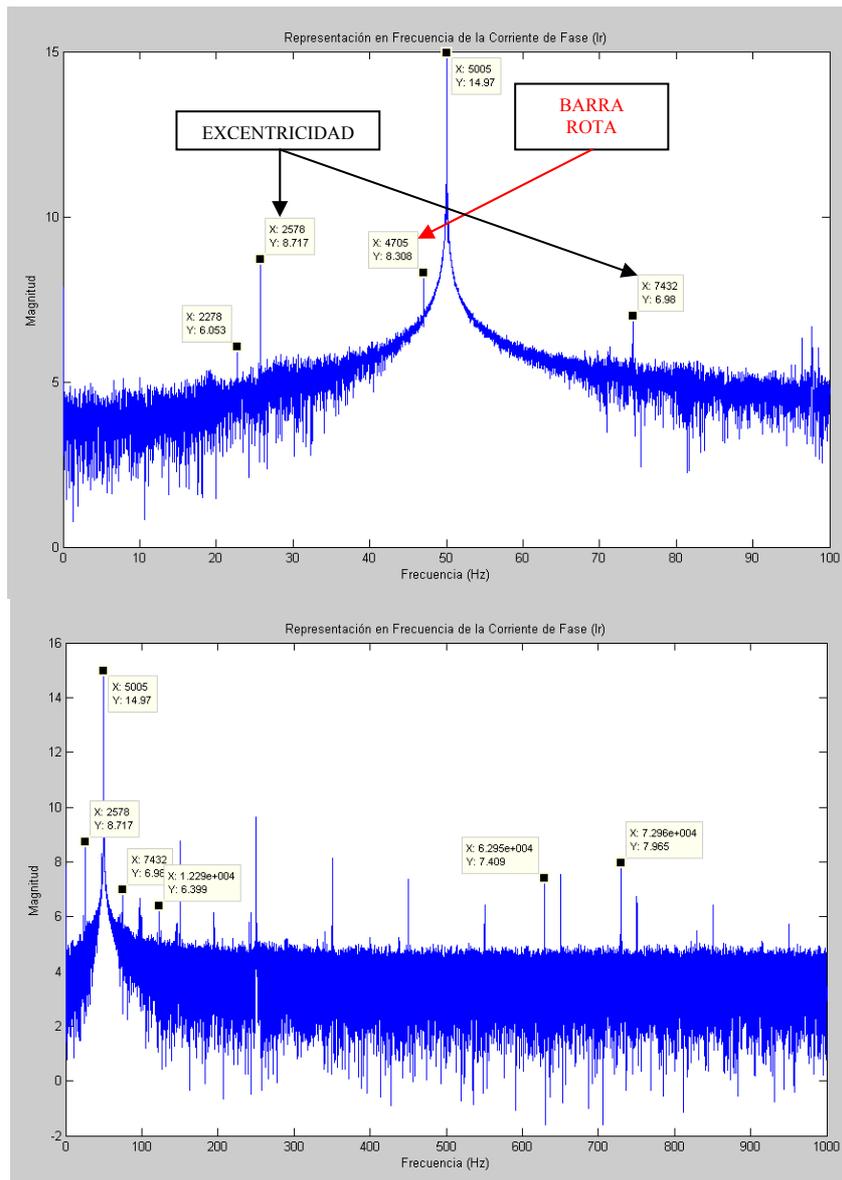


Figura 6-18. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (a) 0-100 Hz y (b) 0-1000 Hz de la máquina real con tapas desplazadas a 1455 r.p.m.

Al representar el valor alterno del módulo de la señal analítica en la Figura 6-19, se observa gratamente que el armónico de la excentricidad posee una magnitud mayor que en el caso de la máquina sana, aunque siguen ganando en amplitud los armónicos correspondientes a los múltiplos de la red de alimentación. También ganan en amplitud los de la excentricidad estática y de ranura (729-50 Hz) frente al caso anterior.

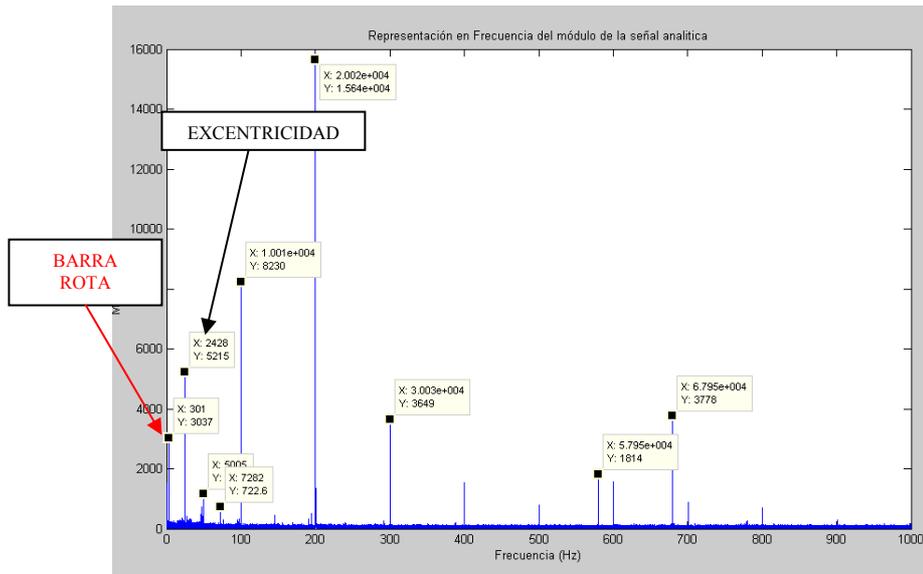


Figura 6-19. Representación en frecuencia del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina real con tapas desplazadas a 1455 r.p.m.

6.1.2.7 ASMac de la máquina real con el rotor aplanado parcialmente.

Sí se analiza la corriente de la máquina eléctrica con el rotor aplanado parcialmente, se obtiene un espectro en frecuencia de esta que se muestra en la Figura 6-20. Se observan los armónicos característicos a la excentricidad mixta, además aparece un armónico debido a la rotura de barras.

Al analizar el módulo de la señal analítica se observa que el armónico característico de la excentricidad es de similar amplitud que los armónicos múltiples de la red de alimentación.

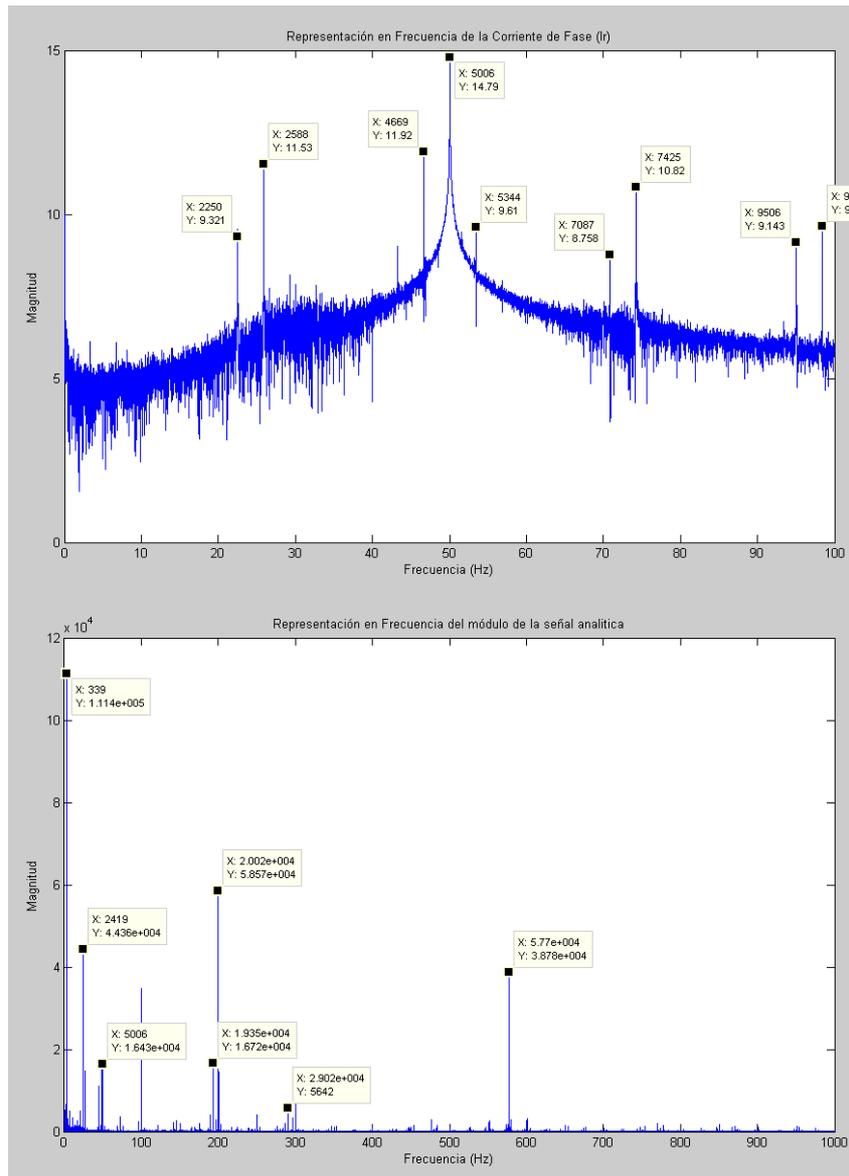


Figura 6-20. Representación en frecuencia (a) de la corriente de una fase 0-100 Hz (b) del módulo del valor alterno del módulo de la señal analítica 0-1000 Hz de la máquina real con rotor aplanado parcialmente a 1450 r.p.m.

Si se amplía el espectro del valor alterno del módulo de la señal analítica en la Figura 6-21 se observa que el armónico debido al fallo de la barra rota, siendo muy posible que esta máquina posea una barra rota, o a punto de ello.

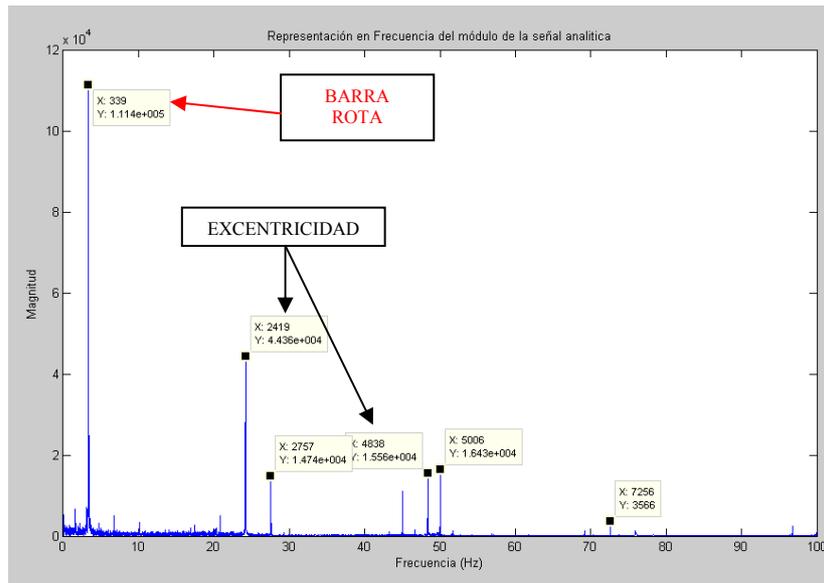


Figura 6-21. Representación en frecuencia 0-100 Hz del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina real con rotor aplanado parcialmente a 1450 r.p.m.

6.1.2.8 ASMac de la máquina real con una barra rota.

Por último, se analiza la corriente de una fase del estator de la máquina con una barra rota en la Figura 6-22 [133].

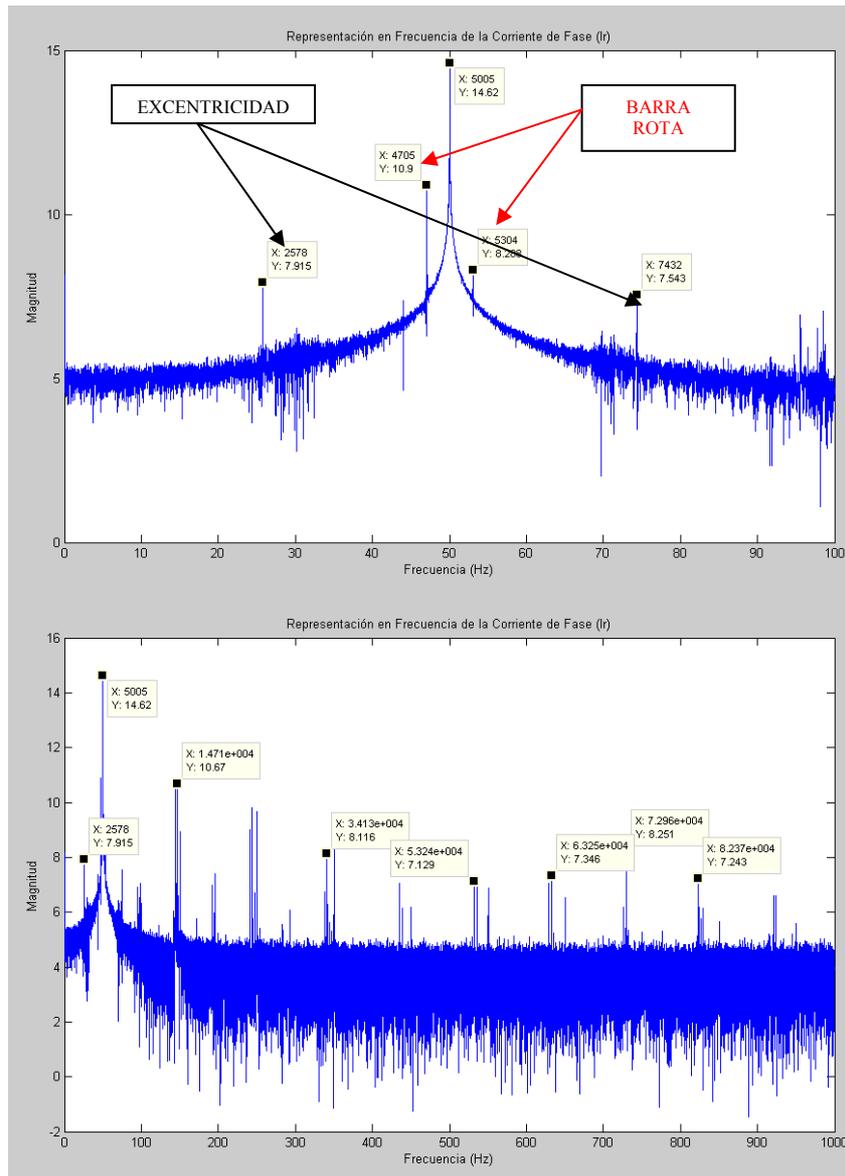


Figura 6-22. Representación en frecuencia de la corriente de una fase (a) 0-100 Hz (b) 0-1000 Hz de la máquina real con barra rota a 1455 r.p.m.

Al analizar el valor alterno del módulo de la señal analítica se observa el armónico correspondiente a la rotura de barras que posee una magnitud superior a los demás.

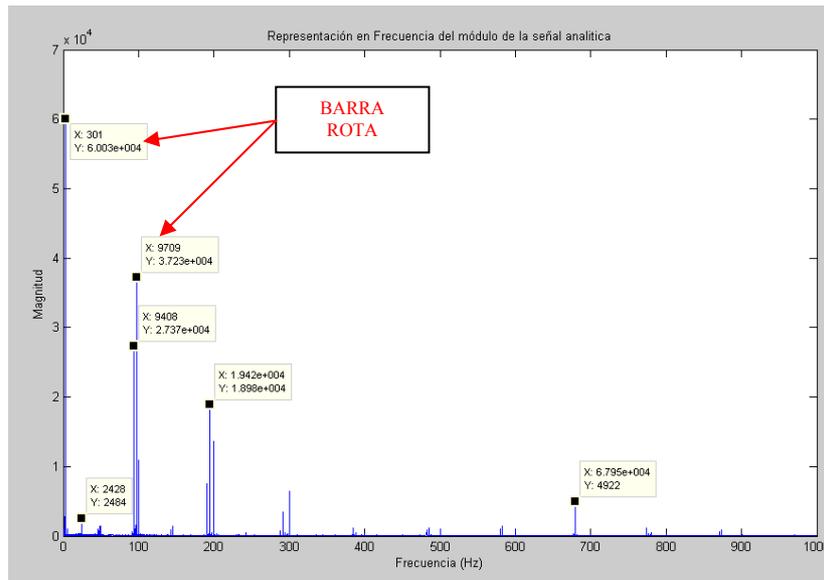


Figura 6-23. Representación en frecuencia 0-100 Hz del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina real con barra rota a 1455 r.p.m.

6.1.2.9 Aportaciones del valor alterno del módulo de la señal analítica (ASMac).

Antes de exponer las aportaciones que efectúa la técnica del valor alterno del módulo de la señal analítica se realiza un ensayo experimental con la máquina eléctrica que posee una barra rota a modo de ejemplo descriptivo. Se realizan cuatro ensayos a diferentes deslizamientos, sin carga, a pequeña carga, a media carga y a carga completa. En todos los casos se mide la corriente de una fase que circula por la máquina eléctrica.

Primero se aplica la técnica tradicional de la transformada de Fourier a la corriente de una fase para realizar su análisis en frecuencia [133].

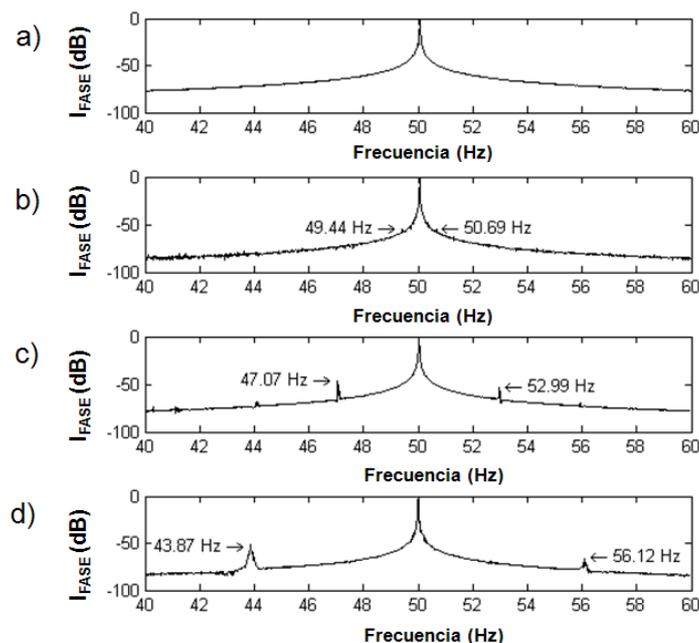


Figura 6-24. Representación en frecuencia mediante la transformada de Fourier de la corriente de una fase de la máquina con una barra rota (a) a 1498.8 r.p.m., (b) a 1492.5 r.p.m., (c) a 1456.2 r.p.m. y (d) a 1407.6 r.p.m.

Se observa en la Figura 6-24, que tanto para el caso de máquina en vacío (a) como para el caso de baja carga (b), sólo con el análisis en frecuencia de la transformada de Fourier de la corriente resulta imposible detectar la rotura de barras en esa máquina eléctrica. A partir del caso de media carga (c) se puede intuir que la máquina eléctrica posee una barra rota.

Ahora se aplica la transformada de Fourier al valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente, para realizar su análisis en frecuencia [133].

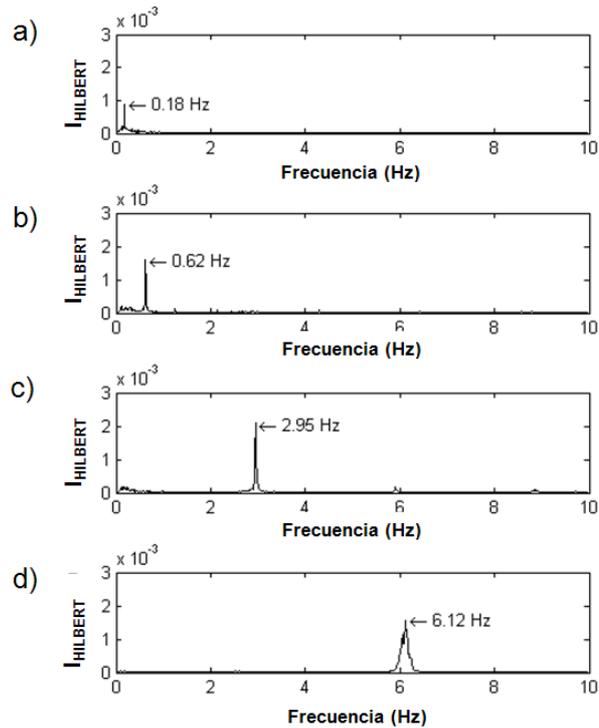


Figura 6-25. Representación en frecuencia mediante la transformada de Fourier del valor alterno del módulo de la señal analítica de la corriente de una fase de la máquina con una barra rota (a) a 1498.8 r.p.m., (b) a 1492.5 r.p.m., (c) a 1456.2 r.p.m. y (d) a 1407.6 r.p.m.

Sí se observa la Figura 6-25 dónde sólo se representa hasta una frecuencia de 10 Hz, en todos los casos, (vacío, baja, media y plena carga) aparece el armónico característico de la rotura de barras.

También cabría decir que el armónico característico de la rotura de barras evoluciona aumentando desde los 0 Hz a medida que aumenta el deslizamiento ó disminuye la velocidad de la máquina eléctrica.

El método del valor alterno del módulo de la señal analítica, realiza dos grandes aportaciones como son [133]:

- Simplifica el espectro en frecuencia. Ya que la señal analítica se basa en la transformada de Hilbert, y de esta forma los espectros, como por ejemplo el de la máquina con una barra rota ó el de la máquina con excentricidad sólo poseen una componente debida al armónico característico del fallo frente a las dos que presentan en la forma tradicional de Fourier simétricas con respecto a la frecuencia de alimentación. Este hecho es muy significativo desde el punto de

vista del análisis de la señal, ya que sí el espectro en frecuencia está muy simplificado y nítido resultará más difícil no detectar los fallos o anomalías.

- Amplia los campos de aplicación de la técnica tradicional de Fourier al análisis de la corriente de una fase, como por ejemplo en el caso de la detección de la rotura de barras para bajos deslizamientos o inclusive cuando la máquina trabaja en vacío. Se hace evidente otra de las propiedades de la transformada de Hilbert, ya que elimina el efecto de dispersión. De esta forma se puede detectar la rotura de barras de una máquina eléctrica que trabaja en vacío hasta una que trabaja a plena carga.

6.2 Soluciones en régimen transitorio.

El análisis de la corriente estatórica de las máquinas eléctricas es un método online muy potente, utilizado para la detección y diagnóstico de fallos en las máquinas. Se basa en la detección de los armónicos de la frecuencia de la corriente que son característicos de los fallos de la máquina. Si se aplica este método ó técnica cuando su régimen de funcionamiento es transitorio, como por ejemplo en el arranque de una máquina eléctrica, puede inducir a error ya que los armónicos evolucionan en el tiempo y provocan un enmascaramiento a nivel frecuencial, generando muchas frecuencias que nada tienen que ver con las características de los fallos. Para solucionar este problema se introduce una nueva dimensión, el tiempo.

6.2.1 Patrones de Fallos a modo de imagen. Transformadas Wavelets.

De la misma manera que en el régimen permanente se han creado patrones o mapas de colores de forma visual de cómo evolucionan los fallos para identificarlos. En el régimen transitorio, se crean patrones en régimen transitorio basados en la transformada wavelet.

Diversas técnicas o herramientas matemáticas se han utilizado para realizar el análisis en tiempo-frecuencia de las magnitudes de las máquinas eléctricas. Estas técnicas pueden ser cuadráticas, como la distribución de Wigner-Ville [125], o lineales como la transformada rápida de Fourier (STFT) [126], [127] o la transformada Wavelet [128], [129].

De entre todas las técnicas, la transformada Wavelet es la herramienta más utilizada para representar el análisis tiempo-frecuencia en el campo de las máquinas eléctricas.

La transformada Wavelet aplicada al análisis de las magnitudes de las máquinas eléctricas presenta una dificultad adicional a la transformada rápida de Fourier tradicional. Debido a que esta técnica posee tres dimensiones, tiempo, frecuencia y amplitud frente a las dos dimensiones de Fourier

Para la creación de patrones que sirvan de indicadores en la detección y diagnóstico de los fallos los cuales contengan más información que únicamente la amplitud del armónico característico del fallo tal y como se viene realizando de forma tradicional, se utilizan las transformadas wavelets. Estas herramientas aportan una nueva visión y la generación de imágenes de alta resolución que facilitan el reconocimiento de los fallos. Las herramientas utilizadas son la transformada discreta (DWT) muy útil para realizar un filtrado, la transformada continua (CWT) y la transformada continua compleja (CCWT).

6.2.1.1 Transformada wavelet discreta de la máquina con barra rota.

Las principales características de los sistemas wavelet que las diferencian de las demás herramientas clásicas de tratamiento de señal, son:

- Un sistema wavelet es un conjunto de “bloques” que representan una función.
- El desarrollo en wavelet da la localización de la señal en el dominio tiempo-frecuencia, permite una separación de componentes de una señal que se solapan tanto en tiempo como en frecuencia.
- El conjunto de desarrollo en wavelets no es único debido a que existen muchos” sistemas diferentes de wavelets que pueden utilizarse de forma efectiva.
- La magnitud de los coeficientes del desarrollo mediante wavelets decrecen rápidamente para un amplio tipo de señales. Por eso, son tan efectivas en la compresión de señales e imágenes, eliminación de ruido y detección.
- La generación de wavelets y el cálculo de la Transformada Wavelet Discreta se adapta muy bien al uso de los computadores, ya que utilizan operaciones básicas como sumas y multiplicaciones.

La transformada wavelet discreta no es más que la aplicación de diferentes filtros pasa-bandas para ir creando los diferentes niveles de detalle y la señal de aproximación. El número total de niveles se selecciona en función de la frecuencia de muestreo.

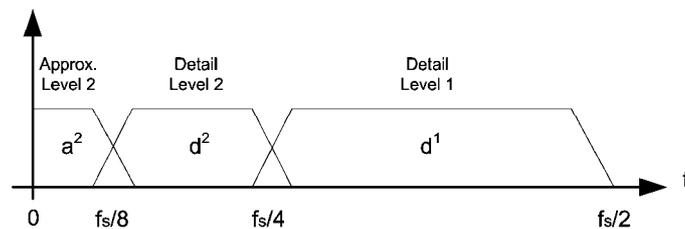


Figura 6-26. Representación de los filtros de las bandas de la transformada discreta wavelet, señal de aproximación y detalle.

Sí se aplica la transformada wavelet discreta a la corriente de arranque de una máquina eléctrica con una barra rota se obtiene el patrón que se muestra en la Figura 6-27. Para realizar el análisis se utiliza una wavelet madre del tipo “demeyer” con nueve niveles de detalle. Así de esta forma la señal de aproximación comprende la banda de frecuencias desde los 0 Hz hasta 9.79 Hz. El noveno nivel de detalle comprende una banda en frecuencia desde la señal de aproximación hasta los 19.39 Hz [134].

Si se observa la descomposición por frecuencias de la Figura 6-27, se obtiene el patrón correspondiente a una máquina con rotura de barras. Este patrón se ha superimpreso en la representación, pero este patrón aunque es apreciable no resulta clarificador a la hora de implementar sistemas expertos de reconocimiento de formas. Que un sistema de reconocimiento de imagen sea capaz de discernir en este patrón la rotura de barras presenta dificultad en parte debido a la resolución de las imágenes, además de los saltos que se producen entre bandas [134].

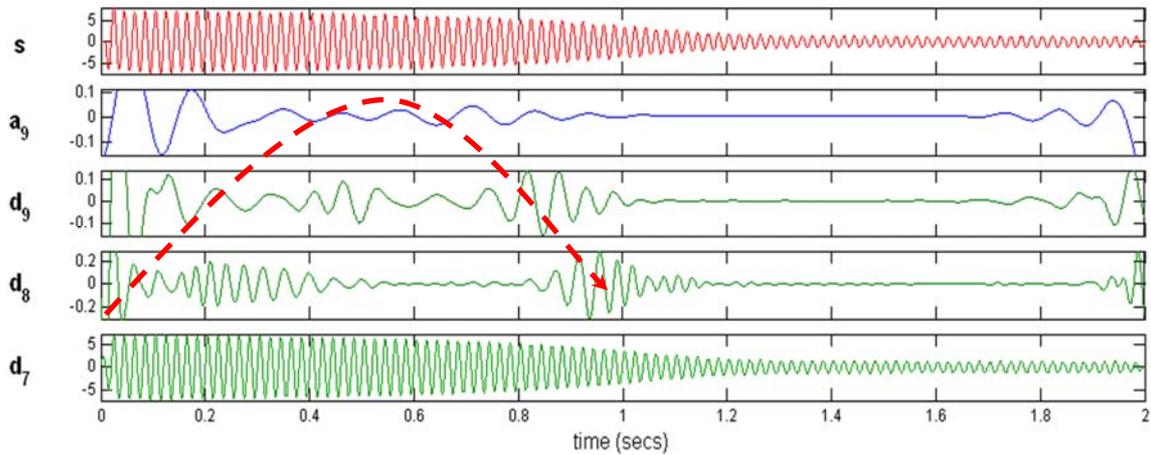


Figura 6-27. Representación de la corriente de arranque de una máquina eléctrica con una barra rota.

Para evitar lo anteriormente expuesto, se realiza una representación tiempo-frecuencia bidimensional de los coeficientes que conforman la transformada wavelet discreta de la corriente de arranque de la máquina eléctrica. Se representa la amplitud de la señal en cada punto con un color tal y como se observa en la Figura 6-28 [134].

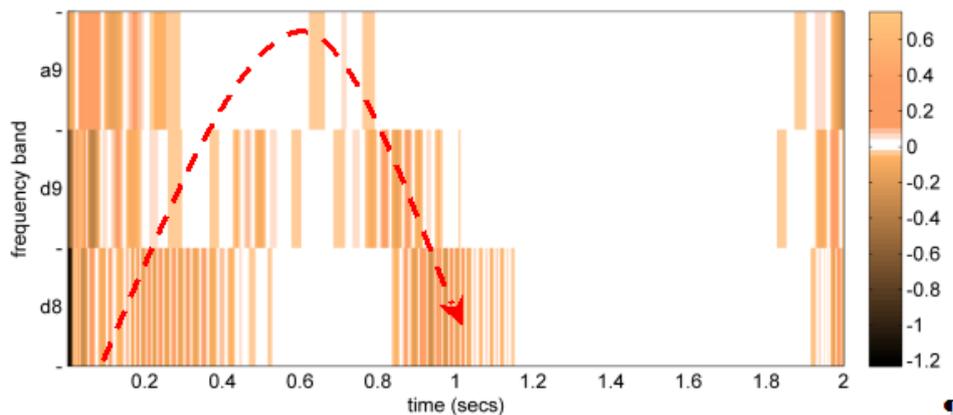


Figura 6-28. Representación de la corriente de arranque de una máquina eléctrica con una barra rota.

Pero esta imagen no resulta muy nítida y de muy baja resolución, se observa que esta técnica está ideada para la compresión. Por todo ello, se busca patrones que generen imágenes de alta resolución a los cuales se les pueda aplicar reconocimiento de forma sin problemas.

6.2.1.2 Transformada wavelet continua.

La Transformada Wavelet Continua (CWT) fue desarrollada como una alternativa a la STFT (Short Time Fourier Transform), la cual no era más que una modificación a la definición de la transformada de Fourier con el fin de obtener una transformada con mejores propiedades de localización en el dominio tiempo-frecuencia, para hacer frente a los problemas de resolución que está presentaba. El análisis wavelet es de forma similar al realizado por la STFT ya que la señal se multiplica por una función similar a la ventana STFT, y la transformada se computa separadamente para diferentes segmentos de la señal en el dominio temporal. La diferencia entre ambos es que esta

ventana no tiene una anchura fija, si no que se generan diferentes versiones escaladas a partir de la original, y son estas las que se multiplican por la función.

Estas funciones ventana denominadas como wavelets no son más que una “pequeña onda”, la cual posee toda su energía concentrada en un instante, por lo tanto es una función ventana de anchura finita, y permitiendo de esta manera el análisis de fenómenos transitorios, no estacionarios o variables en el tiempo. De la misma manera que en el análisis en Fourier se utilizan funciones senoidales como base para representar una señal, se usan las wavelets para el análisis de señales.

La Transformada Wavelet Continua se puede definir como sigue:

$$CWT_x^\psi(\tau, s) = \psi_x^\psi(\tau, s) = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \cdot \int x(t) \cdot \psi^*\left(\frac{t-\tau}{s}\right) \cdot dt \quad (6-7)$$

Se observa en la ecuación anterior, que la señal transformada es función de dos variables τ y s . Estos son los parámetros de traslación y escalado respectivamente. $\psi(t)$ es la función de transformación, denominada wavelet madre, de la que se derivan un conjunto de wavelets, versiones escaladas de la misma, que se utilizan en el proceso de descomposición de la señal.

La interpretación de la ecuación anterior es de la siguiente manera; supóngase una señal analizar tal que $x(t)$. La wavelet madre se elige para servir como prototipo en la generación de todas las ventanas durante el proceso, es decir, todas las ventanas que se utilizan son versiones comprimidas o dilatadas y desplazadas del wavelet madre. Existen diferentes wavelets madre, de las cuales derivan familias, bien conocidas por poseer unas características definidas para el análisis de concretas aplicaciones que ya han sido demostradas.

Una vez elegida la wavelet madre, comienza el proceso con $s=1$ y la transformada discreta continua se computa para todos los valores de s , mayores y menores que 1. Aunque generalmente no es necesaria una transformada completa, ya que basta computar la transformada para determinadas bandas. El primer valor de s corresponde al valor más comprimido, a medida que aumenta la s , el wavelet se dilata, es decir, el análisis comienza desde las altas frecuencias y continúa hacia las bajas frecuencias.

El wavelet se localiza al principio de la señal, $t=0$. La función de escala 1 se multiplica entonces por la señal y luego se integra para todos los instantes de tiempo. El resultado de la integración se multiplica posteriormente por la constante $\frac{1}{\sqrt{|s|}}$, para normalizar la energía. El resultado final es el valor de la Transformada

Wavelet Continua en el instante $t=0$ y escala $s=1$ ($\tau = 0, s = 1$).

El wavelet a escala $s=1$ se desplaza hacia la derecha en una cantidad τ , y se vuelve a computar la ecuación anterior para obtener el valor de la transformada $t = \tau, s = 1$, repitiendo este procedimiento hasta que se alcanza el final de la señal.

A continuación se incrementa s en un valor pequeño, ya que es una transformada continua los incrementos tienen que ser de forma continua. Al hacerlo por medio del computador esto equivale a muestrear. Repitiendo el proceso para cada valor de s , que genera la correspondiente fila en el plano tiempo-escala. Una vez que se completa el proceso la CWT queda calculada.

La transformada Wavelet continua (al igual que sucede con la transformada continua de Fourier) no puede computarse haciendo uso de ecuaciones analíticas en la práctica. Por tanto, será necesario discretizar estas transformadas, e incluso se puede optimizar dicha discretización con el fin de ahorrar tiempo de computación, cumpliendo ciertas restricciones si se pretende reconstruir posteriormente la señal original. Sin embargo, aunque la transformada Wavelet continua discretizada permite su implementación mediante ordenadores, no constituye una verdadera transformada discreta.

En la Figura 6-29 se representa la Wavelet continua de la señal de test que se muestra, observándose en la transformada la evolución tiempo-frecuencia [135].

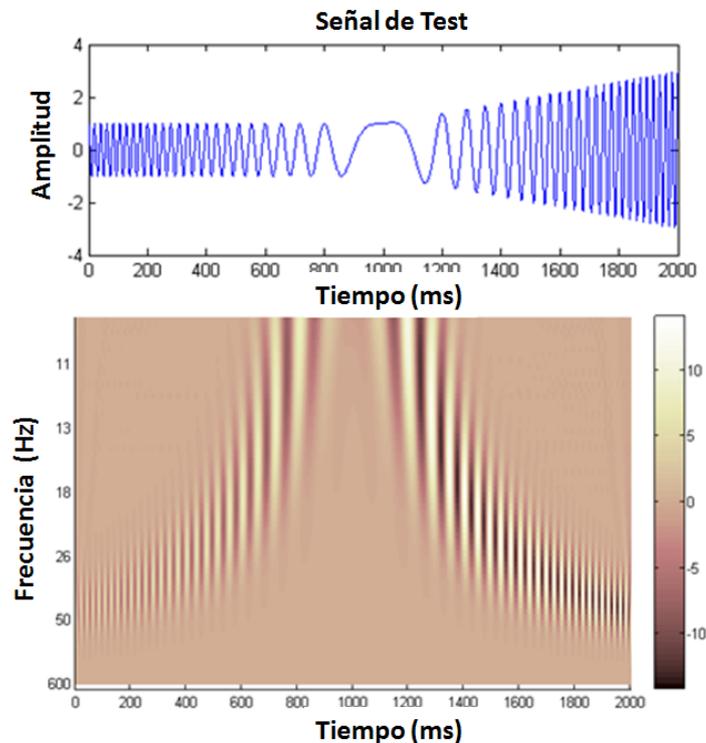


Figura 6-29. Representación de una señal de test mediante la Wavelet Continua.

6.2.1.3 Transformada wavelet continua compleja.

La transformada Wavelet continua compleja se define de la misma forma que la transformada Wavelet continua pero esta usa valores complejo en cuenta de valores reales. Esta transformada se está usando para la detección de la excentricidad dinámica [130], la rotura de barras [131] e inclusive para la medida de la velocidad [132].

La ventaja de analizar el módulo de la transformada compleja continua de wavelet representa la evolución en el dominio tiempo-frecuencia de la señal alternante, como

por ejemplo la corriente del estator, ya que el modulo proporciona la envolvente de esa señal.

En la Figura 6-30 se representa la señal de test mediante la transformada wavelet continua compleja, similar a la Figura 6-29 donde se representaba la wavelet continua. En esta se aprecia mucho mejor la evolución tiempo–frecuencia que se produce ya que representa una imagen mucho más nítida que la transformada continua [135].

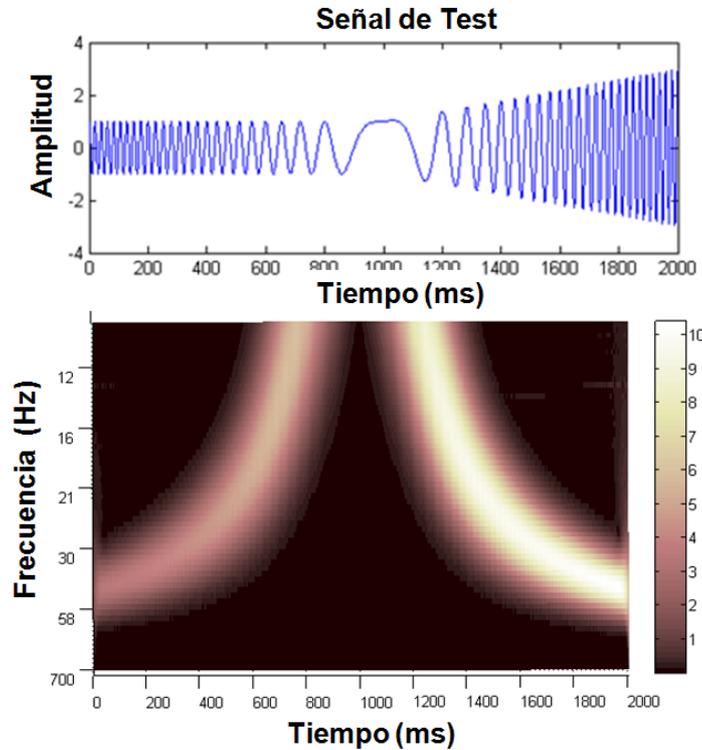


Figura 6-30. Representación de una señal de test mediante la Wavelet Continua Compleja.

6.2.1.4 Transformada wavelet continua compleja aplicada a una máquina con barra rota.

Se ha expuesto anteriormente las transformadas wavelet continua y la continua compleja mediante una señal de test, denominada “chirp”. Se ha observado que ambas transformadas generan imágenes de alta resolución, que superan con creces la transformada wavelet discreta.

Entre ambas transformadas queda en evidencia que la transformada wavelet continua aporta menor nitidez a la imagen que devuelve como solución que la transformada wavelet continua compleja.

En conclusión se opta por aplicar la transformada wavelet continua compleja para la creación de patrones para la detección y diagnóstico de cualquier avería rotórica. Generando imágenes de alta resolución a las cuales se les puede aplicar técnicas de reconocimiento de imágenes automáticos.

En la Figura 6-31 se muestra la densidad espectral de la corriente de una máquina con una barra rota en régimen permanente a 1477 revoluciones por minuto. Esta señal ha sido muestreada a 10 kHz durante 10 segundos. Sí se comparase con una máquina sana

a penas se notaría la diferencia. La cual cosa hace casi imposible el poder detectar dicho fallo.

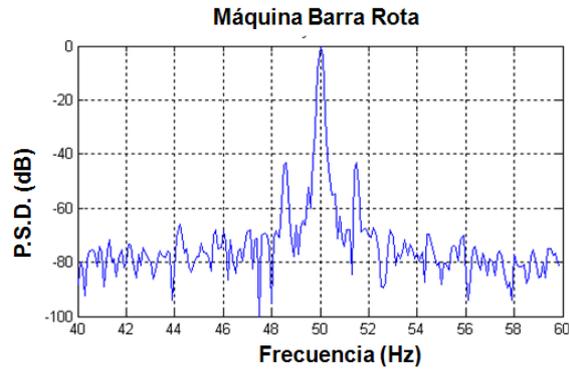


Figura 6-31 Densidad espectral de la corriente de una máquina con una barra rota.

Por tanto, se hace necesario utilizar otras técnicas para detectar dicho fallo. Utilizando el transitorio de la máquina donde se inserta una nueva dimensión como es el tiempo.

En la Figura 6-32 se representa la corriente consumida por una máquina con una barra rota durante el transitorio de arranque.

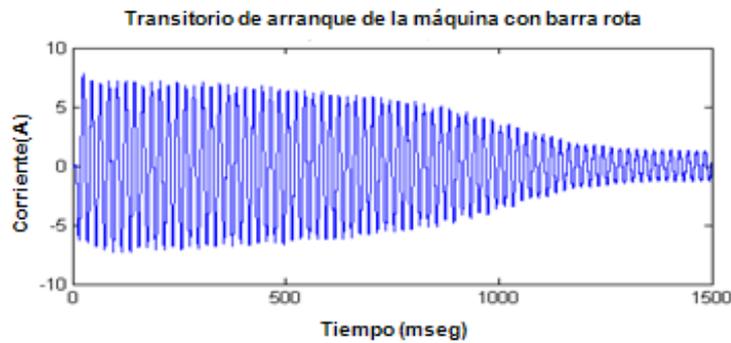


Figura 6-32. Representación de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.

A continuación se calcula el modulo de la transformada wavelet continua compleja para obtener la resolución tridimensional de cómo evoluciona el armónico característico de la rotura de barras.

Para ello se utiliza una wavelet compleja Gaussiana de nivel 8 que se representa en la Figura 6-33.

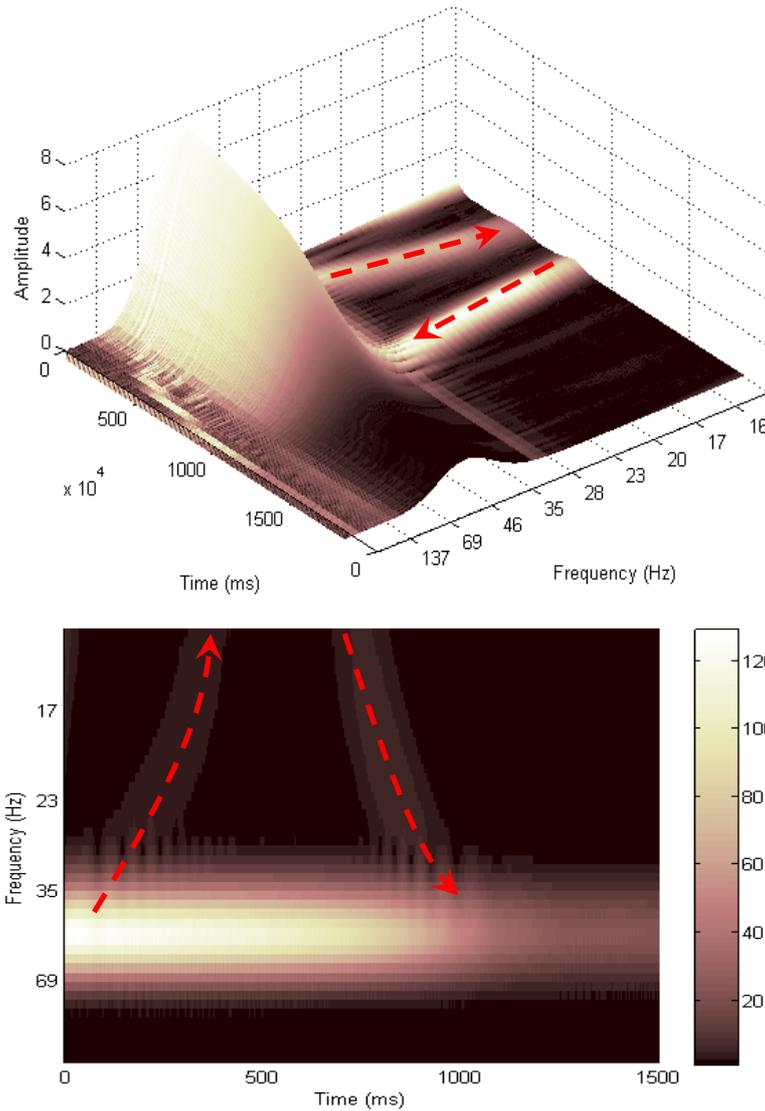


Figura 6-33. Representación (a) tridimensional (b) bidimensional del módulo de la transformada compleja continua de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.

Observándose cómo evoluciona el armónico de las barras rotas durante el arranque, tanto en la imagen tridimensional como en la bidimensional [135].

Por último en vez de representar el módulo de la transformada wavelet continua compleja de la corriente de arranque se realiza de la envolvente de la corriente de arranque mediante la transformada de Hilbert como se observa en la Figura 6-34.

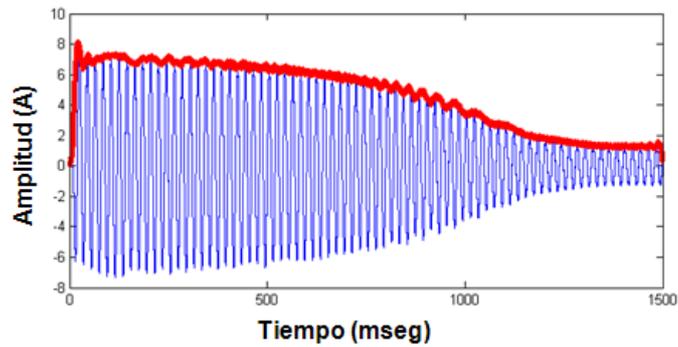


Figura 6-34. Representación de la envolvente de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.

En la Figura 6-35 se representa el módulo de la transformada wavelet continua compleja de la envolvente de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota. En esta se observa como varia el armónico lateral correspondiente a la rotura de barras a lo largo del tiempo de arranque aquí representado mediante una flecha [135].

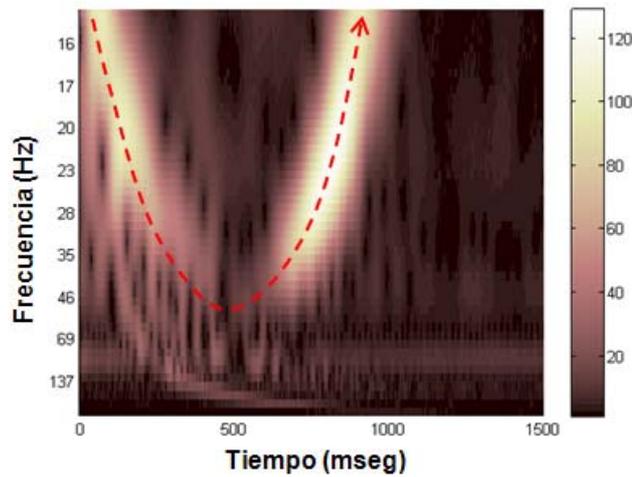


Figura 6-35. Representación de transformada wavelet continua de la envolvente de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.

Esta técnica se aplica al fallo de la excentricidad para la creación de patrones donde al introducir una magnitud más como es el tiempo cree indicadores más fiables que sirvan para su detección.

6.2.2 Frecuencia instantánea del armónico característico del fallo.

La última técnica o método propuesto es la extracción de la frecuencia instantánea de la corriente de arranque de una fase de la máquina eléctrica y representarla frente al deslizamiento de dicha máquina [136].

Como se ha expuesto en el capítulo del estado del arte, el armónico característico de la inmensa mayoría de los fallos depende del deslizamiento de la máquina, la cual cosa resulta evidente.

Por tanto, si se representa la frecuencia instantánea del armónico característico del fallo frente al deslizamiento se obtiene una recta, claro está siempre que la frecuencia dependa del deslizamiento. Si se identifica la pendiente de dicha recta se obtiene un indicador del fallo. Este indicador es genérico ó inclusive se podría denominar “universal” ya que relaciona la frecuencia característica del fallo con el deslizamiento de la máquina. Independizando dicho indicador del régimen de trabajo.

Esta técnica se podría realizar en ambos regímenes de funcionamiento, transitorio y permanente. Se opta describirlo en el régimen transitorio ya que mediante un ensayo se obtiene toda la representación característica del armónico del fallo frente al deslizamiento mientras que si se realiza en el régimen permanente se deben efectuar multitud de ensayos a diferentes velocidades de giro de la máquina para lograr conseguir la representación del armónico característico frente al deslizamiento.

Para obtener la frecuencia instantánea hay que realizar tres pasos:

- Extraer el armónico característico del fallo que se desea estudiar. La extracción se puede realizar de una de las dos formas siguientes:
 - Mediante el uso de la señal de aproximación de la descomposición de la transformada Wavelet de la corriente
 - Mediante la obtención de la transformada de Hilbert y realizar un filtrado en frecuencia del armónico característico.
- Obtener la frecuencia instantánea del armónico característico vía la transformada de Hilbert de los mono-componentes frecuenciales y la obtención de la señal analítica.
- Representar la frecuencia de la corriente del transitorio de arranque frente al deslizamiento.

6.2.2.1 Obtención del armónico característico del fallo.

En el estado del arte se han identificado las frecuencias características correspondientes a los principales fallos, de estas se obtiene el armónico característico del fallo mediante una de las dos técnicas siguientes:

6.2.2.1.1 Vía transformada discreta Wavelet.

La transformada discreta de Wavelet se puede utilizar para extraer componentes armónicos de una señal, ya que realiza una descomposición de la misma por tramos frecuenciales.

$$s[n] = A_k[n] + \sum_{j=1}^k D_j[n] = \sum_i a_i^k \phi_i^k[n] + \sum_{j=1}^k \sum_i d_i^j \psi_i^j[n] \quad (6-8)$$

Para conseguir este fin de obtener la frecuencia característica del fallo a analizar en la señal de aproximación de la transformada discreta de wavelet se exige que el número de niveles de descomposición de la señal mantenga concordancia con la frecuencia de muestreo de tal modo que se cumpla que:

$$f_s / 2^{k+1} < f_1 \Rightarrow k > \log_2(f_s / f_1) - 1 \quad (6-9)$$

Se expone a través de un ejemplo real, cómo se obtiene el armónico lateral de una máquina eléctrica que posee una barra rota a través de la corriente de arranque de la misma.

En la Figura 6-36 se observa la corriente que consume una de las fases del estator de la máquina con una barra rota al arrancar, además cómo evoluciona la velocidad de giro de la máquina hasta estabilizarse de la misma forma que la corriente

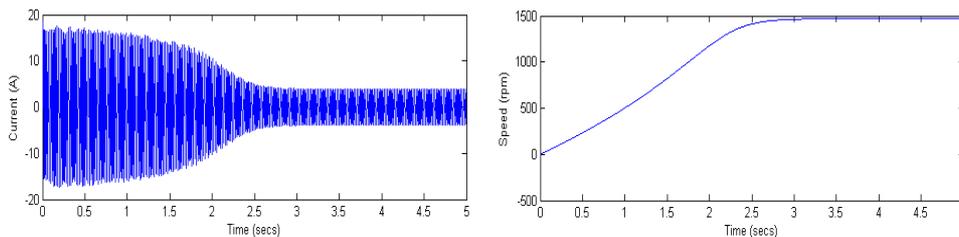


Figura 6-36. Representación (a) de la corriente de arranque (b) de la velocidad de arranque de la máquina eléctrica de inducción con una barra rota.

A esta corriente se le aplica la transformada discreta de Wavelet para obtener su armónico característico de la rotura de barras en la señal de aproximación, es por ello que se debe ajustar el nivel de descomposición de la señal para que la frecuencia motivo de estudio se produzca en la señal de aproximación.

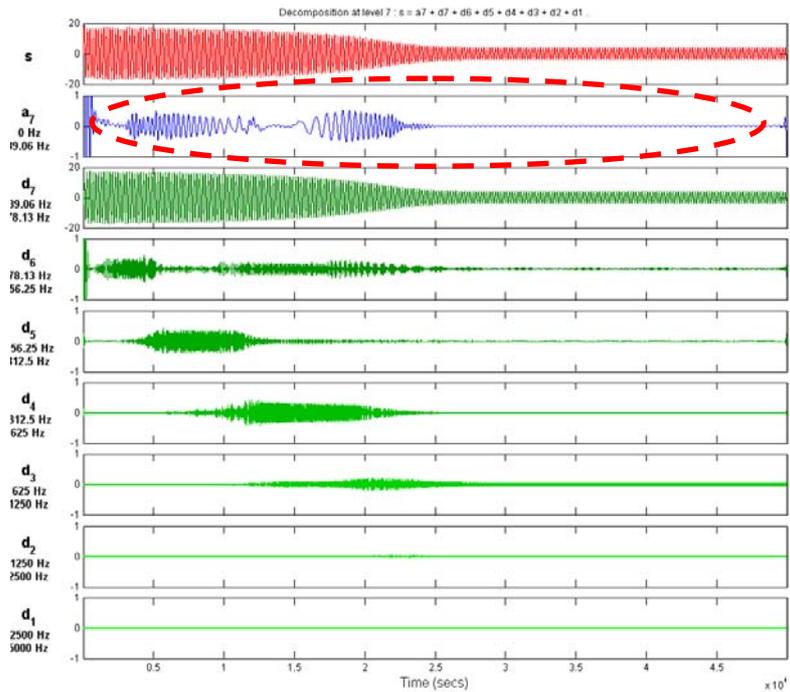


Figura 6-37. Representación de la transformada Wavelet discreta de la corriente de arranque de una máquina con una barra rota.

Para este caso como la frecuencia de muestreo fue de 10 kHz, sí se aplica la ecuación anterior se obtiene que:

$$k > \log_2(10000/50) - 1 \Rightarrow k > 6.64 \Rightarrow k = 7 \quad (6-10)$$

De esta forma la señal de aproximación queda tal y como se observa en la Figura 6-38.

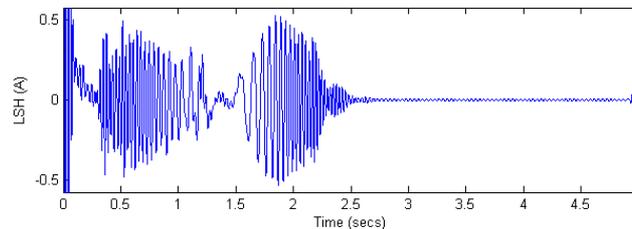


Figura 6-38. Representación de la señal de aproximación de la transformada Wavelet discreta de la corriente de arranque de una máquina con una barra rota.

6.2.2.1.2 Vía filtrado en frecuencia mediante Hilbert.

Esta es otra forma para obtener el armónico característico del fallo, a través de realizar un filtro en frecuencia utilizando la transformada de Hilbert.

Para ello se calcula la envolvente del módulo de la transformada de Hilbert de la corriente de arranque de una fase del estator de la máquina eléctrica. Es decir, se aplica dos veces la transformada de Hilbert a la corriente de arranque. Lo que se obtiene se pasa a frecuencia, mediante la transformada de Fourier y se le aplica un filtro pasa-banda cercano al armónico que se desea estudiar, después se efectúa la antitransformada

de Fourier para devolver la señal al dominio temporal, y así obtener la señal que contiene el armónico característico del fallo frente al tiempo.

Se extrae el armónico de la excentricidad de la corriente de arranque de una máquina simulada mediante esta técnica. En la Figura 6-39 se representa la corriente y la velocidad de la máquina en el transitorio de arranque.

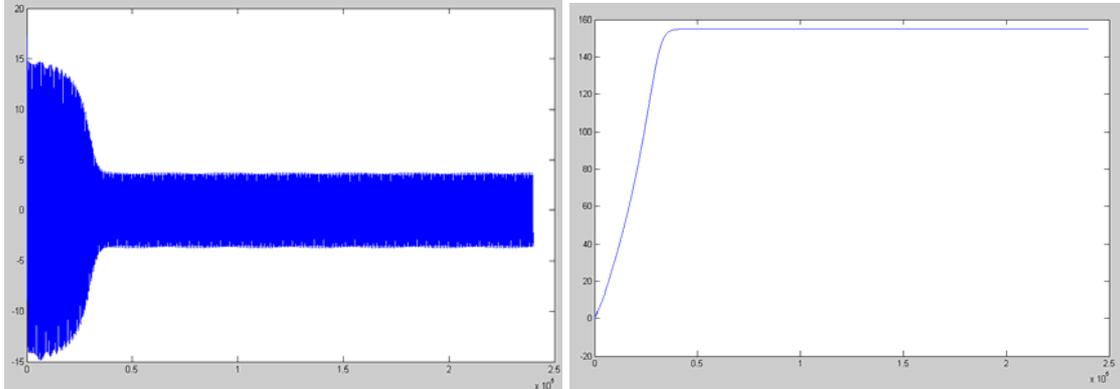


Figura 6-39. Representación (a) de la corriente (b) de la velocidad de la máquina simulada con excentricidad.

En la Figura 6-40-a se representa la envolvente de la corriente de la transformada de Hilbert de la corriente de arranque y en la Figura 6-40-b se obtiene el armónico característico de la excentricidad.

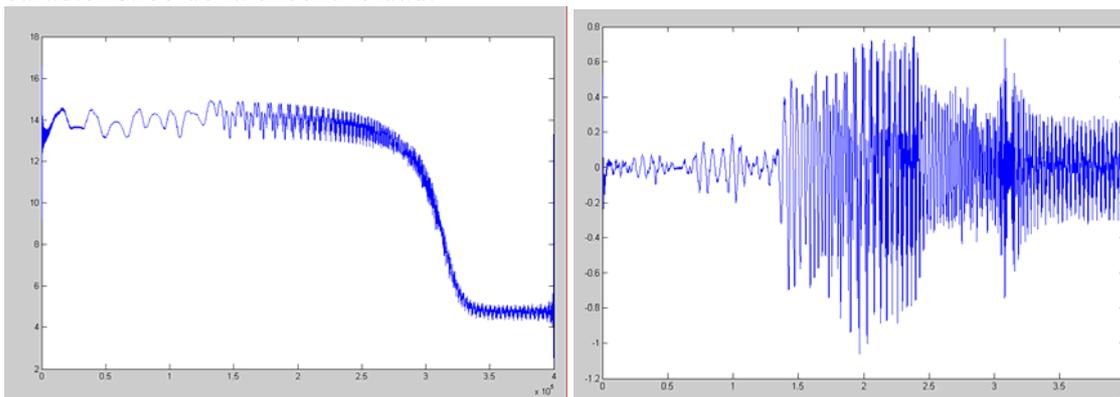


Figura 6-40. Representación (a) de la envolvente de la corriente (b) del armónico característico de la máquina simulada con excentricidad.

6.2.2.2 Obtención de la frecuencia instantánea.

La frecuencia instantánea se obtiene vía la transformada de Hilbert al calcular la señal analítica.

$$\vec{x}(t) = x(t) + j \cdot HT(x(t)) = x(t) + j \cdot y(t) = a(t) \cdot e^{j \cdot \theta(t)} \quad (6-11)$$

Si asumimos que la parte real de la señal analítica es la señal real definida de forma canónica.

$$x(t) = \text{Re}(\vec{x}(t)) = a(t) \cdot \cos(\theta(t)) \quad (6-12)$$

La representación canónica de la señal permite la introducción de la frecuencia instantánea de la señal real $x(t)$ como:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi_a}{dt} \quad (6-13)$$

6.2.2.3 Obtención del deslizamiento

El deslizamiento de las máquinas eléctricas viene definido por el cociente de la diferencia de la velocidad de sincronismo menos la velocidad real de la máquina entre la velocidad de sincronismo.

$$s = \frac{\Omega_s(t) - \Omega(t)}{\Omega_s(t)} \quad (6-14)$$

6.2.2.4 Caso Experimental de la máquina con una barra rota.

Se aplica esta técnica a la corriente de arranque de una máquina que posee una barra rota. Como se vio en la Figura 6-36 la corriente de arranque y la velocidad angular de la máquina corresponde con esa imagen.

En la Figura 6-37 se le hace su descomposición por niveles mediante la transformada wavelet discreta y se obtiene la señal de aproximación en la Figura 6-38 que contiene el armónico lateral característico de la rotura de barras.

Ahora se obtiene la envolvente de la señal de aproximación de la corriente de arranque mediante la transformada de Hilbert y se representa con una línea sobreimpresa en la propia Figura 6-41.

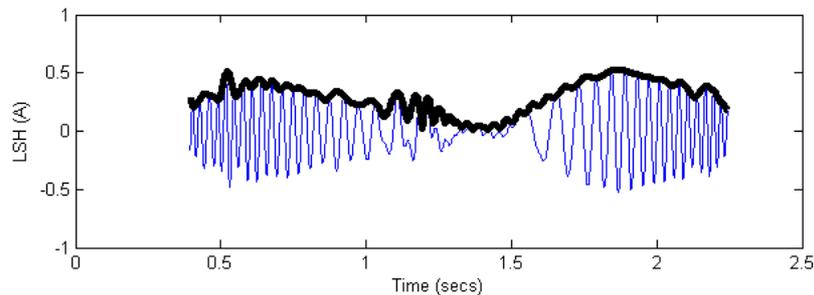


Figura 6-41. Representación de la envolvente de la señal de aproximación de la corriente de arranque de la máquina con una barra rota.

Para finalizar se extrae la frecuencia instantánea de la envolvente de la señal de aproximación de la máquina con una barra rota en la Figura 6-42. Evolucionando dicho armónico lateral, como era de esperar, de forma análoga a lo que sucedía cuando se utilizaba la transformada wavelet continua compleja.

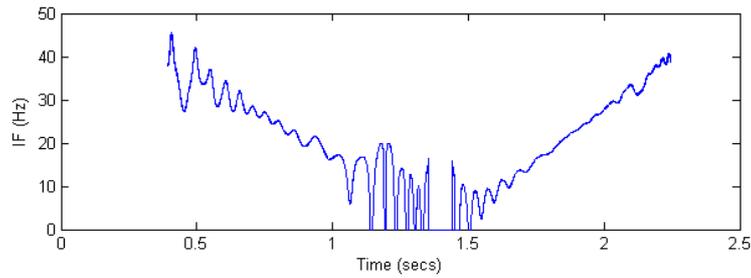


Figura 6-42. Representación de la frecuencia instantánea del armónico lateral característico de la rotura de barras.

En conclusión se representa la frecuencia instantánea frente al deslizamiento de la máquina, de esta forma esta técnica es válida para el régimen permanente también. En la Figura 6-43 se observa la frecuencia instantánea frente al deslizamiento de la máquina lo cual se aproxima a una recta.

El armónico lateral característico de la rotura de barras disminuye desde los 50 Hz para un deslizamiento de cero hasta los -50 Hz para un deslizamiento unitario.

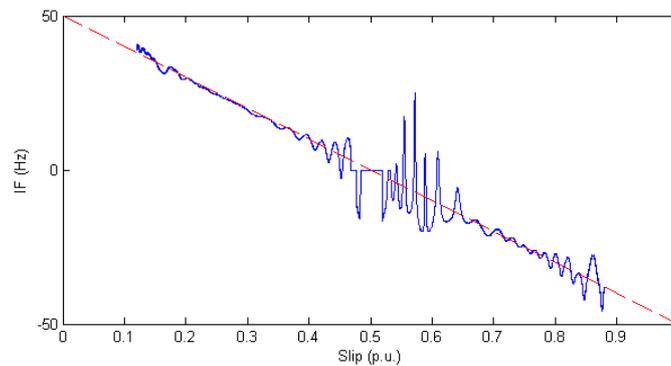


Figura 6-43. Representación de la frecuencia instantánea del armónico lateral característico de la rotura de barras frente al deslizamiento de la máquina.

6.2.2.5 Caso Experimental de la máquina con excentricidad.

Se aplica esta técnica a la corriente de arranque de una máquina que posee una excentricidad. Como se vio en la Figura 6-39 la corriente de arranque y la velocidad angular de la máquina corresponde con esa imagen.

En la Figura 6-40 se representó el armónico característico de la excentricidad. Ahora se obtiene la envolvente mediante la transformada de Hilbert y se representa con una línea sobreimpresa en la propia Figura 6-44.

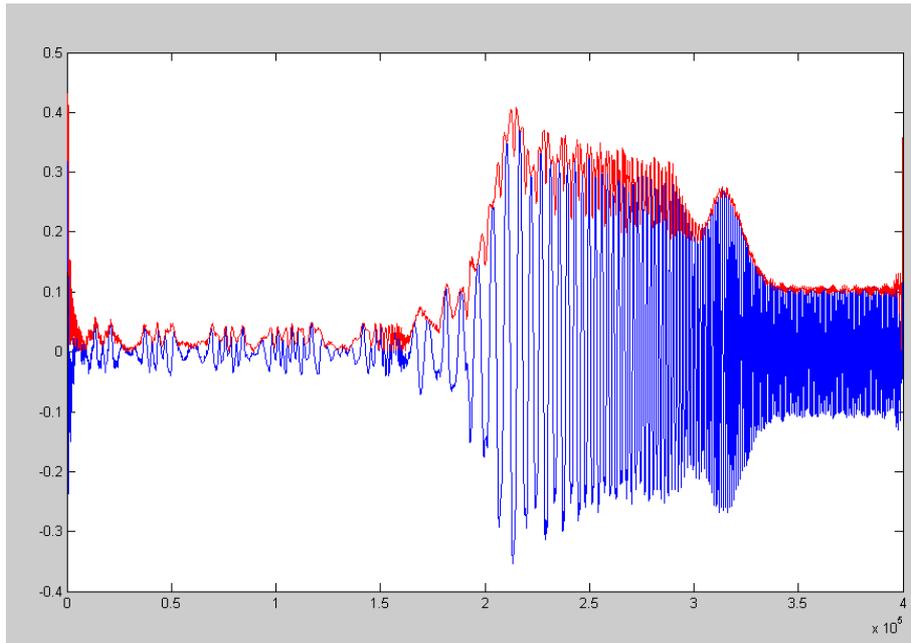


Figura 6-44. Representación de la frecuencia instantánea del armónico característico de la excentricidad frente al deslizamiento de la máquina.

De la misma forma que para el caso anterior de la máquina con barras rotas se obtiene la frecuencia instantánea del armónico característico de la excentricidad frente al deslizamiento en la Figura 6-45.

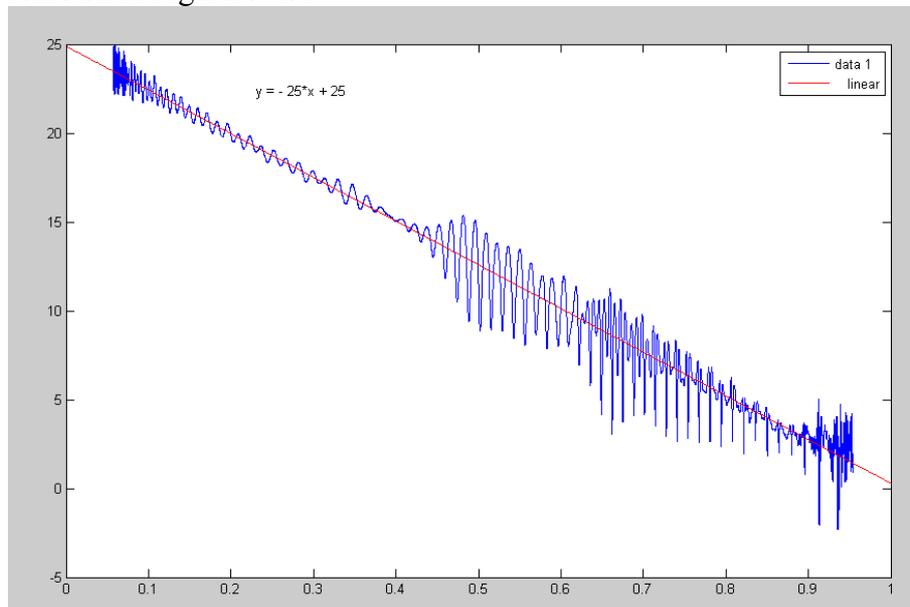


Figura 6-45. Representación de la frecuencia instantánea del armónico característico de la excentricidad frente al deslizamiento de la máquina.

En conclusión el armónico característico de la excentricidad evoluciona frente al deslizamiento desde los 25 Hz para un deslizamiento cero hasta los 0 Hz para el deslizamiento unitario.

7 Conclusiones

7.1 Recapitulación

En la presente tesis se han obtenido cuatro nuevas técnicas ó métodos de diagnosis y detección de la excentricidad en las máquinas asíncronas de inducción, aplicables también a otros tipos de averías como la rotura de barras.

En el estado del arte se ha realizado un exhaustivo trabajo de recopilación de los principales trabajos en el ámbito de la diagnosis de fallos en las máquinas eléctricas de inducción, prestando especial interés al fallo de la excentricidad en todas sus variantes, es decir estática, dinámica, mixta y axial. En esta recopilación se han identificado:

- Las frecuencias teóricas características de cada fallo.
- Las magnitudes empleadas para caracterizar los fallos.
- Las técnicas de análisis numérico empleadas para analizar las magnitudes anteriores, especialmente las empleadas para la detección de las asimetrías rotoricas.
- Los modelos matemáticos de las maquinas eléctricas con capacidad de simulación de la misma en régimen permanente y transitorio bajo condiciones de fallo.

El estado del arte no se ha limitado al análisis de los trabajos realizados en el campo, sino que además se han aplicado los mismos de forma experimental a máquinas de laboratorio especialmente adaptadas, con fallos provocados. Estos ensayos sirven para validar el correcto funcionamiento de las técnicas existentes y para evidenciar algunos de los problemas que aparecen cuando se efectúan las medidas. Estos problemas han servido como base para el desarrollo de nuevas técnicas que permiten superarlos.

Como herramienta necesaria para poder realizar de forma rápida numerosas simulaciones de distintos tipos de fallo, necesarios para la validación y calibración de las técnicas desarrolladas, en la presente tesis se desarrolla un modelo matemático basado en el análisis circuital. Los modelos basados en elementos finitos ofrecen una mayor precisión pero en contrapartida presenta un mayor coste computacional, lo que supone un mayor tiempo por simulación. Gracias al desarrollo de un modelo circuital, y a que la matriz de inductancias sólo se calcula una vez, conteniendo todos su posibles valores para los distintos grados de avería, se ahorra gran cantidad de tiempo de simulación frente a la alternativa FEM.

A partir de los problemas identificados en el campo de la diagnosis de máquinas de inducción, y con el soporte matemático del modelo desarrollado, se han puesto a punto nuevas técnicas de detección de averías que se detallan el apartado siguiente.

7.2 Aportaciones de la Tesis

El modelo original desarrollado en esta tesis presenta una gran novedad: el cálculo de las inductancias de la máquina mediante la técnica de la convolución en el dominio espacial. Permite incluir efectos como la inclinación y anchura de ranuras, la saturación, etc., y simular el funcionamiento de la máquina en cualquier régimen de funcionamiento, con la presencia simultánea de distintos tipos de fallo, y con un coste computacional muy reducido. Todo ello posibilita la simulación de un gran número de condiciones de fallo y de condiciones de funcionamiento, básicas para la puesta a punto de técnicas de diagnosis avanzadas. Con ayuda del modelo, se han desarrollado cuatro nuevas técnicas de detección de averías, con un objetivo común: el aumento de la fiabilidad de la detección del fallo bien mediante el aumento del número de indicadores empleados o bien mediante la ampliación del rango de funcionamiento analizado. Esto es especialmente necesario en el caso del fallo de la excentricidad. En comparación con otros fallos, como la rotura de barras en las que la cuantificación del fallo es de tipo discreto, en este caso se trata de un fallo con un grado de severidad continuo, y de magnitud más reducida. Los niveles de los armónicos de la excentricidad no son tan altos como el nivel del armónico de barras rotas, dificultando aun más su cuantificación. Además generalizando se podría afirmar que todas las máquinas eléctricas poseen un pequeño grado de excentricidad constructivo. Esto genera un problema más, cómo cuantificar este grado de excentricidad constructivo, que también dependerá del fabricante, etc.

Se aportan cuatro nuevas técnicas: dos de ellas se basan en la creación de patrones, una para el régimen permanente de funcionamiento y la otra para el régimen transitorio de funcionamiento. Las otras dos técnicas se basan en la transformada de Hilbert, y se aplican igualmente una al régimen permanente de funcionamiento y la otra al régimen transitorio.

El primer método está basado en la creación de patrones generados por las componentes espectrales correspondientes al fallo en régimen permanente de funcionamiento, representadas como un “mapa de colores”. La principal novedad que presenta dicho método es que, en lugar de detectar la excentricidad mediante la magnitud de un único armónico, emplea un gran número de elementos de la serie de armónicos característico de la falta, lo que permite desarrollar métodos de clasificación y cuantificar el grado de la misma, lo que nos está contemplado hasta donde el autor conoce en la literatura técnica. Además resulta ser una técnica mucha más fiable que las existentes en la actualidad, ya que no sólo se limita a observar un sólo armónico característico sino que permite la observación de varios armónicos a lo largo del eje de las frecuencias. En contraposición exige un laborioso trabajo inicial para la generación de los patrones.

La segunda solución adoptada basada en el análisis de la señal analítica, haciendo uso de la transformada de Hilbert, de una sola corriente de una fase de la máquina eléctrica en régimen permanente. Esta técnica tiene varias ventajas frente a las técnicas existentes en la actualidad. La primera es la eliminación del efecto de dispersión o “leakage”, que oculta los armónicos del fallo bajo la dispersión del armónico correspondiente a la frecuencia de red en caso de cercanía de los mismos. La segunda ventaja es que independiza la señal de la frecuencia de alimentación de la máquina eléctrica, no

vinculándola a esta como ocurre con las técnicas existentes. La tercera es que permite ampliar el rango de aplicación de técnicas tradicionales, como por ejemplo la detección de la rotura de barras en máquinas eléctricas a bajo deslizamiento o cuando trabajan en vacío [133].

El tercer método desarrollado en la tesis también está basado en la creación de patrones pero aplicado al régimen transitorio de funcionamiento. Para el desarrollo de este método se parte de la transformada wavelet discreta como herramienta que permite caracterizar la evolución de un armónico en el dominio tiempo-frecuencia, evolución que es característica y única para cada armónico. Esta técnica se ha empleado para la detección de asimetrías rotoricas, como rotura de barras y excentricidad [134]. Para mejorar la legibilidad de los diagramas obtenidos se adopta el uso de la wavelet continua compleja, capaz de generar patrones de alta resolución. Esta se ha aplicado a la rotura de barras [135], siendo igualmente válida para la caracterización de la excentricidad. De esta forma la interpretación se puede automatizar mediante técnicas de reconocimiento de imagen, dejando un campo abierto para futuras líneas de investigación.

La cuarta solución aportada en esta tesis, se basa también en la transformada de Hilbert para la extracción de la frecuencia instantánea del armónico característico del fallo y su posterior representación frente al deslizamiento de la propia máquina para interpretar los resultados. Al representar la evolución en frecuencia de este armónico en función del deslizamiento, se le dota de independencia respecto a la duración del transitorio. Como las frecuencias características de los fallos de las máquinas eléctricas dependen del deslizamiento, al representar la frecuencia instantánea correspondiente a un armónico de fallo frente al deslizamiento se obtiene una recta, que indica de forma inequívoca la presencia del fallo. Dicho método se ha comprobado frente a máquinas eléctricas con asimetrías rotoricas, como son la rotura de una barra o la excentricidad mixta [136].

Las cuatro soluciones aportadas, se complementan con artículos a revistas internacionales de alto impacto en el área de la ingeniería eléctrica. A día de hoy, dos de ellos se encuentran aceptados y en fase de publicación, y los otros 3 están pendientes de aceptación por parte de las revistas.

8 Futuras líneas de investigación

La presente tesis deja varias líneas abiertas que pueden ser objeto de una investigación futura. Principalmente se resumen en las dos siguientes líneas de investigación:

- Desarrollar un equipo electrónico autónomo capaz de detectar y diagnosticar fallos o averías en las máquinas eléctricas rotativas de inducción. Esta línea de investigación es el desarrollo industrial de un equipo electrónico que implemente las nuevas técnicas ó métodos desarrollados en la presente tesis. Por tanto, el diseño del equipo electrónico debe ser capaz de:
 - Efectuar la medida de la magnitud seleccionada que caracteriza a la máquina eléctrica, en la presente tesis se hace uso de la corriente estática. Para ello el equipo debe estar dotado de un sistema que permita medir, tal y como una pinza amperimétrica, una resistencia calibrada o “shunt”, o cualquier otro elemento que permita efectuar la medida de la magnitud.
 - Almacenar los datos que se capturan, por tanto el equipo electrónico debe estar dotado de un sistema de almacenamiento de datos, como por ejemplo de una memoria.
 - Analizar los datos almacenados, es decir la señal discretizada. Para ello, como se ha desarrollado en uno de los nuevos métodos presentados en esta tesis se realiza el análisis en frecuencia de la señal mediante la transformada de Hilbert. Para poder realizar la transformación de Hilbert, se necesita de un microcontrolador, “DSP”, etc., es decir de un sistema electrónico que posea gran capacidad de cálculo para realizar las operaciones matemáticas necesarias en dicha transformación.
 - Interpretar los resultados del análisis. Tras realizar la transformación matemática de Hilbert, la cual transforma la señal del dominio temporal al dominio de la frecuencia, determinar índices capaces de determinar si existe el fallo o no. La forma de mostrárselo al usuario debe ser clara y fácil, como por ejemplo mediante pilotos luminosos que se iluminan según el tipo de fallo.
 - Valores añadidos al equipo electrónico autónomo, tales como conectividad (diferentes puertos), conexión a internet, conexión a otros periféricos (teclado, ratón, etc.), posibilidad de futuras ampliaciones, etc.

El equipo electrónico debe ser capaz de realizar la medida de la señal para ambos regímenes de funcionamiento de las máquinas eléctricas, transitorio y permanente. En función del régimen en que se efectúe la medida aplicará uno u otro de los nuevos métodos que aporta la tesis en el análisis de la señal y su posterior interpretación. Deberá de poseer un selector de dos posiciones según el régimen de trabajo seleccionado.

- Desarrollar mecanismos automáticos de detección y diagnóstico de fallos o averías en las máquinas eléctricas de inducción basados en sistemas expertos de reconocimiento de imágenes. Las líneas actuales de sistemas expertos de reconocimiento de imagen se basan en técnicas de inteligencia artificial y reconocimiento de patrones como son las redes neuronales, lógica difusa ó de Fuzzy, etc.
La utilidad de estos mecanismos capaces de detectar y diagnosticar la existencia de un fallo o avería en la máquina eléctrica reside en la liberación de la interpretación de resultados por parte del usuario. De este modo, estos sistemas se encargarían de discernir entre los fallos de una forma sencilla sin necesidad de que el usuario necesite conocimientos cualificados para la interpretación de los resultados.
- Desarrollar nuevos modelos matemáticos de las máquinas eléctricas, basados en elementos finitos, extendiéndose a todos los tipos de máquinas eléctricas y a los diferentes fallos que cada una posee. Además ampliar el modelo desarrollado para que sea válido para otras máquinas eléctricas, además de la asíncrona de inducción, y a otros tipos de fallos, además de las asimetrías rotoricas.
- Seguir desarrollando futuras técnicas de análisis de la señal que mejoren las actuales, y las aportadas en la presente tesis.

9 Referencias

- [1] Cabanas M., Orcajo G., *Técnicas para el Mantenimiento y Diagnostico de máquinas eléctricas rotativas*, Libro, Ed. Marcombo, 1998.
- [2] W. T. Thomson and M. Fenger, "Current signature analysis to detect induction motor faults," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 7, pp. 26-34, 2001.
- [3] G. K. Singh, "Induction machine drive condition monitoring and diagnostic research -a survey," *Electric Power Systems Research*, 27 August 2002.
- [4] M. D. Negrea, "Electromagnetic flux monitoring for detecting faults in electrical machines," *Thesis in Department of Electrical and Communications Engineering of Helsinki University of Technology*, 2006.
- [5] H. A. Toliyat, "Transient analysis of cage induction machines under stator, rotor bar and end ring faults," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 10, pp. 241, 1995.
- [6] Durocher, "Predictive versus Preventive Maintenance," *IEEE Industry Applications Magazine*, Sep-Oct 2004 2004.
- [7] Deleroi, "Squirrel cage motor with broken bar in the rotor – Physical phenomena and their experimental assesment," *Proc. Int. Conf. Electrical Machines*, 1982.
- [8] S. Williamson, "Steady state analysis of 3-phase cage motors with rotor broken bar and end ring faults," *Proc. Inst. Elec. Eng.*, 1982.
- [9] K. M. S. Williamson, "Analysis of cage induction motors with stator winding faults," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. 104, No. 7, July 1985 1985.
- [10] G. B. Kliman, "Noninvasive Detection of Broken Rotor Bars in Operating Induction Motors," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 3, December 1988.
- [11] P. Kliman, Hoevveler, "A New Approach to On-Line Turn Fault Detection in AIC Motors," *IEEE*, 1996.
- [12] A. Bellini, "Quantitative Evaluation of Induction Motor Broken Bars by Means of Electrical Signature Analysis," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 37, No. 5, September/October 2001
- [13] J. S. F. C. Trutt, J. L. Kohler, "Online Condition Monitoring of Induction Motors," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 38, November/December 2002.

- [14] F. P. C. Kral, and G. Pascoli, "Detection of Rotor Faults in Squirrel-Cage Induction Machines at Standstill for Batch Tests by Means of the Vienna Monitoring Method," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 38 May/June 2002.
- [15] Schoen, "An Unsupervised, On-Line System for Induction Motor Fault Detection Using Stator," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 31, November/December 1995.
- [16] T. Lee, "A Robust, On-Line Turn-Fault Detection Technique for Induction Machines Based on Monitoring the Sequence Component Impedance Matrix," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 18, May 2003.
- [17] K. Benbouzid, "What Stator Current Processing-Based Technique to Use for Induction Motor Rotor Faults Diagnosis?," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 18, June 2003.
- [18] D. Kostic-Perovic, "Induction Motor Fault Detection by Space Vector Angular Fluctuation," *IEEE*, 2000.
- [19] C. Demian, "Detection of Induction Machines Rotor Faults at Standstill Using Signals Injection," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 40, November/December 2004.
- [20] h. Henao, "An Equivalent Internal Circuit of the Induction Machine for Advanced Spectral Analysis," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 40, May/June 2004.
- [21] 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," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, pp. 1227-1233, 2001.
- [22] S. Nandi and H. A. Toliyat, "Novel frequency-domain-based technique to detect stator interturn faults in induction machines using stator-induced voltages after switch-off," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 101-109, 2002.
- [23] Bangura, "Diagnosis and Characterization of Effects of Broken Bars and Connectors in Squirrel-Cage Induction Motors by a Time-Stepping Coupled Finite Element-State Space Modeling Approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, December 1999.
- [24] B. Mirafzal and N. A. O. Demerdash, "On innovative methods of induction motor interturn and broken-bar fault diagnostics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 405-414, 2006.
- [25] S. Nandi and H. Toliyat, "Condition Monitoring and Fault Diagnosis of Electrical Motors- A Review," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 719-729, 2005.

- [26] I. L. Kerszenbaum, C.F. , " The Existence of Large Inter-Bar Currents in Three Phase Squirrel Cage Motors with Rotor-Bar And/Or End-Ring Faults," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, vol. PAS-103, pp. 1854-1862, July 1984.
- [27] R. F. L. Walliser, C.F., "Determination of interbar current effects in the detection of broken rotor bars in squirrel cage induction motors," *IEEE Transaction on Energy Conversion Energy Conversion*, vol. 9, pp. 152-158, March 1994.
- [28] M. Castelli, "Desarrollo de un equipo para la realización de mantenimiento predictivo en motores asíncronos de gran porte," *Uruman*, 2006.
- [29] J. A. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. R. Folch, and M. Pilar Molina Palomares, "Validation of a new method for the diagnosis of rotor bar failures via wavelet transform in industrial induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 990-996, 2006.
- [30] S. J. Kliman G.B., "Induction motor fault detection via passive current monitoring," *Proc. Int. Conf. Electrical Machines, Cambridge, MA*, 1990.
- [31] R. Schoen, "Motor bearing damage detection using stator current monitoring," *IEEE Transaction Industry Applications*, vol. 31, pp. 1274-1279, Nov / Dec 1995 1995.
- [32] C. Kral, T. G. Habetler, and R. G. 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, 2004.
- [33] S. Nandi, S. Ahmed, and H. A. Toliyat, "Detection of rotor slot and other eccentricity related harmonics in a three phase induction motor with different rotor cages," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 16, pp. 253-260, 2001.
- [34] Elawgali, "Effect of combined eccentricities on the spectrum of induction machine currents," 2004.
- [35] T. Dorrell, "Analysis of airgap flux, current and vibration signals as a function of the combination of static and dynamic airgap eccentricity in 3-phase induction motors," *IEEE* 1995.
- [36] S. Nandi, R. M. Bharadwaj, and H. A. Toliyat, "Performance analysis of a three-phase induction motor under mixed eccentricity condition," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, pp. 392-399, 2002.
- [37] R. Collacott, *Vibration Monitoring and Diagnosis*, 1979.
- [38] J. Morel, *Vibrations des machines et diagnostic de leur état mécanique* 1992.

- [39] V. Peter, *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machine*, 1993.
- [40] J. Faiz, I. T. Ardekanej, and H. A. Toliyat, "An evaluation of inductances of a squirrel-cage induction motor under mixed eccentric conditions," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 252-258, 2003.
- [41] X. Li, Q. Wu, and S. Nandi, "Performance Analysis of a Three-Phase Induction Machine with Inclined Static Eccentricity," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 531-541, 2007.
- [42] Z. R. Z. Zhang, W. Huang "A novel detection method of motor broken rotor bars based on wavelet ridge," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 417- 423, Sept. 2003.
- [43] H. P. Douglas, Ziarani, A.K., "Broken rotor bar detection in induction machines with transient operating speeds," *IEEE Transaction on Energy Conversion* vol. 20, pp. 135- 141, March 2005.
- [44] M. R. J. A. Antonino, J. Roger, F. Martinez, A. Peris, "Application and Optimization of the Discrete Wavelet Transform for the Detection of Broken Rotor Bars in Induction Machines," *Applied and Computacional Harmonic Analysis, Elsevier*, vol. 21, pp. 268-279, Sept. 2006.
- [45] D. G. Dorrell and A. C. Smith, "Calculation and measurement of unbalanced magnetic pull in cage induction motors with eccentric rotors. Part 2: Experimental investigation," *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 143, pp. 202, 1996.
- [46] A. B. S. P. Verma, "Experimental Investigation on the Stator of Electrical Machines in Relation to Vibrations and Noise Problems" *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 145, pp. 455-461, September 1998.
- [47] J. S. F. C. Trutt, J. L. Kohler, "Detection of AC machine winding deterioration using electricallyexcited vibrations," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 37, pp. 10-14, Jan/Feb 2001.
- [48] F.C. Trutt, J. Sottile "Condition monitoring of stator windings in induction motors. I. Experimental investigation of the effective negative-sequence impedance detector," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, Sep/Oct 2002.
- [49] K. Yang, "Application of Dempster-Shafer theory in fault diagnosis of induction motors using vibration and current signals," *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 20, pp. 403–420, 2006.
- [50] P. J. Rodríguez, "Current Force and Vibration-Based Techniques for Induction Motor Condition Monitoring," Thesis in *Department of Electrical and Communications Engineering of University of Technology*, 2007.

- [51] C. J. Verucchi, "Técnicas de Detección y Diagnostico de fallos en Máquinas Eléctricas de Inducción," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 5, March 2007.
- [52] h. Henao, "A spectral method for on-line computation of the harmonics of symmetrical components in induction machines," *European Transactions on Electrical Power*, vol. 15, pp. 203-216, 2005.
- [53] A. J. T. J. Penman, W. E. Bryan, "Condition monitoring of electrical drives," *IEE Proceedings B. Electric Power Applications*, vol. 133, pp. 142-8, May 1986.
- [54] N. A. a. J. Penman, "Detection and Location of interturn short circuits in the stator windings of operating motors," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 9, Dec 1994.
- [55] C. J. Verucchi, "Detección de fallos en Máquinas Eléctricas de Inducción Mediante Análisis de Flujo Axial," *Proceedings IEEE 2005*.
- [56] T. G. H. R. Schoen, "A new method of current-based condition monitoring in induction machines operating under arbitrary load conditions," *Electric Power Components and Systems*, vol. 25, pp. 141 - 152, February 1997.
- [57] M. F. G. Cabanas, F.P. Gonzalez, M.R. Melero, M.G. Orcajo, G.A. Cano, J.M. Rojas, C.H., "A new on-line method for the early detection of broken rotor bars in asynchronous motors working under arbitrary load conditions," *Industry Applications Conference*, vol. 1, pp. 662- 669, 2-6 Oct. 2005.
- [58] N. M. E. Elkasabgy, A.R. Dawson, G.E., "The detection of broken bars in the cage rotor of an induction machine," *Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 1, pp. 181-187, 2-7 Oct 1988.
- [59] J. S. Hsu, "Monitoring of defects in induction motors through air-gap torque observation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 31, pp. 1016-1021, Sep/Oct 1995.
- [60] V. Thomas, Kumar " Online cage rotor fault detection using air-gap torque spectra," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 265- 270, June 2003.
- [61] S. F. S. U. Legowski, A.H.M. Trzynadlowski, A.M., " Instantaneous stator power as a medium for the signature analysis of induction motors," *Industry Applications Conference*, vol. 1, pp. 619-624, 8-12 Oct 1995.
- [62] A. M. Trzynadlowski, "Comparative Investigation of Diagnostic Media for Induction Motors: A Case of Rotor Cage Faults," *IEEE transactions on industrial electronics* vol. 47, No. 5 October 2000.

- [63] L. Zhenxing, "Online Rotor Mixed Fault Diagnosis Way Based on Spectrum Analysis of Instantaneous Power in Squirrel Cage Induction Motors," *IEEE transactions on energy conversion*, vol. 19, September 2004.
- [64] Didier, "Fault Detection of Broken Rotor Bars in Induction Motor Using a Global Fault Index," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 42, No. 1, January/February 2006.
- [65] J. Milimonfared, H. M. Kelk, S. Nandi, A. D. Minassians, and H. A. Toliyat, "A novel approach for broken-rotor-bar detection in cage induction motors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, pp. 1000-1006, 1999.
- [66] N. E. Huang, "The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis," *Proceedings of the Royal Society*, vol. 454, 1998.
- [67] I. Noda, "Determination of Two-Dimensional Correlation Spectra Using the Hilbert Transform," *Applied Spectroscopy*, vol. 54, pp. 994-999, July 2000.
- [68] R. C. F. Noo, and J. D. Pack, "A two-step Hilbert transform method for 2 D image reconstruction," *Physics in Medicine and Biology*, vol. 49, pp. 3903-3923, 2004.
- [69] P. W. T. Z. K. Peng, and F. L. Chu, "A comparison study of improved Hilbert–Huang transform and wavelet transform: Application to fault diagnosis for rolling bearing," *Elsevier*, vol. 19, pp. 974-988, 2005.
- [70] A. H. N. a. E. Bedrosian, "On the quadrature approximation to the Hilbert transform of modulated signals," *Proceedings of the IEEE*, vol. 54, pp. 1458-1459, 1966.
- [71] J. F. Claerbout, "Fundamentals of Geophysical Data Processing: Pennwell Books," *Tulsa, OK*, 1976.
- [72] M. C. M. Blodt, J. Regnier, and J. Faucher, "Mechanical Load Fault Detection in Induction Motors by Stator Current Time-Frequency Analysis," *IEEE Transactions Industry Applications*, vol. 42, pp. 1454-1463, 2006.
- [73] J. M. A. S. Rajagopalan, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Detection of Rotor Faults in Brushless DC Motors Operating Under Nonstationary Conditions," *IEEE Transactions Industry Applications*, vol. 42, pp. 1464-1477, 2006.
- [74] A. V. Oppenheim, "Discrete-time signal processing: Prentice-Hall," *Englewood Cliffs, USA*, 1989.
- [75] V. Cizek, "Discrete Hilbert transform," *IEEE Transactions Audio and Electroacoustics*, vol. 18, pp. 340-343, 1970.

- [76] Benbouzid, "A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 47, No. 5, October 2000.
- [77] E. Wiedenbrug, "On-Line and Off-Line State of the Art Preventive Maintenance of Electrical Motors," *Proceedings Electrical Insulation Conference and Electrical Manufacturing & Coil Winding Conference* 2001.
- [78] F. A. Carvajal, "Diagnóstico en línea y fuera de línea de motores de inducción de baja, mediana y alta tensión," *Boletín IIE*, Marzo Abril 1999.
- [79] M. L. Sin, W. L. Soong, and N. Ertugrul, "induction machine on-line condition monitoring and fault diagnosis- a survey," *Australasian Universities Power Engineering Conference, Christchurch*, 2003.
- [80] Kliman, "Stator Current Harmonics and Their Causal Vibrations: A Preliminary Investigation of Sensorless Vibration Monitoring Applications," *IEEE Transaction Industry Applications*, vol. 35, pp. 94-99, Jan/Feb 1999.
- [81] C. M. L. Riley, B.K. Habetler, T.G. Kliman, G.B. , " Stator current harmonics and their causal vibrations: a preliminary investigation of sensorless vibration monitoring applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 35, pp. 94-99, Jan/Feb 1999.
- [82] H. Guldemir, "Detection of airgap eccentricity using line current spectrum of induction motors," *Electric Power Systems Research*, vol. 64, pp. 109-117, 2003.
- [83] Elawgali, "Current Spectrums of a 3.15 MW Induction Machine Based On Diagnostic Oriented Calculations," 2004.
- [84] J. S. a. J. Kohler, "An on-line method to detect incipient failure of turn insulation in random-wound motors " *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 8, pp. 762-768, Dic. 1993.
- [85] Wu, "Improved Online Condition Monitoring Using Static Eccentricity Induced Negative Sequence Current Information in Induction Machines," *IEEE*, 2005.
- [86] M. L. Aime, "Measuring the Location of Saliences in AC Machine," *IEEE*, 1998.
- [87] Jansen, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines," *IEEE Transaction Industry Applications*, vol. 31, March/April 1995.
- [88] Jansen, "Transducerless Field Orientation Concepts Employing Saturation-Induced Saliencies in Induction Machines," *IEEE Transaction Industry Applications*, vol. 32, Nov/Dec 1996.

- [89] Bossio, "Application of an Additional Excitation in Inverter-Fed Induction Motors for Air-Gap Eccentricity Diagnosis," *IEEE*, 2003.
- [90] Z. Liu, "Rotor cage fault diagnosis in induction motors based on spectral analysis of current Hilbert modulus," *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, vol. 2, pp. 1500- 1503, 6-10 June 2004.
- [91] Cardoso, "Inter-Turn Stator Winding Fault Diagnosis in Three-Phase Induction Motors, by Park's Vector Approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, p. 595, 1999.
- [92] I. Jaksch, "Faults diagnosis of three - phase induction motors using envelope analysis," *Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 24-26 August 2003.
- [93] P. Krause, "Method of Multiple Reference Frames Applied to the Analysis of Symmetrical Induction Machinery," *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, 1968.
- [94] A. J. M. Cardoso, "DSP implementation of the multiple reference frames theory for the diagnosis of stator faults in a DTC induction motor drive," *IEEE Transaction on Energy Conversion*, vol. 20, pp. 329- 335, June 2005.
- [95] J. M. Cardoso, "Diagnosis of Stator, Rotor and Airgap Eccentricity Faults in Three-Phase Induction Motors Based on the Multiple Reference Frames Theory," *IEEE*, 2003
- [96] A. S. a. J. F. S McLaughlin, *Introducing Higher Order Statistics ("HOS") for the Detection of Nonlinearities*, 1995.
- [97] A. P. L. Nikias, *Higher Order Spectra Analysis a nonlinear signal processing framework*, 1993.
- [98] A. Siddique, G. S. Yadava, and B. Singh, "A Review of Stator Fault Monitoring Techniques of Induction Motors," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 20, 2005.
- [99] J. R. T. Cameron, W. T.; Dow, A. B. , " Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors. ," *IEE Proceedings B. Electric Power Applications*, vol. Vol. 133,, pp. pp. 155-63., May 1986.
- [100] J. C. Moreira and T. A. Lipo, "Modeling of saturated AC machines including air gap flux harmonic components," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 343-349, 1992.
- [101] M. J. DeBortoli, S. J. Salon, D. W. Burow, and C. J. Slavik, "Effects of rotor eccentricity and parallel windings on induction machine behavior: a study using finite element analysis," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 1676-1682, 1993.

- [102] K. Yamazaki, "Induction motor analysis considering both harmonics and end effects using combination of 2D and 3D finite element method," *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997, IEEE International*, 1997.
- [103] J. V. Lazaro Joares, "Análisis de maquinas eléctricas rotativas mediante el método de los elementos finitos," *Tesis Doctoral en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Politécnica de Valencia*, 1997.
- [104] V. J. L. J. J. Roger-Folch, E. Gómez Lázaro, "Analysis of skewed slots in induction machines by using 2D finite element method," *COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering*, vol. 17, pp. 212 - 218, 1998.
- [105] J. E. Bangura and N. A. Demerdash, "Comparison between characterization and diagnosis of broken bars/end-ring connectors and airgap eccentricities of induction motors in ASDs using a coupled finite element-state space method," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 15, pp. 48-56, 2000.
- [106] J. F. Bangura, R. J. Povinelli, N. A. O. Demerdash, and R. H. Brown, "Diagnostics of eccentricities and bar/end-ring connector breakages in polyphase induction motors through a combination of time-series data mining and time-stepping coupled FE-state-space techniques," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 1005-1013, 2003.
- [107] V. Ostovic, "A method for evaluation of transient and steady state performance in saturated squirrel cage induction machines," *IEEE Transactions on energy conversion*, 1986.
- [108] M. D. Moallem, G.E., "An improved magnetic equivalent circuit method for predicting the characteristics of highly saturated electromagnetic devices," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 34, pp. 3632-3635, 1997.
- [109] Sudhoff, "Magnetic equivalent circuit modeling of induction motors," *IEEE Transactions on energy conversion*, vol. 22, June 2007.
- [110] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. I: Motor analysis," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, pp. 679-683, 1991.
- [111] H. A. Toliyat, T. A. Lipo, and J. C. White, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. II. Motor design and performance," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, pp. 684-692, 1991.
- [112] X. Luo, Y. Liao, H. A. Toliyat, A. El-Antably, and T. A. Lipo, "Multiple coupled circuit modeling of induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, , vol. 31, pp. 311-318, 1995.

- [113] G. M. Joksimovic and J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, , vol. 47, pp. 1078-1084, 2000.
- [114] H. A. Toliyat, M. S. Arefeen, and A. G. Parlos, "A method for dynamic simulation of air-gap eccentricity in induction machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, pp. 910-918, 1996.
- [115] M. G. Joksimovic, D. M. Durovic, and A. B. Obradovic, "Skew and Linear Rise of MMF across Slot Modeling-Winding Function Approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 14, pp. 315-332, 1999.
- [116] D. G. Dorrell, "Calculation of unbalanced magnetic pull in small cage inductionmotors with skewed rotors and dynamic rotor eccentricity," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 11, pp. 483-488, 1996.
- [117] G. Bossio, C. De Angelo, J. Solsona, G. Garcia, and M. I. Valla, "A 2-D model of the induction machine: an extension of the modified winding function approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 19, pp. 144-150, 2004.
- [118] M. Pineda Sánchez, "Máquinas eléctricas con armónicos de devanado: desarrollo y comparación de distintos métodos de análisis, de complejidad gradualmente creciente, hasta incluir permeabilidad del hierro finita, ranurado, excentricidad y desplazamiento de corrientes" *Tesis Doctoral, Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Politécnica de Valencia*, 2004.
- [119] M. H. Hesse, "Air gap permeance in doubly-slotted asynchronous machines," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 7, pp. 491-499, 1992.
- [120] H. Toliyat, "Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive applications. Part 2(motor design and performance)," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 6, pp. 684-692, 1991.
- [121] N. A. Al-Nuaim and H. Toliyat, "A novel method for modeling dynamic air-gap eccentricity insynchronous machines based on modified winding function theory," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 13, pp. 156-162, 1998.
- [122] A. F. Bellini, F. Franceschini, G. Tassoni, C. Passaglia, R. Saottini, M. Tontini, G. Giovannini, M. Rossi, A., "ENEL's experience with on-line diagnosis of large induction motorscage failures," *Industry Applications Conference, 2000. Conference Record of the 2000 IEEE*, vol. 1, pp. 492-498, 2000.
- [123] R. G. Lyons, *Understanding Digital Signal Processing, Second Edition*: Prentice Hall, 2004.

- [124] J. Roger Folch, Pérez Cruz, J., Pineda Sanchez, M., Puche Panadero, R., "Very fast and easy to compute analytical model of the magnetic field in induction machines with distributed windings," in *Advanced Computer Techniques in Applied Electromagnetics*, A. K. Sławomir Wiak, Ivo Dolezel, pp. 72-79, Ed. IOS Press Amsterdam (Netherlands), 2008.
- [125] J. M. A. S. Rajagopalan, J. A. Restrepo, T. G. Habetler, and R. G. Harley, "Detection of Rotor Faults in Brushless DC Motors Operating Under Nonstationary Conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, pp. 1464-1477, 2006.
- [126] E. G. S. W. G. Zanardelli, and S. Aviyente, "Identification of Intermittent Electrical and Mechanical Faults in Permanent-Magnet AC Drives Based on Time&Frequency Analysis," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 971-980, 2007.
- [127] L. R. J. Cusido, J. A. Ortega, J. A. A. R. J. A. Rosero, and A. A. G. E. A. Garcia Espinosa, "Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 633-643, 2008.
- [128] M. R.-G. J. Antonino-Daviu, 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, pp. 268-279, 2006.
- [129] A. M. F. Ponci, L. Cristaldi, and M. A. L. M. Lazzaroni, "Diagnostic of a Faulty Induction Motor Drive via Wavelet Decomposition," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 56, pp. 2606-2615, 2007.
- [130] J. M. A. S. Rajagopalan, J. A. Restrepo, T. G. A. H. T. G. Habetler, and R. G. A. H. R. G. Harley, "Analytic-Wavelet-Ridge-Based Detection of Dynamic Eccentricity in Brushless Direct Current (BLDC) Motors Functioning Under Dynamic Operating Conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 1410-1419, 2007.
- [131] R. Z. Z. Zhengping, and H. Wenying, "A novel detection method of motor broken rotor bars based on wavelet ridge," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 18, pp. 417-423, 2003.
- [132] T. G. H. J. M. Aller, R. G. Harley, R. M. A. T. R. M. Tallam, and A. S. B. L. Sang Bin Lee, "Sensorless speed measurement of AC machines using analytic wavelet transform," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 1344-1350, 2002.

- [133] R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp M., Roger Folch, J., Hurtado Perez, E., Perez Cruz, J., "Improved resolution of the MCSA method via Discrete Hilbert Transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. Aceptado el 10 de Julio, en fase de Edición, 2008.
- [134] M. Riera Guasp, Antonino Daviu, J.A., Pineda Sánchez, M., Puche Panadero, R. , Pérez Cruz, J., "A general approach for the transient detection of slip-dependant fault components based on the Discrete Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. Aceptado el 10 de julio, en fase de Edición, 2008.
- [135] M. Pineda Sanchez, Riera Guasp, M., Roger Folch, J., Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A. , Puche Panadero, R. , "Transient MCSA via Modulus of the Continuous Complex Wavelet: a pattern approach," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. En fase de Revisión, 2008.
- [136] R. Puche Panadero, Pineda Sanchez, M., Riera Guasp, M., Roger Folch, J. , Perez Cruz, J., Antonino Daviu, J.A., "Instantaneous frequency of the wavelet approximation signal: a new method for detecting broken bars during the startup transient," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. En fase de Revisión, 2008.

10 Otros Trabajos del Autor

A continuación se enumeran las participaciones del autor en revistas internacionales y en congresos especializados así como su aportación en convenios de investigación.

10.1 Libros.

A continuación se enumeran las aportaciones del autor a capítulos de libros:

- "Quadtree Meshes Applied to the Finite Element Computation of Phase Inductances in An Induction Machine" in *Intelligent Computer Techniques in Applied Electromagnetics* vol. 119/2008, S.B. Heidelberg, pp. 117-124, Ed. Springer, 2008.
- "Very fast and easy to compute analytical model of the magnetic field in induction machines with distributed windings," in *Advanced Computer Techniques in Applied Electromagnetics*, A. K. Sławomir Wiak, Ivo Dolezel, pp. 72-79, Ed. IOS Press, 2008.

10.2 Revistas.

A continuación se enumeran las aportaciones del autor a revistas internacionales:

- "Object Oriented Framework for PLC software development", WSEAS Transactions on Systems, Vol. 4, No. 9, pp 1522 – 1529, 2005.
- "Improved resolution of the MCSA method via Discrete Hilbert Transform, enabling the diagnosis of rotor asymmetries at very low slip," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. Aceptado el 10 de julio, en fase de Edición, 2008.
- "A general approach for the transient detection of slip-dependant fault components based on the Discrete Wavelet Transform," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI: 10.1109/TIE.2008.2004378, available at IEEEXplore, 2008.
- "Transient MCSA via Modulus of the Continuous Complex Wavelet: a pattern approach," IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. En fase de Revisión, 2008.
- "Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part I: theoretical analysis," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. En fase de Revisión, 2008.
- "Instantaneous frequency of the left sideband harmonic during the startup transient: a new method for detecting broken bars. Part II: practical implementation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. En fase de Revisión, 2008.

10.3 Congresos.

A continuación se enumeran las aportaciones del autor a congresos especializados:

- “Remote Control through Internet of programmable logic controllers using OPC technology”, VIII Congreso Luso Español De Ingeniería Electrotécnica, Vilamoura, 2003.
- “Object Oriented Programming of Logic Controllers (OOPLC)”, 5th Wseas Int. Conf. On Power Systems And Electromagnetic Compatibility” Corfú, Greece, 2005
- “Design of human-machine and machine-machine interfaces for programmable logic controllers”, 1st International Conference on Electrical Engineering, Coimbra (Portugal), 2005.
- “A multilevel, modular framework for development of programmable logic control programs”, 1st International Conference on Electrical Engineering, Coimbra (Portugal), 2005.
- “Graphical Development of Software for Programmable Logic Controllers”, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC), Portoroz (Eslovenia), 2006.
- “Graphical Object Framework for Programmable Logic Controller Software Development”, 2nd IFAC International Conference on Modeling and Design of Control Systems in Agriculture, Osijek (Croacia), 2007.
- “Very fast and easy to compute analytical model of the magnetic field in induction machines with distributed windings”, International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering ISEF 2007, Praga (Republica Checa), 2007.
- “Quadtree meshes applied to the finite element computation of phase inductances in an induction machine”, International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering ISEF 2007, Praga (Republica Checa), 2007.
- “Cálculo de electrodos de puesta a tierra utilizando el método de elementos finitos de tres dimensiones”, X Portuguese-Spanish congress in electrical engineering, Madeira (Portugal), 2007.
- “Análisis de la Excentricidad en los Motores de Inducción para su Diagnósis. Una Revisión”, X Portuguese-Spanish congress in electrical engineering, Madeira (Portugal), 2007.

10.4 Convenios de Investigación.

A continuación se enumeran las participaciones del autor en convenios de investigación:

- "Power plants Robustification based On fault Detection and Isolation algorithms", Seventh Framework Programme of the European Union, del 01/04/08 al 01/04/11.
- "Planificación energética y mejoras en la distribución de la energía eléctrica", Conselleria de Empresa, Universidad y Ciencia, del 01/01/07 al 01/01/08.
- "Technical Development Of Open, Economic And Friendly System For The Injection Moulding Process", 5th Framework Programme of the European Union, del 05/02/03 al 05/06/05.
- "Automatización del Proceso de Inyección de Plástico", Centre De Recerca I Investigacio De Catalunya, S.A., del 12/09/03 al 12/09/04.

ANEXO A

DESCRIPCIÓN DE LOS EQUIPOS DE MEDIDA Y DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS EMPLEADAS EN LOS ENSAYOS.

Este anexo recoge las especificaciones técnicas de las máquinas eléctricas de inducción empleadas en los diferentes ensayos experimentales efectuados para el desarrollo y ejecución de la presente tesis. Así mismo recoge las especificaciones técnicas de los equipos de medida empleados. Todo el material utilizado se encuentra en los laboratorios del Departamento de Ingeniería Eléctrica de la Universidad Politécnica de Valencia.

A continuación, se realiza una breve descripción del material necesario para la realización de los ensayos:

Equipos de Medida:

De los diferentes ensayos realizados a las máquinas eléctricas se ha medido la tensión de las fases, corriente de las fases, velocidad, las tensiones de las espiras exploradoras, etc. Todas estas magnitudes, se han medido en ambos regímenes de trabajo, transitorio y permanente. Por tanto, es necesario disponer de un equipo electrónico de medida capaz de almacenar dichas adquisiciones, además de la aparamenta necesaria para ello, como por ejemplo pinzas amperimétricas para la medida de la corriente.

Osciloscopio Digital Yokogawa DL 750.

Para la adquisición de las señales provenientes de las máquinas eléctricas de inducción que se han ensayado, se ha utilizado el osciloscopio digital del fabricante Yokogawa modelo DL-750. Este instrumento de medida combina las funciones de un osciloscopio y un registrador de datos gracias a su gran capacidad de almacenamiento (disco duro 30GB), además es modular permitiendo la inserción de diferentes tarjetas de expansión, lo que permite utilizar hasta 16 entradas analógicas de diferentes tipos, como por ejemplo de temperatura, de velocidad, de corriente, de tensión, de presión, de fuerza, etc. De este modo, ha permitido la medida simultánea de las tres tensiones de fase, las tres corrientes de fase, inclusive alguna vez además la corriente derivada al neutro ó las tensiones de las espiras exploradoras, etc. La frecuencia de muestreo es de hasta 10MS/s con una resolución de 12 bits. Además posee tarjeta de red, permitiendo su conexión a redes LAN, disquetera, conexión a una unidad ZIP, posibilidad de conectarle un ratón y un teclado externo, etc.

En la siguiente imagen, se observa el aparato de medida mediante el cual se han realizado todas las mediciones para su posterior análisis e interpretación.

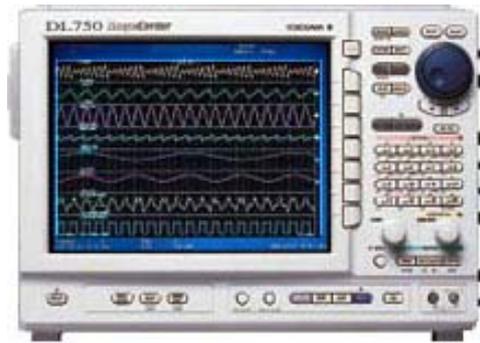


Figura A-1. Fotografía del Osciloscopio Yokogawa DL 750.

Máquinas Eléctricas de Inducción Empleadas en los Ensayos.

A continuación se clasifican las máquinas utilizadas y los nombres con los cuales se han identificado a lo largo del presente documento:

- Máquina eléctrica ABB sana (4Kw).
- Máquina eléctrica Siemens sana (1.1Kw).
- Máquina eléctrica Siemens con tapas desplazadas (1.1Kw LA7090).
- Máquina eléctrica Siemens con rotor aplanado parcialmente (1.1Kw LA7090).
- Máquina eléctrica Siemens con excentricidad variable (1.1Kw LA7090).
- Máquina eléctrica Siemens con barra rota (1.1Kw LA2090).

Máquina eléctrica ABB sana.

Esta máquina eléctrica de inducción es del fabricante ABB, de la serie M2AA112101-ASE, y es adquirida con el compromiso por parte del fabricante de facilitar los datos constructivos que sean necesarios para el modelo matemático desarrollado en esta tesis. Esta máquina eléctrica sólo se ensaya para la validación del modelo matemático. En futuros trabajos, se pretende mecanizar para poder generarle excentricidad de forma variable y así poder comprobar las técnicas aportadas para esta potencia. Esta máquina eléctrica posee la siguiente placa de características:

V	Hz	r/min	kW	A	cos φ
380-420V	50	1425	4.00	8.7	0.82
220-240A	50	1425	4.00	8.7	0.82
440-480V	50	1720	4.00	8.7	0.82
250-280A	50	1720	4.00	8.7	0.82

Δ	Y
230 V	400 V
14.5 A	8.6 A
4 kW	
1425 rpm	
cosφ=0.85	

Figura A-2. Placa de Características de la máquina eléctrica ABB sana

Los datos constructivos se omiten por un acuerdo de confidencialidad con el fabricante ABB. Se emplea una máquina eléctrica de inducción de mayor potencia que las que se exponen seguidamente, para así de este modo extender el rango de validez del modelo y de las técnicas aportadas.

Máquina eléctrica Siemens sana.

Las máquinas eléctricas de inducción, denominadas como sana, con tapas desplazadas, con rotor aplanado parcialmente y la de excentricidad variable pertenecen al fabricante Siemens y son de la serie LA70904AA10.

A esta máquina se le ha denominado así, ya que no se le ha practicado ninguna modificación para causarle un fallo o anomalía, que sea motivo de estudio. La placa de características de dicha máquina se muestra a continuación:



Figura A-3. Placa de Características de la máquina eléctrica Siemens sana

Esta placa de características es común a las demás máquinas eléctricas que pertenecen a la misma serie del mismo fabricante.

Máquina eléctrica Siemens con tapas desplazadas.

La máquina eléctrica Siemens denominada con tapas desplazadas, es una máquina eléctrica de idénticas características a la anterior, denominada como sana, ya que son del mismo fabricante y de la misma serie. Pero a esta máquina eléctrica se le ha practicado un desplazamiento del eje de giro del rotor con respecto al eje de giro del estator. Este desplazamiento se consigue mediante el desplazamiento del asiento del cojinete en ambas tapas, delantera y trasera. De esta forma, si se desplaza el asiento del cojinete en la misma dirección y la misma distancia en ambas tapas, se logra desplazar el eje de giro del rotor logrando generar una excentricidad estática.

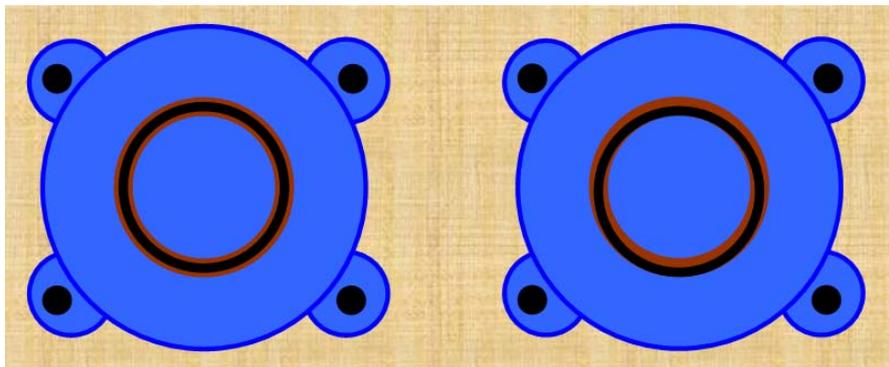


Figura A-4. Dibujo de las tapas de un motor (a) sin modificar (b) desplazando el asiento del cojinete.

La modificación en las tapas se realiza mediante el mecanizado de los asientos de los cojinetes, y su posterior relleno para provocar este desplazamiento, tal y como se observa en el dibujo. Como las máquinas eléctricas poseen un entrehierro muy pequeño, y más aún las de baja potencia, se ha mecanizado el rotor, rebajando su diámetro para evitar que roce o colisione al girar debido al desplazamiento de su eje de giro.

Se desmonta la máquina eléctrica para fotografiar una de las tapas, donde se aprecia como el asiento del cojinete ha sido modificado para provocar el desplazamiento del eje del rotor.

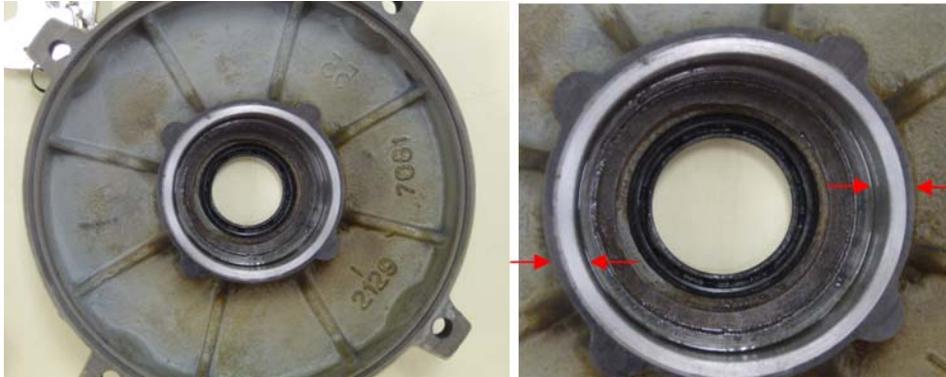


Figura A-5. Fotografía de la tapa de la máquina modificada.

Además se inserta en el estator de la máquina eléctrica una espira exploradora por entre los devanados para medir la tensión que circula por ella, en la siguiente fotografía se muestra por donde circula, y como se extrae hacia el exterior de la carcasa de la máquina.

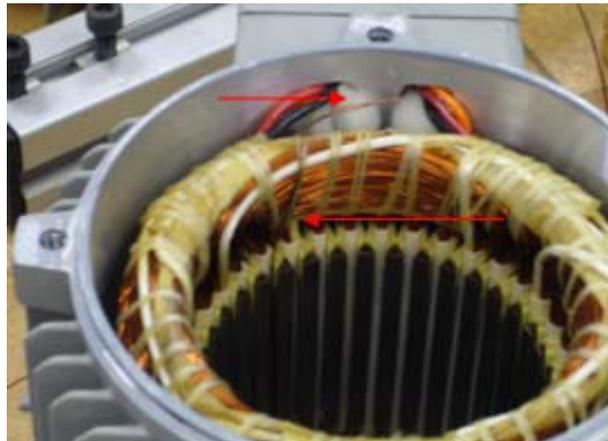


Figura A-6. Fotografía del estator de la máquina y de la espira exploradora.

Máquina eléctrica Siemens con rotor aplanado parcialmente.

La máquina eléctrica Siemens denominada con rotor aplanado parcialmente, es una máquina eléctrica de idénticas características a las anteriores, denominadas como sana y con tapas desplazadas, ya que son del mismo fabricante y de la misma serie.

Pero a esta máquina eléctrica se le ha practicado una hendidura en el rotor, es decir se ha rebajado una zona del rotor de forma considerable, tal y como se observa de forma exagerada en la Figura A-7 y de forma real en la Figura A-8. Consiguiendo de esta

forma que el rotor no sea homogéneo y por tanto se modifica su centro de masas, logrando así una excentricidad dinámica.

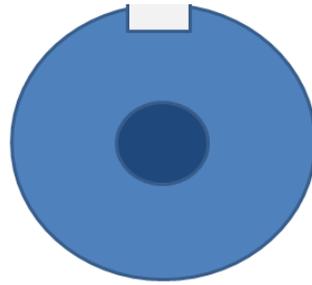


Figura A-7. Vista frontal del rotor.

Como se observa en la siguiente imagen, al rotor se le ha rebajado de forma transversal a su eje una banda de cerca de 2 centímetros de anchura y unos milímetros de profundidad.

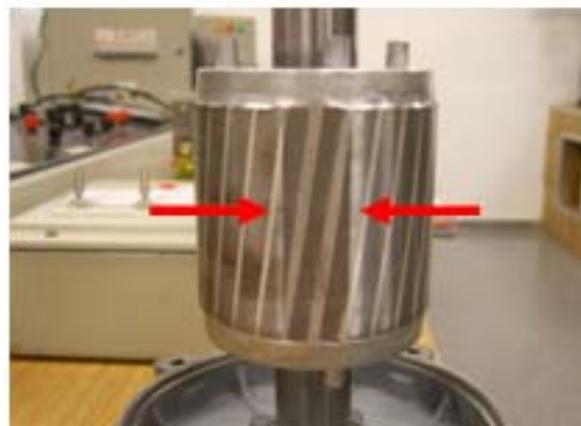


Figura A-8. Fotografía del rotor aplanado parcialmente.

A esta máquina también se le han insertado en el estator dos espiras exploradoras, decaladas 90 grados eléctricos entre ambas. En la siguiente fotografía se destaca el paso de una de las espiras por el devanado del estator.

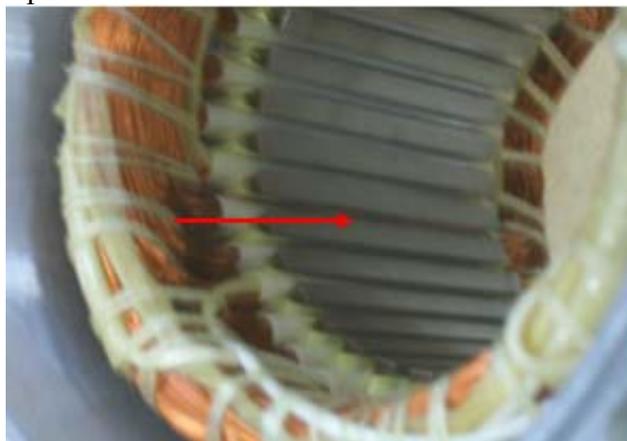


Figura A-9. Fotografía del estator de la máquina y de la espira exploradora.

Máquina eléctrica Siemens con excentricidad variable.

La máquina eléctrica Siemens denominada con excentricidad variable, es de la misma serie y fabricante que las tres máquinas anteriores. La peculiaridad de esta máquina reside en que se le han quitado las tapas y los asientos donde se apoyan los cojinetes están montados al aire. Estos asientos se pueden desplazar mediante el ajuste de los tornillos de una forma sencilla, consiguiendo diferentes desplazamientos del eje, forzando así cualquier tipo de excentricidad según los ajustes pertinentes. En la siguiente imagen se observan distintas panorámicas de la máquina eléctrica.

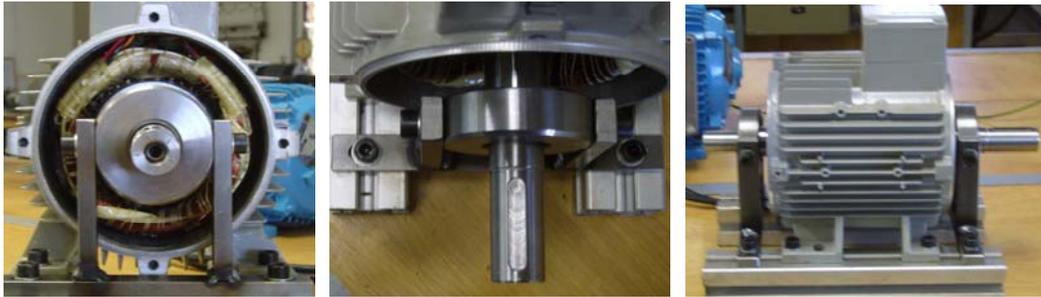


Figura A-10. Fotografías de la máquina eléctrica Siemens con excentricidad variable.

Máquina eléctrica Siemens con barra rota.

Las máquinas eléctricas de inducción, denominadas con barra rota pertenecen al fabricante Siemens y son de la serie LA20904AA10, muy similares a las vistas anteriormente del mismo fabricante pero de una serie diferente. De estas máquinas se dispone también de los datos constructivos necesarios para poder implementarlos en el modelo. La placa de características de dicha máquina se muestra a continuación:

SIEMENS		3~Mot.	
NoUD	ThCl F		
50 Hz	V	60 Hz	
	A		
cos φ	/min	cos φ	

Y	Δ
400 V	230 V
2.7 A	4.6 A
1.1 kW	
1410 rpm	
cosφ=0.80	

Figura A-11. Placa de Características de la máquina eléctrica Siemens con Rotura de Barras

A esta máquina se le ha practicado un agujero en el rotor en una de sus barras próximo al anillo de cortocircuito de tal forma que provoca el efecto de la rotura de una barra del rotor. En la siguiente imagen se puede apreciar con detalle como se ha efectuado dicho agujero.



Figura A-12. Rotor con una barra rota.

