



Universidad de Valladolid



**ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES**

**UNIVERSIDAD DE VALLADOLID
ESCUELA DE INGENIERIAS INDUSTRIALES**

Grado en Ingeniería Eléctrica

**Análisis espectral de señales para la
detección de fallos de motores de inducción**

Autor:

García Santamaría, Cristina

Tutor: Moríñigo Sotelo, Daniel

**Cotutor: Fernández Caverro,
Vanessa**

**Departamento de Ingeniería
Eléctrica**

Valladolid, junio de 2017.





Agradecimientos

Este Trabajo Fin de Grado ha sido posible gracias al apoyo y ayuda de muchas personas a las que me gustaría dar mi agradecimiento, pues con cada uno de esos momentos, por pequeños que fuesen, he aprendido y me han hecho estar más cerca de este momento.

Destacaré aquí a las más importantes y de las que no me puedo olvidar. En primer lugar, he de dar las gracias a mis padres y a mi hermano que me han estado apoyando en todo momento y han conseguido que nunca me rindiera.

A mis abuelos, que son para mí un tesoro enorme y siempre han estado conmigo.

A mi compañero de vida, Manuel Alejandro, cuyo apoyo incondicional ha sido imprescindible para conseguir alcanzar esta meta.

Y por último a mi tutor del proyecto Daniel Moríñigo Sotelo sin el cual no hubiera sido posible llevar a cabo el proyecto, con el que he aprendido mucho y me ha ayudado en todo momento.

Han sido años de mucho esfuerzo y dedicación, pero con vuestra ayuda todo ha sido más fácil.

Gracias a todos.



Resumen

En este TFG se muestra el efecto de dos parámetros, como son la frecuencia de muestreo y el número de puntos o tiempo de muestreo, sobre los resultados que proporciona la transformada rápida de Fourier. Se aplicará este estudio en particular a señales procedentes de un motor de inducción para el análisis de fallos.

Palabras clave

Análisis espectral, Transformada de Fourier, Detección de fallos, Motor de inducción, Barra rota.



Índice

Agradecimientos	3
Resumen	4
Palabras clave	4
Índice	5
Índice de figuras	7
Ecuaciones	12
1. Justificación y objetivos	13
1.1. Justificación	13
1.2. Objetivos	15
1.3. Diagrama de Gantt del desarrollo del trabajo.	16
1.4. Estructura	18
2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN	19
2.1. Introducción	19
2.2. Aspectos constructivos	19
2.2.1. Estator de un motor de inducción	19
2.2.2. Rotor de un motor de inducción	21
2.2.3. El bornero	23
2.3. Principio de funcionamiento: campo magnético giratorio	25
2.4. Curva característica mecánica	27
3. FALLOS EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN	31
3.1. Introducción	31
3.2. Estator	31
3.2.1. Descripción de los fallos	31
3.2.2. Esfuerzos o sollicitaciones	33
3.3. Rotor	38
3.3.1. Esfuerzos o sollicitaciones	38
3.4. Rodamientos	42
3.4.1. Descripción de un rodamiento	42
3.4.2. Vida de un rodamiento	43
3.4.3. Fallo en un rodamiento	45



3.5. Rotura de barras en motores de inducción	49
3.6. Excentricidad	51
3.6.1. Excentricidad estática	53
3.6.2. Excentricidad dinámica	53
3.6.3. Excentricidad mixta	54
3.6.4. Excentricidad axial	55
4. TÉCNICAS DE DETECCIÓN DE FALLOS.	57
4.1. Introducción	57
4.2. Técnicas de detección de fallos en motores de inducción	57
4.2.1. Técnicas tradicionales	57
4.2.2. Técnicas modernas	57
5. PROCESAMIENTO DE SEÑALES	63
5.1. Muestrear una señal	63
5.2. Teorema de Shannon	64
5.3. Error de cuantización	67
5.4. Transformada discreta de Fourier	68
5.4.1. Limitaciones de la transformada discreta de Fourier.	70
6. BANCO DE ENSAYOS	81
6.1. Introducción	81
6.2. Banco de ensayos	81
6.2.1. Sistema de medición	82
7. Resultados	85
7.1. Introducción	85
7.2. Análisis de resultados	85
8. Conclusiones.	127
9. Bibliografía	129



Índice de figuras

Figura 2.1 Estátor [FRA2016]] _____	20	
Figura 2.2 Estator [foto laboratorio] _____	21	
Figura 2.3 Rotor [ROS2015]] _____	22	
Figura 2.4 Rotor de jaula de ardilla [foto laboratorio.] _____	22	
Figura 2.5 Rotor de jaula de ardilla [ROS2015] _____	23	
Figura 2.6 Conexión en estrella [FRA2008] ____	Figura 2.7 Conexión en triángulo [FRA2008] _____	24
Figura 2.8 Caja de bornes [foto laboratorio] _____		24
Figura 2.9 Conexiones de la placa de bornes y sentidos de rotación que se obtienen[FRA2008] _____	25	
Figura 2.10 Distribución senoidal del campo magnético rotatorio [ROS2015] _____	26	
Figura 2.11 Curvas par-velocidad de un motor asíncrono [Fraile Mora] _____	29	
Figura 3.1 Partes de un rodamiento [ALO2015] _____	43	
Figura 3.2 Causa de fallo en rodamientos [RAD2010] _____	45	
Figura 3.3 Causa de fallo en rodamientos [RAD2010] _____	47	
Figura 3.4 Deformación plástica del anillo interior por sobrecarga [RAD2010] _____	48	
Figura 3.5 Formación de pequeños cráteres por descarga eléctrica [RAD2010] _____	48	
Figura 3.6 Marcas como consecuencia de vibraciones [RAD2010] _____	49	
Figura 3.77 Barras rotas en la proximidad del anillo de cortocircuito en un motor de inducción. [ROD2013] _____	50	
Figura 3.8 Dirección y magnitud de la fuerza de atracción magnética [DÍA2011] _____	52	
Figura 3.9 Excentricidad estática [DÍA2011] _____	53	
Figura 3.10 Excentricidad dinámica[DÍA2011] _____	54	
Figura 3.11 Excentricidad mixta[DÍA2011] _____	55	
Figura 3.12 Excentricidad axial [PUC2008] _____	55	
Figura 5.1 Muestreo con un tren de impulsos. [OPP1998] _____	63	
Figura 5.2 Espectro de la señal muestreada con frecuencias de muestreo diferentes. [ROM2017]] _____	64	
Figura 5.3 Efecto de la variación de la frecuencia de muestreo [ROM2017] _____	65	



Figura 5.4 Señales continuas diferentes muestreadas con la misma frecuencia de muestre (fs) [ROM2017]	66
Figura 5.5 Señales continuas diferentes muestreadas con la misma frecuencia, la frecuencia de Shannon [ROM2017]	67
Figura 5.6 Error de cuantización [ROM2017]	68
Figura 5.7 Señales básicas y su espectro mediante FFT. [ROM2017]	72
Figura 5.8 Sinusoides y su representación espectral mediante FFT. [ROM2017]	72
Figura 5.9 Señales pulso y cuadrada y espectro obtenido mediante FFT. [ROM2017]	73
Figura 5.10 Diferentes señales introduciendo ruido y su representación espectral mediante FFT. [ROM2017]	73
Figura 5.11 Zoom del espectro de la señal cuadrada. [ROM2011]	75
Figura 5.12 Zoom de la señal suma de senoides con ruido. [ROM2011]	76
Figura 5.13 Señales básicas muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [ROM2011]	77
Figura 5.14 Señales sinusoidales muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [ROM2011]	77
Figura 5.15 Señal impulso y señal cuadrada muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [ROM2011]	78
Figura 5.16 Diferentes señales con ruido muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [ROM2011]	78
Figura 5.17 Zoom de la señal de la suma de senoides.	79
Figura 6.1 Banco de ensayos [Foto laboratorio]	81
Figura 6.2 Zoom de la tarjeta de adquisición de datos [Foto laboratorio]	82
Figura 6.3 Sensores de corriente. [Foto laboratorio]	83
Figura 6.4 Sensor de flujo magnético. [Foto laboratorio]	84
Figura 7.1 Señal de intensidad generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 20Hz	88
Figura 7.2 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{Hz}$ y número de puntos $N=8000$	92
Figura 7.3 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{Hz}$ y número de puntos $N=8004$.	92
Figura 7.4 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{Hz}$ y número de puntos $N=80000$	92



Figura 7.5 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{Hz}$ y número de puntos $N=4000$	92
Figura 7.6 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=1024$	93
Figura 7.7 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=1026$	93
Figura 7.8 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=10240$	93
Figura 7.9 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=512$	93
Figura 7.10 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=256$	94
Figura 7.11 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=258$	94
Figura 7.12 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=2560$	94
Figura 7.13 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=128$	94
Figura 7.14 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=256$	97
Figura 7.15 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=512$	97
Figura 7.16 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=1024$	97
Figura 7.17 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=2048$	97
Figura 7.18 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=4096$	98
Figura 7.19 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=8192$	98
Figura 7.20 Señal de intensidad generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 51Hz	99
Figura 7.21 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8000$	101
Figura 7.22 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8004$	101
Figura 7.23 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=80000$	101
Figura 7.24 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=4000$	101



Figura 7.25 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024$ Hz y número de puntos $N=1024$	102
Figura 7.26 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024$ Hz y número de puntos $N=1026$	102
Figura 7.27 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024$ Hz y número de puntos $N=10240$	102
Figura 7.28 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=1024$ Hz y número de puntos $N=512$	102
Figura 7.29 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=256$	103
Figura 7.30 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=258$	103
Figura 7.31 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=2560$	103
Figura 7.32 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=128$	103
Figura 7.33 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=256$	108
Figura 7.34 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=512$	108
Figura 7.35 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=1024$	108
Figura 7.36 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=2048$	108
Figura 7.37 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=4096$	109
Figura 7.38 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=8192$	109
Figura 7.39 Señal de tensión generada a $f_s=8000$ Hz y frecuencia de la tensión de alimentación 20Hz	110
Figura 7.40 Armónico de 20Hz de las señales de tensión para diferentes frecuencias y número de puntos	111
Figura 7.41 Señal de tensión generada a $f_s=8000$ Hz y frecuencia de la tensión de alimentación 51Hz	111



Figura 7.42 Armónico de 51Hz de las señales de tensión para diferentes frecuencias y número de puntos	112
Figura 7.43 Señal de flujo generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 20Hz	113
Figura 7.44 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8000$	115
Figura 7.45 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8004$	115
Figura 7.46 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=80000$	115
Figura 7.47 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=256$	115
Figura 7.48 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=258$	116
Figura 7.49 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=2560$	116
Figura 7.50 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=256$	116
Figura 7.51 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=512$	116
Figura 7.52 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=1024$	117
Figura 7.53 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=2048$	117
Figura 7.54 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=4096$	117
Figura 7.55 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8192$	117
Figura 7.56 Señal de flujo generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 51Hz	119
Figura 7.57 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8000$	120
Figura 7.58 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8004$	120
Figura 7.59 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8004$	120
Figura 7.60 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=256$	120
Figura 7.61 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=258$	121
Figura 7.62 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=2560$	121
Figura 7.63 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=256$	123
Figura 7.64 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=512$	123
Figura 7.65 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=1024$	123
Figura 7.66 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=2048$	123
Figura 7.67 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=4096$	124
Figura 7.68 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256\text{ Hz}$ y número de puntos $N=8192$	124



Ecuaciones

Ecuación 2.1 : Velocidad de sincronismo del estator	26
Ecuación 2.2 : Ley de Faraday	27
Ecuación 2.3 : Par electromagnético	27
Ecuación 2.4 : Deslizamiento	27
Ecuación 2.5 : Clásica de la mecánica	29
Ecuación 3.1: Ley de Arrhenius	34
Ecuación 3.2 : Vida nominal	44
Ecuación 3.3 : Vida nominal	44
Ecuación 3.4: Vida modificada	44
Ecuación 3.5: Factor de probabilidad de fallo	45
Ecuación 5.1: Transformada continua de Fourier	71
Ecuación 5.2: Transformada discreta de Fourier	71
Ecuación 5.3: Transformada discreta causal de Fourier	72
Ecuación 5.4: Transformada rápida de Fourier	72
Ecuación 7.1: Frecuencia de los armónicos de fallo	88
Ecuación 7.2: Velocidad de sincronismo	88
Ecuación 7.3: Deslizamiento	88
Ecuación 7.4: Frecuencia de los armónicos de fallo	101
Ecuación 7.5: Velocidad de sincronismo	102
Ecuación 7.6: Deslizamiento	102
Ecuación 7.7: Frecuencia de los armónicos de fallo para el flujo magnético	115



1. Justificación y objetivos

1.1. Justificación

Los motores eléctricos son los mayores consumidores de energía eléctrica tanto en el sector industrial como en el comercial. Casi la mitad de la energía eléctrica usada y cerca de las dos terceras partes de la utilizada en la industria es consumida por motores eléctricos.

Los motores de inducción de jaula de ardilla son los más usados en diferentes aplicaciones industriales, y tradicionalmente se les han considerado máquinas con un índice de averías muy bajo, ya que debido a sus características constructivas son los más robustos, y por tanto, los que menor mantenimiento precisan. Sin embargo, la tendencia actual a reducir los costes, hacia una producción de mayor calidad y a evitar las interrupciones en los procesos de producción, ha hecho que cada vez sea más necesario controlar el funcionamiento interno de las máquinas, y así poder detectar cualquier posible indicio antes incluso de que se produzca el fallo.

Todo esto, ha llevado a tratar de sustituir el mantenimiento preventivo, que se basa en la sustitución programada de piezas susceptibles de sufrir una avería, lo cual provoca un desaprovechamiento en el uso de estos elementos, hecho que va en contra de la reducción de costes que se busca. Así, el mantenimiento preventivo ha evolucionado hacia la vigilancia y control de determinados parámetros o variables de funcionamiento, los cuales van a determinar el momento adecuado para intervenir y así corregir lo que en un futuro sería una probable avería. Esto es lo que se conoce como mantenimiento predictivo. Además, también hace posible, conocer con antelación las piezas de recambio que se necesitarán, evitando las paradas innecesarias y la disminución de los stocks para realizar correctamente el mantenimiento.

Existen diversas técnicas para detectar fallos en estos motores como el análisis de vibraciones, análisis de temperatura y la técnica de MCSA (Motor Current Signal Analysis). El MCSA, que trata de monitorizar la corriente eléctrica consumida por el motor. Es un método no invasivo, puesto que la corriente se puede medir con una pinza amperimétrica.

Tanto la presencia de barras rotas como los fallos en los rodamientos de los motores producen variaciones en el campo magnético del motor, que se traduce en la aparición de armónicos, los cuales inducen fuerzas magnetomotrices, que finalmente dan lugar a la aparición de armónicos en la corriente de alimentación



del motor. En el caso de asimetrías en el rotor (rotura de barras), el fallo se manifiesta en forma de bandas alrededor del armónico fundamental, e incluso alrededor de algunos armónicos enteros superiores.

En la técnica del MCSA, para detectar fallos normalmente se emplea la transformada de Fourier para analizar el espectro de la corriente. La detección del fallo se realiza a través de una línea que aparece en el espectro cuando el motor sufre ese fallo. Esta línea aparece a una frecuencia concreta que se puede calcular a priori. La severidad del fallo se evalúa por la amplitud de esa línea espectral. En este proyecto para calcular el espectro se va a emplear la transformada rápida de Fourier implantada en Matlab, también conocida como FFT. El espectro de la señal calculado con la FFT depende de dos parámetros como son la frecuencia de muestro de la señal y el número de puntos, o tiempo muestreado. No se suele prestar atención a la elección de estas dos variables. La tendencia en investigación y en la industria es a muestrear la señal durante un periodo muy largo y durante un tiempo muy largo. Sin embargo, con un conocimiento a priori del valor de las frecuencias que se quiere analizar, no es necesario realizar un muestreo de la forma descrita anteriormente.

El objetivo de este proyecto es demostrar que para utilizar esta técnica para detectar fallos en motores a través del MCSA es necesario conocer cómo funciona la FFT, cómo está implantada en un software como Matlab y el efecto de la elección de la frecuencia de muestreo y en el número de puntos sobre el espectro.



1.2. Objetivos

El desglose de objetivos inicialmente planteados para este proyecto serían los siguientes:

Objetivos formativos:

- Adquirir conocimientos básicos de análisis espectral de señales con la transformada de rápida de Fourier.
- Adquirir conocimientos básicos sobre la FFT implantada en Matlab.
- Adquirir conocimientos básicos sobre el muestreo de señales.
- Comprobar el efecto (fuga espectral) la frecuencia de muestreo y el número de puntos sobre el espectro calculado con la FFT.
- Entender el concepto de la resolución en frecuencia cuando se calcula un espectro con la FFT.

Objetivos específicos:

- Aplicar los conocimientos adquiridos al análisis de varias señales obtenidas en el laboratorio de un motor de inducción con fallo de barras.
- Analizar el efecto de la resolución espectral sobre el espectro de una señal obtenida con la FFT.
- Identificar los armónicos de fallo en la señal de corriente y flujo magnético medidos en un motor de inducción con fallo en el rotor.

En este TFG también se plantea desarrollar las siguientes competencias generales:

- CG1. Capacidad de análisis y síntesis.
- CG2. Capacidad de organización y planificación del tiempo.
- CG3. Capacidad de expresión oral.
- CG4. Capacidad de expresión escrita.
- CG5. Capacidad para aprender y trabajar de forma autónoma.
- CG7. Capacidad de razonamiento crítico/análisis lógico.
- CG8. Capacidad para aplicar los conocimientos a la práctica.
- CG12. Capacidad para la motivación por el logro y la mejora continua.

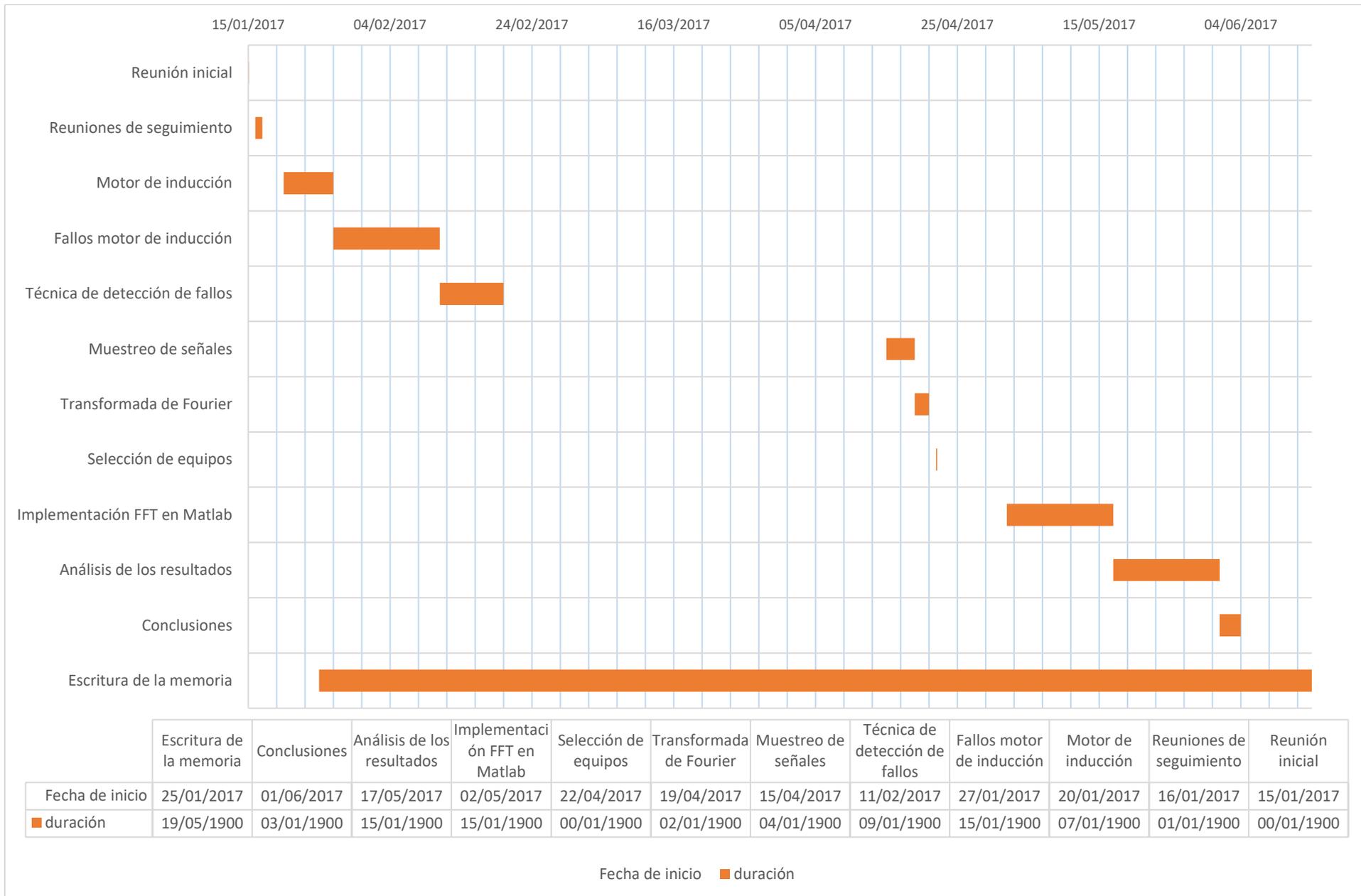


1.3. Diagrama de Gantt del desarrollo del trabajo.

En este TFG se han desarrollado las siguientes tareas:

1. Reunión inicial con el Tutor del TFG para entender el problema planteado.
2. Reuniones de seguimiento de la elaboración del TFG.
3. Formación:
 - Motor de Inducción.
 - Fallos de motor de inducción
 - Elementos finitos en electromagnetismo.
 - Técnica de detección de fallos.
4. Muestreo de señales
 - Transformada de Fourier
5. Selección de equipos
6. Implementación de FFT en Matlab
7. Análisis de resultados
8. Conclusiones.
9. Escritura de la memoria

Se presenta a continuación, se muestra el diagrama de Gantt, donde aparece la secuencia de ejecución de las diferentes tareas, así como su duración.





1.4. Estructura

El documento está formado por diferentes capítulos y apartados que se detallan a continuación:

- Capítulo 1: Justificación y objetivos. En este apartado se exponen brevemente el fundamento de este proyecto y los objetivos que se persiguen con su desarrollo.
- Capítulo 2: Principio de funcionamiento del motor de inducción. Realizamos una breve introducción a las máquinas de inducción. Describiendo de forma detallada, sus características constructivas, y los principios de funcionamiento en los que se basan.
- Capítulo 3: Fallos en un motor de inducción. Se detallan los diferentes fallos que suceden en los motores de inducción.
- Capítulo 4: Técnicas de detección de fallos. Explicación de las distintas y nuevas técnicas de detección de fallos en motores.
- Capítulo 5: Procesamiento de señales. Explicación del concepto de muestrear una señal y la transformada discreta de Fourier con sus limitaciones.
- Capítulo 6: Banco de ensayos. Se describe el banco de ensayos del laboratorio donde se han tomado los datos necesarios para la realización del proyecto.
- Capítulo 7: Resultados. En este capítulo analizaremos los resultados de las distintas simulaciones .
- Capítulo 8: Conclusiones. En este capítulo se estudian las conclusiones y líneas futuras de investigación.
- Bibliografía: Por último, se muestra un listado de todos los libros, conferencias, artículos, direcciones de internet, programas, etc., consultados para la elaboración de este proyecto.



2. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DEL MOTOR DE INDUCCIÓN

2.1. Introducción

Se denominan máquinas de inducción porque a diferencia de las demás máquinas no existe una corriente conducida a uno de los arrollamientos, la corriente que circula por uno de los devanados (generalmente el situado en el rotor) se debe a la f.e.m. inducida por la acción del flujo del otro. También reciben el nombre de máquinas asíncronas debido a que la velocidad de giro del rotor no es la de sincronismo impuesta por la frecuencia de la red,

La importancia de los motores asíncronos se debe a su construcción simple y robusta, mantenimiento sencillo, facilidad de instalación y bajo coste.

2.2. Aspectos constructivos

Los motores de inducción están basados en el accionamiento de una masa metálica por la acción de un campo giratorio. Están formados por dos devanados con campos giratorios coaxiales: una es fija, y la otra móvil. También se les llama, respectivamente, estator y rotor [FRA2015].

El devanado del rotor, que conduce la corriente alterna que se produce por inducción desde el devanado del estator conectado directamente, consiste en un conjunto de conductores de cobre o aluminio vaciados en un rotor de laminaciones de acero. Se instalan anillos terminales de cortocircuito en ambos extremos de la “jaula de ardilla” o bien en uno de los extremos en el caso del rotor devanado [FRA2015].

Los motores de inducción de rotor devanado son menos utilizados, debido a su mayor costo, ya que requieren de más mantenimiento que los de jaula de ardilla.

2.2.1. Estator de un motor de inducción.

En el estator se coloca normalmente el inductor (el encargado de crear el campo magnético), alimentado por una red trifásica o monofásica.

- Circuito magnético: tambor con forma cilíndrica y ranurado, formado de chapas de Fe aleado al Si, aisladas entre sí con Carlite, para reducir las pérdidas por corrientes parásitas. La misión de las ranuras es alojar a los conductores de los devanados. En la Figura 2.1 se puede observar las ranuras y el devanado que atraviesa estas ranuras.
- Circuito eléctrico: formado por tres devanados monofásicos que, al conexasarlos en estrella o triángulo, forman un devanado trifásico. [ROD2013]

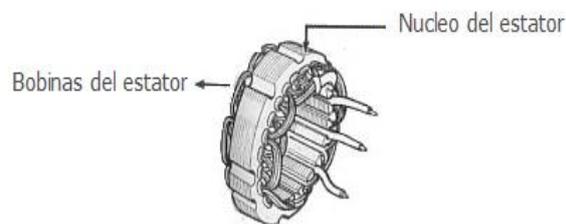


Figura 2.1 Estátor [FRA2016]]

En su concepción más elemental, estos devanados son tres bobinas desfasadas 120° . Cada bobina está formada por 2 conductores diametralmente opuestos (bobina de paso diametral) y el estator precisa entonces de 6 ranuras para alojarlos.

De esta forma se desaprovecha la capacidad del estator puesto que solamente son necesarias 6 ranuras para 3 bobinas. En los devanados reales la disposición es muy distinta:

- el número de ranuras es normalmente 24, 36, 48, etc.
- las bobinas no son de paso diametral.
- cada devanado monofásico está formado de varias de estas bobinas conectadas en serie.

En el interior del estator va colocado el rotor, es la parte giratoria de la máquina.

El espacio de aire que separa el estator del rotor, necesario para que pueda girar la máquina se denomina entrehierro, siendo el campo magnético existente en el mismo, el que constituye el medio de acoplamiento entre los sistemas eléctrico y mecánico [ROD2013].



Figura 2.2 Estator [foto laboratorio]

En la Figura 2.2, se puede observar de manera más precisa el bobinado del estator unido con cinta aislante y las ranuras donde va encajado ese bobinado.

2.2.2. Rotor de un motor de inducción

El rotor es el inducido en los motores asíncronos, es decir sobre el cual se induce el campo magnético creado en el estator [FRA2016].

Está formado por:

- Circuito magnético: formado de chapas de Fe aleado al Si, aisladas entre sí con Carlite para reducir las pérdidas por corrientes parásitas.
- Circuito eléctrico: formado por un devanado trifásico. En función de la forma constructiva de este devanado, distinguimos entre rotor de jaula de ardilla y rotor bobinado.

a) Rotor devanado o con anillos:

Consiste en un arrollamiento trifásico similar al situado en el estator, en el que las tres fases se conectan por un lado en estrella y por el otro se envían a unos anillos aislados entre sí. Esta disposición hace posible la introducción de resistencias externas por los anillos para limitar las corrientes de arranque, mejorar las características del par y controlar la velocidad. Una vez en marcha las escobillas se cortocircuitan entre sí.

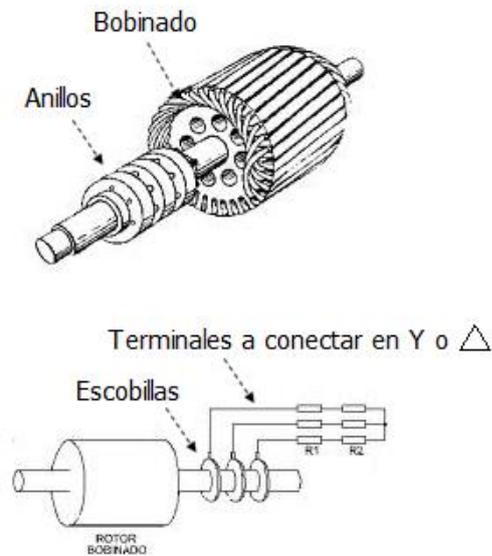


Figura 2.3 Rotor [ROS2015]]

En la Figura 2.3 se puede observar el rotor devanado y los anillos de cortocircuito unidos al eje.

b) Rotor de jaula de ardilla o en cortocircuito:



Figura 2.4 Rotor de jaula de ardilla [foto laboratorio.]

En la figura 2.4, se puede observar la jaula de ardilla perfectamente. Pudiendo asociar esta imagen al esquema que tenemos en la cabeza cuando se habla del rotor de jaula, al que hace referencia la figura 2.5

El devanado del rotor está formado por un número determinado de barras soldadas por sus extremos a sendos anillos (anillos de cortocircuito). Hoy en día, y especialmente en los motores pequeños o medianos, el rotor es de aluminio fundido moldeado formando un conjunto homogéneo con los anillos de cortocircuito. Los recientes avances en las técnicas de moldeo permiten fabricar el rotor de cobre, con las consiguientes rebajas en las pérdidas. Estos motores, de rotor de cobre, tienen un rendimiento mayor que los de aluminio.

Con esta configuración, la máquina no requiere ni anillos rozantes, ni escobillas para conectar la corriente al rotor ya que ésta se consigue por efecto de inducción del estator sobre el rotor.

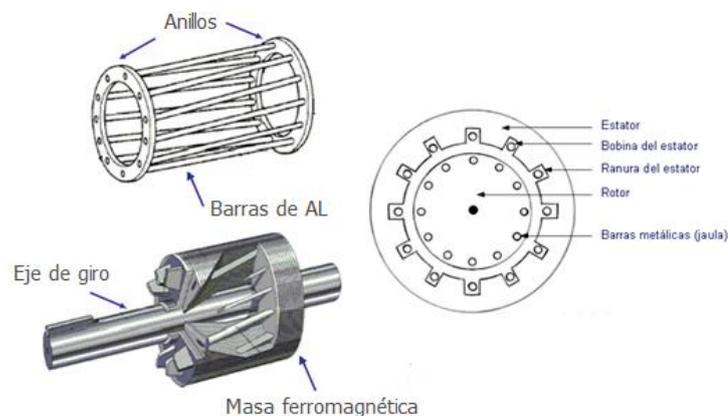


Figura 2.5 Rotor de jaula de ardilla [ROS2015]

2.2.3. El bornero

Un detalle importante a considerar en los motores asíncronos trifásicos es la disposición de los terminales del devanado del estator en la llamada caja de bornes de la máquina. A esta caja o placa se llevan los extremos de los bobinados que se muestra en la figura 2.4, los principios de los arrollamientos se designan con las letras U_1 , V_1 , W_1 y los extremos finales con U_2 , V_2 , W_2 , respectivamente [FRA2008].

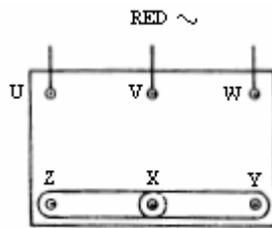


Figura 2.6 Conexión en estrella [FRA2008]

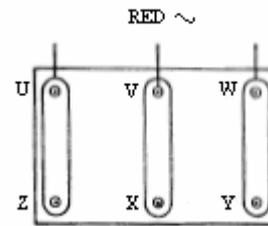


Figura 2.7 Conexión en triángulo [FRA2008]

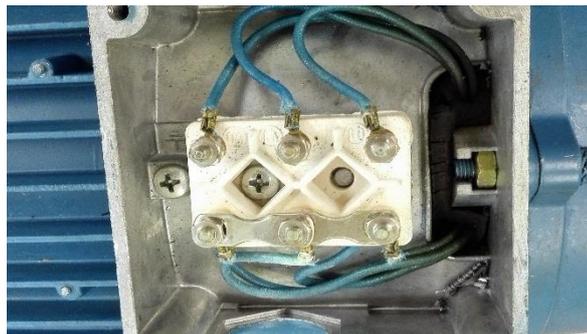


Figura 2.8 Caja de bornes [foto laboratorio]

Las figuras 2.6, 2.7, hacen referencia al esquema posible que se puede tener, se observan las uniones dependiendo si la conexión es estrella o triángulo. En la figura 2.8 se puede observar en la realidad como se hacen estas conexiones (en este caso estrella) gracias a la foto tomada en el laboratorio.

La conexión en estrella se emplea cuando la máquina ha de conectarse a la tensión más elevada indicada en su placa de características, utilizando la conexión triángulo para la tensión más baja.

Para invertir el giro del motor es preciso cambiar el sentido de movimiento del campo giratorio, lo cual se logra intercambiando entre sí dos cualesquiera de los cables que se unen a la red de alimentación.

Esto se puede observar en la figura 2.9 diferentes posibilidades de giro en función de las conexiones que se haga con la red de alimentación, cambiando R-S-T, por R-T-S, por ejemplo.

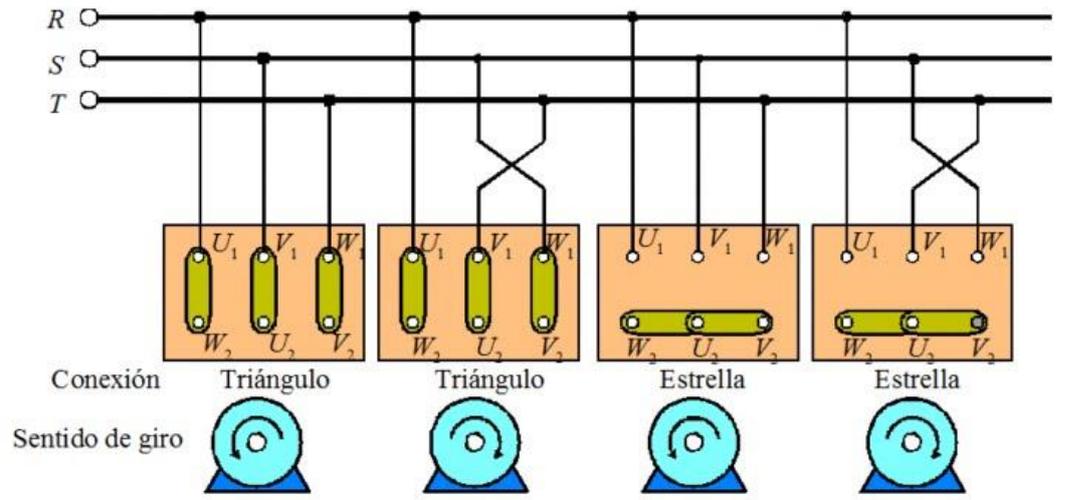


Figura 2.9 Conexiones de la placa de bornes y sentidos de rotación que se obtienen[FRA2008]

2.3. Principio de funcionamiento: campo magnético giratorio

El motor asíncrono funciona según el principio de inducción de Faraday. Al aplicar corriente alterna trifásica a las bobinas inductoras, se produce un campo magnético giratorio cuya frecuencia será igual a la de la corriente alterna con la que se alimenta el motor. Este campo al girar alrededor del rotor en estado de reposo inducirá corrientes en el mismo, que producirán a su vez un campo magnético que seguirá el movimiento del campo estático produciendo un par motor que hace que el rotor gire (principio de inducción mutua). No obstante, como la inducción en el rotor sólo se produce si hay una diferencia en las velocidades relativas del campo estático y el rotórico, la velocidad del rotor nunca alcanza a la del campo rotante. De lo contrario, si ambas velocidades fuesen iguales, no habría inducción y el rotor no produciría par. A esta diferencia de velocidad se la denomina “deslizamiento” y se mide en términos porcentuales, por lo que ésta es la razón por la cual a los motores de inducción se los denomina asíncronos, ya que la velocidad rotórica difiere levemente de la del campo rotante. El deslizamiento difiere con la carga mecánica aplicada al rotor, siendo máximo con la máxima carga aplicada al mismo. Sin embargo, a pesar de esto, el motor varía poco su velocidad, pero el par motor aumenta (y con ello la intensidad de corriente consumida) por lo que se puede deducir que son motores de velocidad constante [ROS2015].

Eléctricamente hablando, se puede definir al motor asíncrono como un transformador eléctrico cuyos bobinados del estator representan el primario, y los devanados del rotor equivalen al secundario de un transformador en cortocircuito.

Para explicar el funcionamiento del motor de inducción se necesita conocer cómo se produce el campo magnético en el estator y cómo se desarrolla el par inducido en el rotor.

Debido a que el sistema eléctrico industrial utiliza fuentes trifásicas de energía, la máquina de inducción se construye normalmente con tres devanados, distribuidos y desfasados espacialmente 120° . En cada una de las tres bobinas desfasadas espacialmente, se inyectan corrientes alternas senoidales desfasadas en el tiempo 120° una de otras, como se muestra a continuación en la figura 2.10.

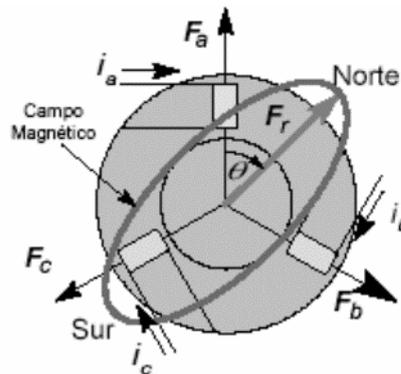


Figura 2.10 Distribución senoidal del campo magnético rotatorio [ROS2015]

Cada bobina produce un campo magnético estático en el espacio y pulsante en el tiempo. La amplitud de este campo se encuentra en la dirección del eje magnético de la bobina y varía senoidalmente en el tiempo. La combinación de los campos pulsantes producidos por las tres corrientes desfasadas temporalmente, circulando por las tres bobinas desfasadas espacialmente, se traduce en un campo magnético distribuido senoidalmente en el espacio (Teorema de Ferraris), que rota a la velocidad de variación de las corrientes en el tiempo.

Puesto que el periodo o intervalo de tiempo de la variación senoidal de la corriente es el mismo en los conductores, la velocidad del campo magnético rotatorio(s), varía directamente con la frecuencia (f), pero inversamente con el número de polos (P), esto queda reflejado a continuación en la Ecuación 2.1.

$$n_1 = 120 \frac{f}{P} = 120 \frac{f}{2p} = 60 \frac{f}{p}$$

Ecuación 2.1 : Velocidad de sincronismo del estator



Ya que el número de polos sólo depende de p , o sea del devanado que se emplee, la velocidad es en realidad una función de la frecuencia.

De acuerdo con la Ley de Faraday, la f.e.m. inducida en un conductor de longitud L que se mueve a la velocidad v dentro de un campo magnético B , tiene un valor: (Ecuación 2.2)

$$\varepsilon_{ind} = (\vec{v} \times \vec{B})l$$

Ecuación 2.2 : Ley de Faraday

donde:

- v : es la velocidad de la barra, relativa al campo magnético.
- B : es el vector de la densidad de flujo magnético.
- L : es la longitud del conductor en el campo magnético.

El movimiento relativo del rotor con respecto al campo magnético del estator (B_s) induce tensión en una barra del rotor. El flujo magnético del rotor produce un campo magnético del rotor B_R .

El par en la máquina, τ_{ind} está dado por la ecuación 2.3.

$$\tau_{ind} = k \cdot B_R \cdot B_s$$

Ecuación 2.3 : Par electromagnético

La dirección es en el mismo sentido de giro que el campo magnético giratorio B_s , por lo tanto, el rotor se acelera en esa dirección. En operación normal, los campos magnéticos del estator y del rotor giran a la velocidad sincrónica, mientras que el rotor gira a una velocidad menor.

2.4. Curva característica mecánica

Se estudiará la máquina asíncrona trabajando en régimen motor, este representa el modo de funcionamiento más característico y corresponde al rango de deslizamientos comprendidos entre 0 y 1 [FRA2008]. De acuerdo con la ecuación 2.4, que nos da la velocidad del rotor en función de s :

$$n = n_1(1 - s)$$

Ecuación 2.4 : Deslizamiento



El rango anterior corresponde a velocidades comprendidas entre n_1 (velocidad de sincronismo) y 0 (parada).

Se tiene en cuenta los siguientes aspectos:

- a) La potencia mecánica interna es positiva. Es decir, se transmite energía mecánica al eje.
- b) La potencia en el entrehierro es positiva, lo que indica un par electromagnético positivo.
- c) Si la potencia de entrehierro es positiva, quiere decir que se transfiere energía en el sentido estator-rotor, Como quiera además que la energía en el estator procede de la red, la potencia eléctrica que absorbe la máquina de la red es positiva.

En la figura 2.11 se muestra la curva par-velocidad correspondiente a este régimen de trabajo.

Los puntos más característicos son:

1. Punto O. Funcionamiento en sincronismo: $s = 0, T = 0$, en este caso la velocidad de rotación del motor es la de sincronismo (imposibilidad física). El par electromagnético es nulo porque la máquina a esta velocidad no podría ni tan siquiera vencer los pares resistentes de rozamiento.
2. Punto A. Régimen asignado o nominal: $s = s_n; T = T_n$, que corresponde a la velocidad asignada y al par nominal o asignado o de plena carga, se produce generalmente para deslizamientos comprendidos entre el 3% y el 8%, que representan velocidades cercanas a la de sincronismo que se sitúan en la parte derecha de la curva de la figura AÑADIR.
3. Punto C. Funcionamiento con par máximo: $s = s_m; T = T_m$, representan el par máximo o crítico del motor y se produce para deslizamientos comprendidos entre el 15% y el 30%.
4. Punto D. Régimen de arranque: $s = 1; T = T_a$, en este caso la velocidad es cero y corresponde al par de arranque.

Se observa en la figura 2.11 que el par máximo divide a la curva en dos partes, una estable $0 < s < s_m$ y otra inestable $s_m < s < 1$; la zona estable corresponde a la parte de la curva en la que se obtiene un aumento del par conforme el motor disminuye su velocidad. El motor en su zona estable presenta una característica dura o rígida, lo que significa que la velocidad disminuye muy poco con el par y es por ello que se puede decir que estas máquinas giran a una velocidad asíncrona prácticamente constante.

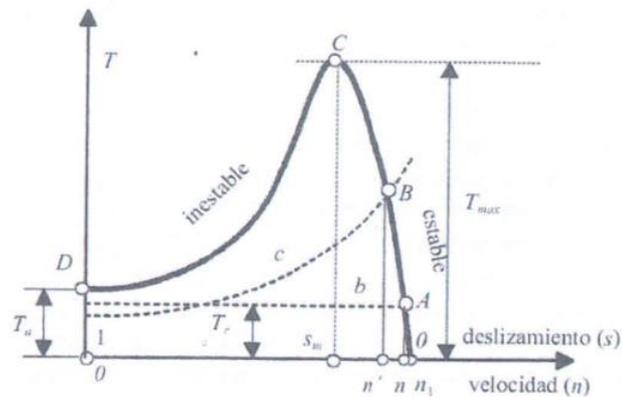


Figura 2.11 Curvas par-velocidad de un motor asíncrono [Fraile Mora]

Para examinar el comportamiento de un motor asíncrono cuando pone en movimiento una carga mecánica en el eje, es preciso conocer la dependencia de velocidad de rotación con el par resistente ofrecido por la carga. Se puede tener entonces;

- a) Cargas con par resistente constante, independiente de la velocidad. La curva par-velocidad está representada por la horizontal b en la figura 2.11.
- b) Cargas con par resistente creciente con la velocidad. Generalmente son mecanismos en los que el par resistente es función del cuadrado de la velocidad y por ello presentan una curva tipo parabólico, curva c en la figura 2.11.

Bajo la existencia de los pares motor o electromagnético T y resistente o de carga T_r se producirá el comportamiento dinámico del motor, que responderá a la ecuación clásica de la mecánica; ecuación 2.5

$$T - T_r = J \frac{d\Omega}{dt}$$

Ecuación 2.5 : Clásica de la mecánica



Donde J es el momento de inercia de las partes giratorias, que incluye el motor más el mecanismo de accionamiento, y Ω la velocidad angular de giro del rotor (rad/s). Según la ecuación 2.5 si el par motor T es superior al par resistente T_r , se producirá un momento $T - T_r > 0$ que hará que el motor se acelere ($\frac{d\Omega}{dt} > 0$); la aceleración continuará hasta que ambos pares se hagan iguales y en este momento la máquina habrá adquirido su velocidad de régimen. En la figura 2.11 se observa que si el motor mueve un par resistente constante T_r , el estado de equilibrio se conseguirá cuando se alcance el punto A, punto de intersección de las dos curvas del par motor con la de par resistente, donde ambos pares se hacen iguales. Es evidente que para que la máquina inicie su marcha el par de arranque desarrollado por el motor debe ser superior al par resistente que en este momento ofrece la carga.



3. FALLOS EN UN MOTOR DE INDUCCIÓN

3.1. Introducción

El motor de jaula de ardilla presenta grandes ventajas como la de ser un motor de construcción simple, robusta, de bajo coste y que requiere un mantenimiento mucho menor que cualquier otra máquina rotativa al carecer de escobillas.

No obstante, no se puede decir que el motor de inducción no sufra averías, siendo su causa más habitual la aparición de esfuerzos que superen los valores máximos para los cuales ha sido diseñado. En principio si estos esfuerzos se encuentran dentro de las características de diseño impuestas por el fabricante y su uso y mantenimiento del mismo se realiza según lo establecido en su manual de uso, no debería aparecer ningún fallo. Pero se tiene que tener en cuenta que, si uno de estos esfuerzos supera los valores de diseño, la vida útil del motor se reducirá de forma drástica, pudiendo llegar a producirse una avería catastrófica. Por esto es muy importante el diagnóstico preventivo en este tipo de motores.

En este capítulo [DUQ2005] se estudiará qué tipo de esfuerzos van a afectar de manera más grave al rotor o estator del motor de inducción, así como los fallos y/o defectos que tanto individualmente como en conjunto causan los esfuerzos que sufre el motor.

3.2. Estator

3.2.1. Descripción de los fallos

La mayoría de los fallos en motores eléctricos pueden ser clasificados en dos grupos: fallos de aislamiento y fallos mecánicos. Los fallos de aislamiento son caracterizados por dañar las espiras del estator, y los fallos mecánicos en su mayoría están asociados a daños en el rotor o componentes relacionados al mismo.

En este apartado se van a presentar los fallos que pueden afectar al estator del motor:

○ Fallo en el núcleo magnético

El núcleo magnético se encuentra formado por un conjunto de láminas magnéticas separadas entre sí por un aislante. La degradación de este aislante provoca corrientes interlaminares que conllevan un sobrecalentamiento localizado, que a su vez puede causar el deterioro del aislamiento de los devanados del estator.

Las causas que provocan estas corrientes interlaminares pueden ser diversas:

- Un incorrecto montaje de las láminas.
- La intrusión de algún objeto extraño durante el montaje que pueda causar la erosión del material.
- La vibración que puede afectar al aislamiento de los pernos de apriete del núcleo, permitiendo que algún contacto eléctrico pueda cerrar el circuito, originándose corrientes parásitas en el núcleo, dando lugar a calentamientos globales y posible degradación del aislamiento entre chapas.

○ Fallo en el aislamiento del devanado del estator

La mayoría de los fallos en el estator, se dan en el aislamiento. Estos fallos surgen como consecuencia de la exposición de los mismos a esfuerzos de diversa índole e inclusive actuando al mismo tiempo. Dentro de este tipo de fallos se pueden hacer una distinción según las consecuencias que acarreen. En la Tabla 3.1 se muestra esta distinción.

Tipo de fallo	Consecuencia
Cortocircuito entre espiras	El motor puede continuar en servicio por tiempo limitado
Cortocircuito entre bobinas de la misma fase	El motor puede continuar en servicio por tiempo limitado
Cortocircuito entre fases	Fallo del motor. El equipo de protección actúa y desconecta el motor.
Derivación de fase a masa	Fallo del motor. El equipo de protección actúa y desconecta el motor.
Circuito abierto en una fase	El motor puede seguir funcionando, dependiendo de la carga y del circuito de protección.

Tabla 3.1. Tipos de fallos de los devanados del estator y posibles consecuencias de los mismos [Motores de inducción. Técnicas de mantenimiento]

3.2.2. Esfuerzos o solicitaciones

En el sistema aislante del estator es donde se producen la mayor parte de los fallos y generalmente son debidos a la combinación de distintos esfuerzos. A continuación, se muestra una clasificación de estos esfuerzos y diferentes formas en que los mismos pueden presentarse.

Esfuerzos térmicos

Los materiales aislantes eléctricos presentan una temperatura límite de funcionamiento, por encima de la cual empiezan a experimentar una pérdida importante de sus propiedades. La temperatura máxima de servicio es una característica propia de cada sistema aislante y sirve de base para establecer la clasificación de los mismos. La tabla 3.2 muestra las clases térmicas de los sistemas aislantes según la norma UNE 21-305-90 (Correspondiente a la CEI 60085).

Clase de aislamiento	A	E	B	F	H	200	220	250
Temperatura máxima (°C)	105	120	130	155	180	200	220	250

Tabla 3. 2 Clases térmicas de los aislamientos

Para la aplicación de estas tablas a los motores eléctricos, debe de tenerse en cuenta que el punto más caliente del motor debe ser mantenido a temperatura inferior del límite de la clase. La temperatura total será la suma de la temperatura ambiente con el incremento de temperatura que se produce como consecuencia del funcionamiento de la máquina más la diferencia de temperatura entre la temperatura media del bobinado y la temperatura del punto más caliente de la máquina.

A continuación, la clasificación de estos esfuerzos térmicos:

o **Sobrecarga térmica**

Como consecuencia de ello, la vida del aislante se reduce considerablemente. Existen diversas causas que pueden provocar el sobrecalentamiento:

- Una temperatura de ambiente alta.
- Una deficiente refrigeración o ventilación.
- La variación de la tensión de alimentación.
- El desequilibrio de las fases de alimentación.
- Arranques.
- Aumento del par resistente.

- Dilatación térmica

Los diferentes coeficientes de dilatación térmicos del conductor y de los distintos materiales de los que se compone el aislante, pueden provocar con incrementos de temperatura, el deslizamiento de unas capas con otras, llegando inclusive, a la rotura de las láminas del aislante por la excesiva tensión mecánica soportada. Además, el deslizamiento entre el conductor y el aislante puede causar la aparición de bolsas de aire donde se produzcan pequeñas descargas que puedan dañar el aislante.

- Envejecimiento térmico

El envejecimiento de los aislantes es provocado por varios factores, pero el más importante, es el térmico. Se dice que según la ley de Montsinger, un incremento de temperatura de 10°C en la temperatura de trabajo, puede llegar a reducir a la mitad la vida del aislamiento. Del mismo modo, la reducción de la temperatura de trabajo aumenta la vida del aislamiento. La duración del aislamiento se puede estimar de manera más aproximada, por medio de la ley de Arrhenius:

$$L = Ae^{-bT^a}$$

Ecuación 3.1: Ley de Arrhenius

donde:

- L es la vida del aislamiento [h].
- A es el coeficiente constante que depende de la clase térmica del conductor.
- b : es el coeficiente constante que depende de la clase térmica del conductor.
- T^a es la temperatura absoluta de funcionamiento [k].

Esfuerzos mecánicos

De entre los múltiples esfuerzos de origen mecánico a que puede verse sometido el motor, se consideran los siguientes:

- Movimiento de las bobinas

En las máquinas eléctricas de media y alta tensión, las elevadas intensidades que se producen en los arranques, conmutaciones o cortocircuitos exteriores originan grandes fuerzas electromagnéticas sobre las bobinas. Estos esfuerzos dan lugar a que el aislamiento pueda sufrir desde pequeñas fracturas a rupturas mecánicas importantes y son más acusados en motores de elevada velocidad y en aquellos que tienen bobinas de gran longitud.



- Roces entre estator y rotor

Pueden ser debidos a diversas razones entre ellas las más comunes son: el desalineamiento entre rotor y estator, el fallo en los rodamientos, el desequilibrio del campo magnético y el eje doblado.
- Fatiga producida por vibraciones

En todas las máquinas eléctricas en funcionamiento, las vibraciones están presentes en mayor o menor grado, produciendo la separación y rotura de las láminas de mica que forman parte del aislante. En caso de mala sujeción, las bobinas pueden verse afectadas por vibraciones que la someten a rozamientos con otros elementos de la máquina, dañando el aislamiento y reduciendo su espesor.
- Introducción de objetos extraños

La introducción de forma accidental de objetos extraños en el entrehierro afecta tanto al estator como al rotor. Debido al roce con estos cuerpos extraños, el aislamiento puede resultar fuertemente dañado produciéndose averías que afectan además de al propio aislamiento, al cobre de las bobinas, barras o anillos de cortocircuito y chapas del núcleo magnético.

Esfuerzos eléctricos

Los factores de influencia de origen eléctrico pueden producir los siguientes tipos de problemas:

- Descargas parciales

En el proceso de fabricación del aislamiento, aparecen microburbujas de aire como consecuencia de la evaporación de los componentes volátiles del aislante, debido a diversas razones como son, un proceso de impregnación defectuoso, la pérdida de capacidad del aislante o su deslaminación. Cuando en estas microburbujas, la acción del campo eléctrico del conductor supera la rigidez dieléctrica del aire, aparecen pequeñas descargas. Estas descargas parciales causan la degradación de las sustancias del aislamiento en las paredes de las microburbujas. La acción continuada de estas descargas puede llegar a perforar el aislamiento.
- Efecto tracking

La humedad, el polvo, la suciedad, dicho de otro modo, la contaminación provoca la aparición de sendas o caminos superficiales paralelos por donde puede circular la corriente hacia masa. Esta circulación de corriente causa la aparición de puntos calientes que



degradan el aislamiento paulatinamente. El problema se localiza principalmente en las cabezas de las bobinas.

○ Efecto corona

Consiste en la ionización del aire que rodea a los bobinados. Aparece cuando el gradiente de tensión entre el conductor y el aire de su entorno supera el valor de rigidez dieléctrica del aire. En condiciones normales de presión y temperatura, la tensión crítica disruptiva a partir de la cual aparece el efecto corona es de 21 kV/cm. Este fenómeno se manifiesta en forma de crepitación sonora o zumbido, y en una corona violácea que rodea al conductor en los casos que se alcanza una determinada tensión crítica visual. Si se lleva este efecto a los motores de inducción, las zonas críticas son las cabezas de las bobinas y las zonas donde se separan estas del núcleo magnético, produciéndose distorsiones en el campo. Para impedir que surja el efecto corona, lo que se hace es asegurar la uniformidad del campo por medio de pinturas semiconductoras (normalmente de grafito) aplicadas en la superficie exterior de las bobinas.

○ Transitorios eléctricos

Los transitorios son sobretensiones producidas en un breve espacio de tiempo que pueden dañar el aislamiento. Estos aparecen como consecuencia de faltas entre fase y masa, faltas entre fases, faltas trifásicas, reencendidos repetitivos, acción de fusibles, apertura y cierre de interruptores, descargas eléctricas naturales, períodos de conmutación...

○ Histéresis dieléctrica

La histéresis dieléctrica contribuye a que aparezcan unas pérdidas en el aislamiento en forma de calor. Cuando el calor generado es mayor que el calor disipado, ya bien sea por el aumento de las pérdidas eléctricas o por la disminución de la conductividad térmica del aislante, se produce un aumento localizado de la temperatura que puede llegar a perforar el aislante.

Esfuerzos de origen ambiental

Los esfuerzos ambientales a los que los motores se encuentran sometidos durante su funcionamiento son muy variados y dependen fundamentalmente del tipo de aplicación.



○ Contaminación

Las partículas de polvo conducidas a través del conducto de ventilación, el agua, el aceite y sus vapores condensados sobre las superficies de los aislamientos, provocan que con el paso del tiempo se genere una capa de suciedad capaz de impedir la disipación de calor, al mismo tiempo que crea vías de escape para la corriente. La deficiente disipación de calor provoca aumentos de temperatura localizados en el aislamiento que reducen considerablemente la vida del mismo, llegando inclusive a la ruptura, lo que podría causar derivaciones a masa. Además de todas estas consecuencias, los contaminantes pueden degradar también la grasa de los rodamientos.

○ Condensación

Las partículas de polvo conducidas a través del conducto de ventilación, el agua, el aceite y sus vapores condensados sobre las superficies de los aislamientos, provocan que con el paso del tiempo se genere una capa de suciedad capaz de impedir la disipación de calor, al mismo tiempo que crea vías de escape para la corriente. La deficiente disipación de calor provoca aumentos de temperatura localizados en el aislamiento que reducen considerablemente la vida del mismo, llegando inclusive a la ruptura, lo que podría causar derivaciones a masa. Además de todas estas consecuencias, los contaminantes pueden degradar también la grasa de los rodamientos.

○ Funcionamiento en altitud elevada

Los motores están diseñados para trabajar a la potencia nominal a una altitud inferior a los 1000 m y en un rango de temperaturas comprendido entre -15°C y 40°C , según indica la norma CEI 60034-1. Trabajar por encima de 1000 m conlleva un aumento de las temperaturas de trabajo debido al enrarecimiento del aire que causa la reducción de la vida del aislamiento. Es por ello que los fabricantes establecen tablas donde se indica el porcentaje de reducción de potencia en función de la temperatura ambiente y la altitud.

○ Temperatura ambiente muy elevada o muy baja

Cuando la temperatura ambiente es superior a 40°C y la máquina funciona a su potencia nominal, hay un aumento de calor en los devanados que provoca la disminución de la vida del aislamiento. Debido a ello, el fabricante proporciona el porcentaje de potencia nominal al que debe funcionar para evitar reducciones drásticas en la vida de los aislamientos de la máquina.



En el caso contrario, cuando la temperatura ambiente es inferior a -15°C existen problemas de condensación, siendo necesaria la implementación de algún tipo de sistema de drenaje que elimine el agua condensada. Además, pueden ser necesarios lubricantes especiales para los rodamientos.

3.3. Rotor

En el rotor de jaula de ardilla los problemas que ocurren suelen estar relacionados con las grandes temperaturas alcanzadas y las grandes cargas centrífugas que se producen en el final de las barras o a la salida de éstas del paquete rotórico, en su conexión con el anillo de cortocircuito, particularmente durante los arranques y cambios de régimen de funcionamiento del motor [DUQ2005].

El origen de tales efectos puede provenir de la elección incorrecta de los materiales que forman la jaula, la deficiente manufactura de la jaula, durante los procesos de fundición de la matriz de los rotores o por malas uniones entre las barras de la jaula y el anillo de cortocircuito.

En motores de rotor bobinado, el diseño de las bobinas es similar al de las bobinas del estator y sus problemas semejantes, añadiendo, además, los inconvenientes que las fuerzas centrífugas pueden provocar sobre los finales de las bobinas.

Los grandes esfuerzos mecánicos que tienen lugar en los rotores pueden ser causa de problemas en el paquete magnético además de en sus barras o bobinas. La propagación del agrietamiento desde la superficie del rotor, debido a importantes ciclos de carga, bajo la acción de su propio peso durante la rotación, puede originar fallos catastróficos en el mismo. Esta acción es amplificada si la refrigeración contiene humedad u otras impurezas que faciliten la corrosión y contribuyen a disminuir la resistencia del material del rotor hasta producir fallos por fatiga. También el excesivo calentamiento del rotor se suma a la debilitación del material, particularmente en grandes generadores donde las corrientes parásitas, debidas a secuencias negativas en la alimentación, inducen corrientes en el rotor que producen pérdidas indeseables.

3.3.1. Esfuerzos o solicitaciones

A continuación, se muestra una clasificación de estos esfuerzos y diferentes formas en que los mismos pueden presentarse.



Pueden ser de diversos tipos y la presencia de una determinada forma de sollicitación puede motivar la posterior aparición de otras. Se establece la siguiente clasificación para las mismas:

○ Sobrecarga térmica

Las sobrecargas térmicas pueden provocar fallos en el rotor. Existen diversas causas que pueden provocar el sobrecalentamiento:

- Elevado número de arranques consecutivos que originan un aumento excesivo de la temperatura sobre las barras y el anillo de cortocircuito.
- Bloqueos del rotor debidos a cargas elevadas.
- Fallo en la aceleración del rotor debido a que el motor proporciona un par inadecuado para la carga accionada.
- El rotor roza con el estator debido a: elevada excentricidad, fallo de los rodamientos, campo magnético desequilibrado, excesiva vibración, etc.
- Barras rotas.
- Insuficiente ventilación.
- Desequilibrio de la tensión de alimentación.

○ Desequilibrio térmico

Los desequilibrios térmicos pueden tener su razón en el diseño y fabricación del rotor, o bien, en la superación de las condiciones nominales. Las causas más frecuentes son:

- Frecuentes arranques que originan diferencias de temperatura en las barras debido al efecto pelicular.
- Desigual transferencia de calor entre zona de las barras y el núcleo del rotor.
- Pérdida de fijación entre el núcleo del rotor y el eje, debida por ejemplo a expansiones térmicas durante el arranque, causando vibración inestable.
- Puntos calientes en la superficie del rotor.
- Gradientes de temperatura que se producen por una desigual circulación del aire de ventilación.

Las consecuencias de la elevada temperatura en el rotor pueden ser la rotura de las barras, la rotura del anillo cortocircuitado o la separación de alguna barra respecto al anillo cortocircuitado.



○ Puntos calientes y pérdidas

Durante el proceso de fabricación existen diversas variables que no son posibles controlar y que pueden llevar a la formación de puntos calientes. Algunas de estas causas que se dan en la fabricación y diseño son:

- Chispas en las laminaciones en ranuras o superficies del rotor.
- Acortamiento irregular de las barras del rotor o de las láminas en el área de las ranuras
- Incorrecto apilado de las láminas o falta de simetría
- Las barras están desigualmente sujetas en sus respectivas ranuras.
- Distribución no uniforme de pérdidas en el paquete.
- Diseño inadecuado de la laminación
- Uniones deficientes entre los extremos de las barras y los anillos de cortocircuito.

Con el objetivo de detectar estos problemas existen controles y ensayos de calidad, aunque también es posible detectarlos en funcionamiento, por medio del análisis de la corriente, del espectro de vibración.

○ Chispeos en el rotor

El chispeo puede ser de carácter no destructivo, ocurriendo inclusive en el régimen de funcionamiento nominal. Sin embargo, el chispeo preocupante ocurre durante el arranque, donde como consecuencia de la elevada corriente, se genera un circuito eléctrico con dos ramas en paralelo. La corriente no solo circulará por las barras, sino que una pequeña parte circulará por las láminas del núcleo magnético. Además, durante el arranque, la elevada frecuencia de la corriente del rotor provoca unas fuerzas magnéticas sobre las barras de forma radial causando la vibración de las mismas. Estas vibraciones pueden provocar el corte intermitente de la corriente en las barras debido a la aparición del arco eléctrico entre las láminas del núcleo y las barras. Las chispas que se observan en el entrehierro son partículas incandescentes del núcleo magnético o de las barras. Estas partículas si han sido producidas durante la fabricación o montaje es posible que dejen de aparecer tras varios ciclos de arranque. Por el contrario, si tienen su origen en el chispeo intermitente, éstas podrían mantenerse durante todo el ciclo de vida del motor.

Esfuerzos electromagnéticos

Se puede distinguir entre el efecto electromagnético propiamente dicho, los esfuerzos originados por la presencia de campos magnéticos desequilibrados y los efectos debidos al ruido y vibración electromagnética:



○ Efecto electromagnético

La acción del flujo magnético unido a la corriente que circula por las barras tiene como efecto la aparición de fuerzas electromagnéticas unidireccionales que son capaces de hacer vibrar las barras. Esta vibración genera sobre las barras unos esfuerzos continuados que pueden causar la rotura por fatiga de las barras. Si la vibración es excesiva, aparece el fenómeno del chispeo provocando la erosión del metal, aumentando el juego entre la barra y la ranura. Es importante resaltar que las mayores vibraciones se dan en el momento del arranque, como consecuencia del elevado valor de la corriente.

○ Campos magnéticos desequilibrados

En un motor real, el rotor no se encuentra perfectamente centrado por diversas razones, como son el desgaste de los rodamientos, problemas de excentricidad, el peso elevado del rotor, etc. Cuando esto ocurre se va a tener dos zonas claramente diferenciadas, una primera, donde la distancia del entrehierro entre rotor y estator es muy reducida y una segunda, donde la longitud del entrehierro es mucho mayor. En la zona de menor longitud de entrehierro, habrá menor reluctancia, por lo que circulará mayor flujo de campo magnético, por otra parte, en la zona de mayor longitud de entrehierro ocurre todo lo contrario, el flujo de campo magnético se reduce. Las consecuencias de ello son mayores fuerzas de atracción en el entrehierro menor y menores fuerzas en el entrehierro mayor. Dicho de otro modo, se tendrá un sistema desequilibrado de fuerzas que de forma continuada puede llegar a doblar el eje hasta el punto de llegar a tocarse estator y rotor. Normalmente para controlar que esto no ocurra, se impone como valores límites de excentricidad en el diseño, valores entre el 10% y el 20% de la longitud del entrehierro.

○ Ruido y vibración electromagnética

En las máquinas eléctricas, ciertos elementos que tienen por función principal la generación del campo electromagnético contribuyen con sus características y con las formas de funcionamiento, de forma desigual, a la generación de vibración y ruido, entre ellos: la configuración y disposición de los devanados de estator y rotor, las fluctuaciones de la permeancia en el entrehierro, los efectos de saturación, el ranurado y la excentricidad.

Esfuerzos dinámicos

Los esfuerzos de origen dinámico son provocados por el ciclo de trabajo al que el motor se encuentra sometido y por la carga accionada. Un diseño del motor conforme a la aplicación en que el motor va a ser utilizado debe



permitir mantener controlados este tipo de esfuerzos. Se consideran los siguientes:

- *Elevados pares de carácter transitorio*
El eje del motor debe ser capaz de soportar pares muy elevados y de corta duración. Normalmente estos pares aparecen durante el arranque o por el bloqueo de accionamientos, o por el propio funcionamiento del inversor de alimentación.
- *Fuerzas centrífugas*
Los rotores están diseñados para no superar una determinada velocidad. Alcanzar ciertas velocidades puede provocar el desplazamiento del eje, de las chapas magnéticas y de la jaula. Para que esto no suceda existen sistemas de control de la velocidad, en aplicaciones como aerogeneradores.
- *Esfuerzos cíclicos*
El motor se ve sometido a esfuerzos cíclicos que pueden tener su origen en la propia naturaleza de la carga, en correas de transmisión sobretensadas, en la desalineación del eje, en la holgura de los rodamientos, etc.

Esfuerzos de origen ambiental

La situación medioambiental donde se encuentre el motor es de gran importancia a la hora de tener en cuenta esfuerzos adicionales. Desde ambientes salinos, químicos, hasta la entrada de objetos por el sistema de ventilación, pueden provocar diversos fallos en el motor.

3.4. Rodamientos

3.4.1. Descripción de un rodamiento

Un rodamiento es un elemento mecánico que sirve de apoyo y reduce la fricción entre dos piezas por medio de rodadura. Se coloca entre dos componentes de una máquina con un eje de rotación en común, de manera que existe un movimiento relativo entre ambos [FRA2016].

En la figura 3.1 se puede observar las partes más significativas de éste.

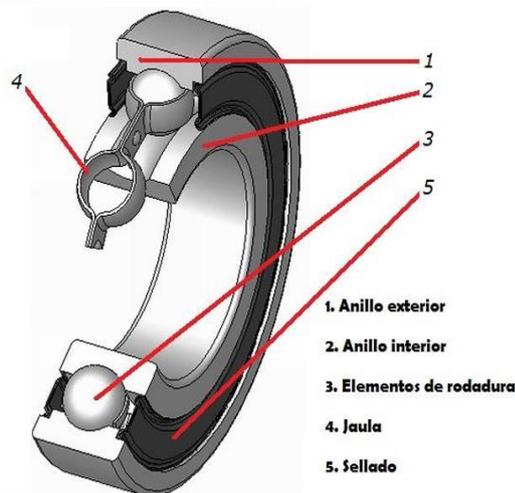


Figura 3.1 Partes de un rodamiento [ALO2015]

Los discos y elementos rodantes son fabricados en aceros duros, con elevada resistencia a la fatiga y con unos valores de dureza que rondan los 500-700 brinell. Las jaulas por el contrario se fabrican con aceros más blandos, poliamida, resina fenólica, latón o bronce.

Algunas de las características más importantes que presentan los rodamientos son:

- Sensibilidad a la suciedad, humedad, impactos y sobrecargas.
- Tolerancias y acabados muy rígidos.
- Requieren de un montaje minucioso.
- Rozamiento bajo y prácticamente independiente de la velocidad.
- Posibilidad de soportar tanto cargas radiales como cargas axiales.

3.4.2. Vida de un rodamiento

La duración o vida útil de un rodamiento se establece como el número de revoluciones u horas de actividad a velocidad constante, hasta que surge la primera muestra de fatiga (desconchado, grieta o picadura) [DUQ2005].

La vida nominal (L_{10}) es el término aprobado por la ABMA (Anti-Friction Bearing Manufacturers Association) que se define como el número de revoluciones u horas de actividad a velocidad constante para el cual el 90% de un grupo de rodamientos completará sin que se produzca ningún fallo por fatiga.

La selección de los rodamientos viene principalmente condicionada a la carga dinámica soportada y a la velocidad. Normalmente la vida nominal seleccionada para los rodamientos de los motores, toma valores de 40000 a 50000 horas.

En las ecuaciones 3.2 y 3.3 se muestra la relación entre la carga dinámica base y la carga dinámica que debe soportar en realidad el rodamiento.

$$L_{10(\text{horas})} = \frac{10^6}{60n_m} \left(\frac{C}{C'} \right)^{C_p}$$

Ecuación 3.2 : Vida nominal

$$L_{10(\text{revoluciones})} = 10^6 \left(\frac{C}{C'} \right)^{C_p}$$

Ecuación 3.3 : Vida nominal

donde:

- C : Carga Dinámica correspondiente a 10^6 revoluciones [Newton]
- C' : Carga Dinámica real [Newton]
- C_p : Coeficiente dependiente del elemento rodante

Rodamientos de Bolas $\rightarrow C_p = 3$

Rodamientos de Rodillos $\rightarrow C_p = 10/3$

El parámetro de la vida nominal tiene en consideración solamente la carga. Con el motivo de tener en cuenta además otros esfuerzos, aparece el término “vida modificada” que tiene en cuenta distintas fiabilidades, tipos de materiales y condiciones de servicio:

$$L_{na} = a_1 a_2 a_3 L_{10}$$

Ecuación 3.4: Vida modificada

Donde:

- L_{na} : Vida nominal [Newton]
- a_1 : Factor de probabilidad de fallo
- a_2 : Factor de material utilizado
- a_3 : Factor de condición de servicio

En aplicaciones donde se requiera trabajar con otra fiabilidad R , distinta al 90%, se aplica el factor de ajuste a_1 , cuyo valor es obtenido por la ecuación:

$$a_1 = 4,48 \left(L_n \frac{100}{R} \right)^{\frac{2}{3}}$$

Ecuación 3.5: Factor de probabilidad de fallo

donde R es la fiabilidad

3.4.3. Fallo en un rodamiento

Los lubricantes se usan entre superficies de contacto para mantener ambas partes en continuo movimiento. El principal propósito de la lubricación de rodamientos es reducir la fricción entre superficies. Otras funciones complementarias son: la disipación de calor, la eliminación de partículas sólidas desgastadas y contaminantes desde la superficie de rodadura, la protección contra la corrosión, el incremento del efecto de sellado sobre las juntas [RAD2010].

En la figura 3.2 se puede observar el porcentaje de las diferentes causas de fallo en los rodamientos, donde la falta de lubricación es la principal de ellas.

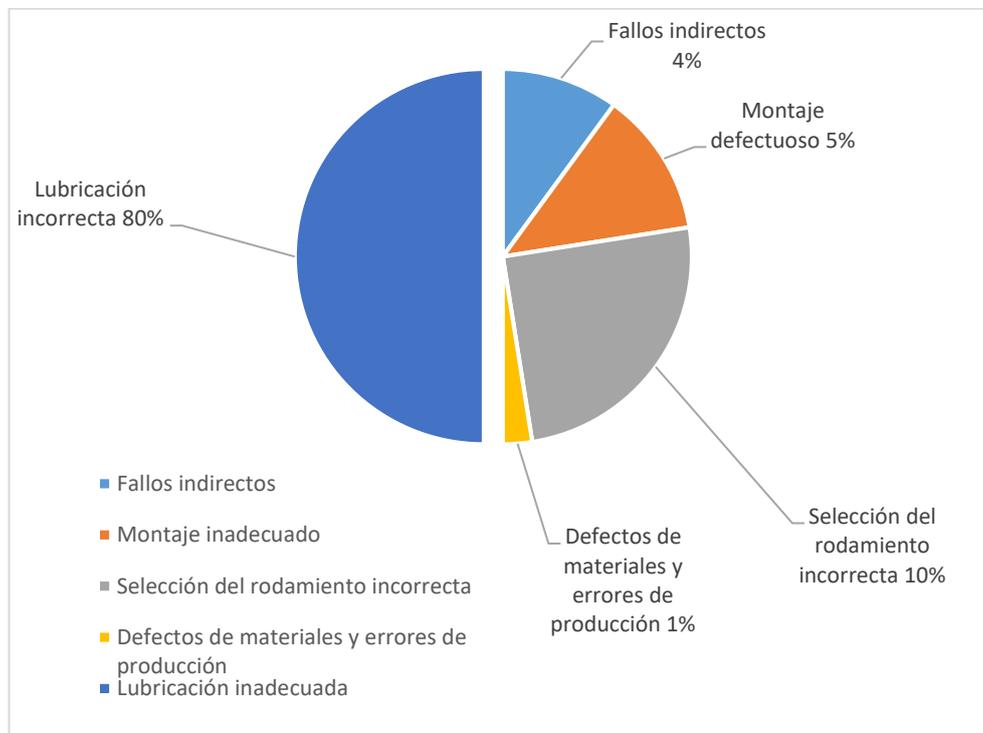


Figura 3.2 Causa de fallo en rodamientos [RAD2010]



La lubricación es crucial para la vida del rodamiento. La cantidad de lubricante necesaria dependerá de diversos factores como son: parámetros dimensionales y geométricos de la caja, limitaciones de espacio, velocidad de funcionamiento del rodamiento y el tipo de lubricante. En los casos en los que la cantidad de lubricante es excesiva, la temperatura aumenta, lo cual puede causar que el lubricante disminuya su viscosidad provocando que puedan aparecer fugas localizadas. El paso del tiempo provoca una disminución de las propiedades en los lubricantes. Es por ello, que se debe cambiar el lubricante a determinados intervalos de tiempo. El tiempo de estos intervalos dependerá del tipo de rodamiento, parámetros dimensionales, velocidad y temperatura de funcionamiento.

A continuación, se hace una breve descripción de cada causa de fallo en rodamientos:

Lubricación incorrecta:

- Tiempo excesivo sin renovar el lubricante
- Lubricación inadecuada: Es el resultado de la selección de un refrigerante cuyas propiedades no se adaptan a las condiciones de operación. Como principales causas de una lubricación incorrecta tenemos;
 - Viscosidad del lubricante incorrecta.
 - Cantidad de lubricante insuficiente.
 - Cantidad de lubricante excesiva.
- Contaminación del lubricante: Cuando el lubricante está contaminado con partículas metálicas desgastadas aparecen microgrietas sobre el rodamiento que pueden generar esfuerzos locales que conducen a la reducción de la vida.

Esta reducción de vida depende de:

 - El tipo, la dureza, el tamaño y la cantidad de partículas.
 - El ancho de la capa de lubricante.
 - El tamaño del rodamiento.

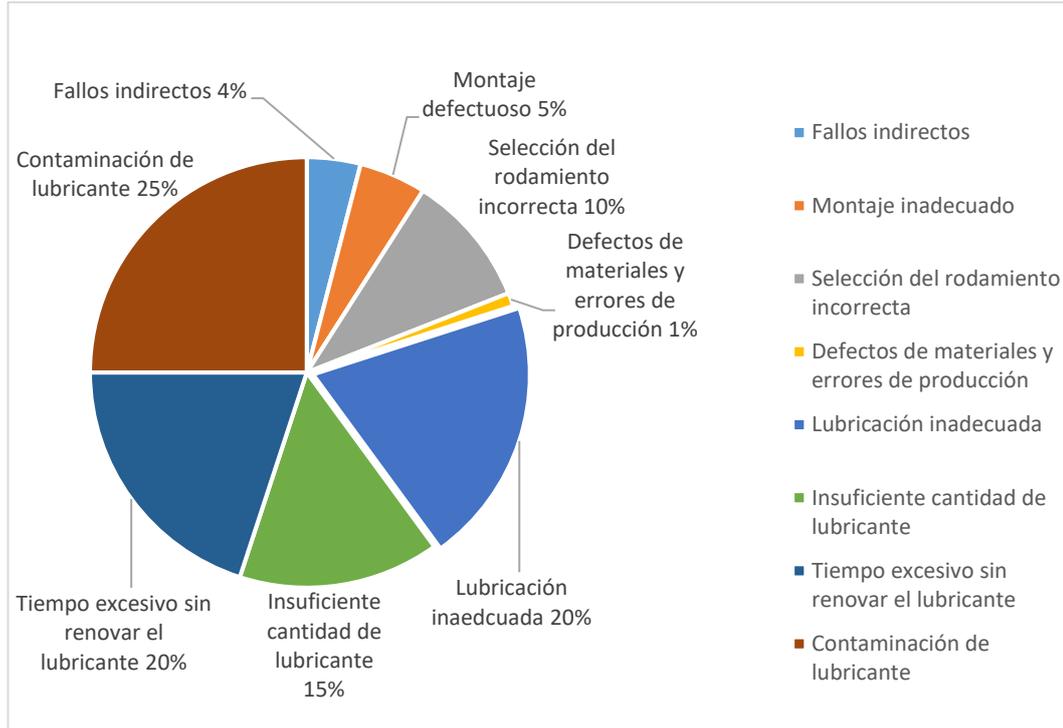


Figura 3.3 Causa de fallo en rodamientos [RAD2010]

En la gráfica 3.3 se puede observar cómo queda desglosado el porcentaje que hace referencia a la lubricación incorrecta en cuatro secciones: el tiempo excesivo sin renovar el lubricante 20%, lubricación inadecuada 20%, insuficiente cantidad de lubricante 15% y contaminación del lubricante un 25%.

Selección del rodamiento incorrecta

Esta posibilidad debe ser considerada después de analizar el resto de causas de fallos.

Montaje defectuoso

Un desalineamiento de 0.01/10mm es suficiente para causar un aumento de la vibración y de la temperatura del rodamiento provocando un gran desgaste. También, existen casos de montajes en los que se usa calentadores de inducción para expandir el anillo interior, siendo necesario desmagnetizar el rodamiento antes de la instalación para evitar el fallo debido a la atracción.

Existen diversas posibilidades que pueden causar un montaje defectuoso:

- Calor excesivo o irregular del rodamiento.
- Carga desequilibrada.
- Desalineamiento.

- **Sobrecargas:** precargas incorrectas, un ajuste prieto y una carga excesiva, pueden traer como consecuencia una fatiga prematura. En la Fig. 3.4 se pueden observar deformaciones plásticas con forma ondulante en los contactos de los elementos de rodadura.



Figura 3.4 Deformación plástica del anillo interior por sobrecarga [RAD2010]

- **Descarga eléctrica:** la circulación de corriente a través de los rodamientos surge debido a la aparición de tensiones en el eje. Estas tensiones pueden deberse a inducciones electromagnéticas o a fenómenos electrostáticos. Las distribuciones asimétricas de corriente tanto en el rotor como en el estator, que surgen como consecuencia de asimetrías en el circuito magnético, rotura de las barras, alimentación desequilibrada, cortocircuitos entre espiras del estator, etc., generan tensiones inducidas en el eje del motor. Las consecuencias visuales de esta corriente se reflejan en la formación de pequeños cráteres en el camino de rodadura, la degradación del lubricante y el posible desprendimiento de partículas metálicas. En los casos de corrientes débiles se observan marcas paralelas al eje a lo largo del anillo de rodadura. Estas consecuencias se pueden ver con más claridad en la figura 3.5.



Figura 3.5 Formación de pequeños cráteres por descarga eléctrica [RAD2010]

- Vibración: las vibraciones estacionarias pueden causar daños que se identifican como depresiones brillantes o manchas rojizas comunes a la corrosión. Estas marcas guardan una distancia idéntica a la separación entre los elementos rodantes. Figura 3.6.

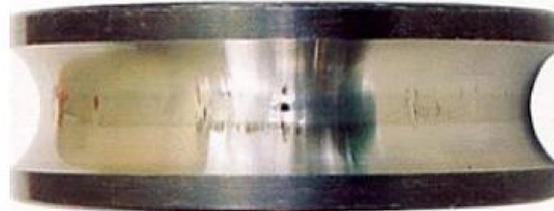


Figura 3.6 Marcas como consecuencia de vibraciones [RAD2010]

- Alta temperatura: las altas temperaturas son un factor de riesgo para la vida del rodamiento: Aceites minerales de gran calidad comienzan a oxidar a 71°C, por lo que alcanzadas ciertas temperaturas no importa ni la calidad, ni la cantidad, ni el tipo de lubricante.

Defectos de materiales y producción

Cada vez son menos los rodamientos con defectos de fabricación debido a la continua mejora de estos procesos y la tecnología de materiales, además del progreso de los instrumentos de detección de defectos que eliminan los rodamientos defectuosos en el mismo proceso de fabricación.

Las conclusiones que se pueden obtener de este apartado es que la causa de fallo más importante es la de lubricación. La correcta lubricación ofrece oportunidades, como, por ejemplo, poder alargar la vida útil de aquellos componentes impregnados de aceite o grasa, eliminando no sólo fallos catastróficos si no también fallos funcionales que afectan a la producción.

3.5. Rotura de barras en motores de inducción

Uno de los principales fallos de los motores de inducción, es el agrietamiento, y la rotura de barras de rotor, especialmente en motores que arrancan con frecuencia bajo carga [ROS2015].

El arranque produce una corriente elevada que pasa por las barras debido a que la velocidad del rotor es mucho más baja que la velocidad síncrona. Las altas corrientes causan un calentamiento y una expansión de las barras con relación al rotor y debido a las diferencias en la resistencia eléctrica de las barras individuales. Este calentamiento junto con la expansión que tiene lugar

en las barras, serán desiguales y por lo tanto esto producirá un agrietamiento de las juntas, en las cuales las barras se unen al anillo de cortocircuito. Cuando aparece una grieta, la resistencia de la barra se incrementa, lo que incrementa aún más el calentamiento, empeorando el estado de la grieta [ROS2015].

Al mismo tiempo, las barras del rotor vecinas recibirán corrientes incrementadas debido a la corriente reducida en la barra con grietas, con lo que se producirá una rotura en cadena de las barras.

También debido a los regímenes transitorios térmicos del motor la jaula puede sufrir movimientos diferenciales dentro del paquete magnético rotórico, lo que conduce habitualmente a la torsión y agrietamiento de los anillos. Una vez que una barra o anillo se ha agrietado, el proceso es degenerativo: la barra defectuosa se calienta en torno a la fisura hasta llegar a romperse. La rotura origina la aparición de arcos eléctricos entre las dos partes separadas, que habitualmente dañan al circuito magnético. Las barras adyacentes soportan entonces corrientes mayores y, por tanto, mayores solicitaciones térmicas y mecánicas, con lo cual se inicia el proceso de aparición de nuevas grietas, como vemos en la Figura. 3.7.

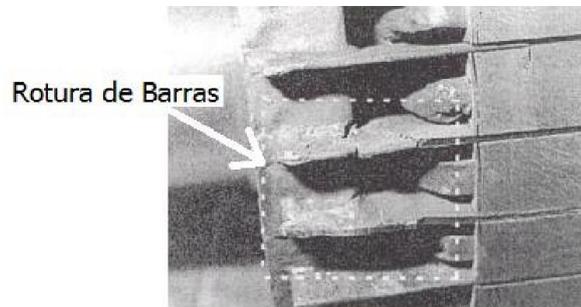


Figura 3.77 Barras rotas en la proximidad del anillo de cortocircuito en un motor de inducción. [ROD2013]

El reducido tamaño de las holguras residuales produce una unión muy eficiente entre barras y chapas dando lugar a resistencias de contacto muy bajas. Por esto, es posible la circulación de corrientes entre las barras rotóricas y las chapas del núcleo en dirección perpendicular a las primeras. Este nuevo flujo de corriente estará distribuido a lo largo del rotor, circulando transversalmente a través de las chapas de material magnético entre las diferentes barras de la jaula.

Estas corrientes (denominadas “inter-bar currents” o también denominadas corrientes interlaminares), serán de especial importancia para poder analizar



el mecanismo de fallo y sus consecuencias. Por lo tanto, si por una máquina sana pueden circular corrientes interlaminares, la distribución, de corriente resultado de una asimetría rotórica no será la misma ya que existe un nuevo camino para su recirculación: el propio núcleo magnético. De este modo, los efectos que se puedan detectar desde el exterior cuando se inicie la avería no serán los mismos que si la jaula estuviera perfectamente aislada, y, por lo tanto, el protocolo de diagnóstico empleado deberá tenerlo en cuenta.

Las asimetrías en la jaula rotórica de un motor de inducción suelen estar relacionadas con las altas temperaturas alcanzadas en el rotor y con las elevadas fuerzas centrífugas que son soportadas tanto en las barras como en los anillos, en especial durante los regímenes de funcionamiento transitorio. Los problemas pueden comenzar durante la construcción de la máquina debido a una fundición defectuosa en los rotores de aluminio, o a uniones defectuosas en el caso de anillos de cortocircuito soldados o ensamblados. Por ello aparecen juntas de alta resistencia eléctrica o porosidades en la fundición que producen puntos de altas temperaturas dentro de la jaula.

La fractura suele iniciarse en los puntos de la barra que no están soportados por el cuerpo del rotor, es decir, en las proximidades de la unión con el anillo de cortocircuito o en éste mismo. Además, en esta zona es donde suelen acumular las mayores tensiones mecánicas de la estructura. En el proceso de desarrollo de la avería hay que tener en cuenta que las barras rotóricas soportan las fuerzas de frenado y aceleración del motor; por tanto, si la máquina sufre variaciones bruscas en su velocidad de giro, originadas durante su ciclo de trabajo, o por el tipo de máquina accionada, el fallo puede desarrollarse rápidamente como consecuencia de la fatiga de los materiales.

3.6. Excentricidad

Cuando el campo magnético se encuentra equilibrado, las fuerzas debidas a este se contrarrestan (primer esquema de la Fig. 3.8) [DÍA2011]. En este caso el hecho de no tener un entrehierro uniforme provoca que existan fuerzas de atracción en la zona de menor entrehierro generando que la excentricidad aumente (segundo esquema de la Fig. 3.8).

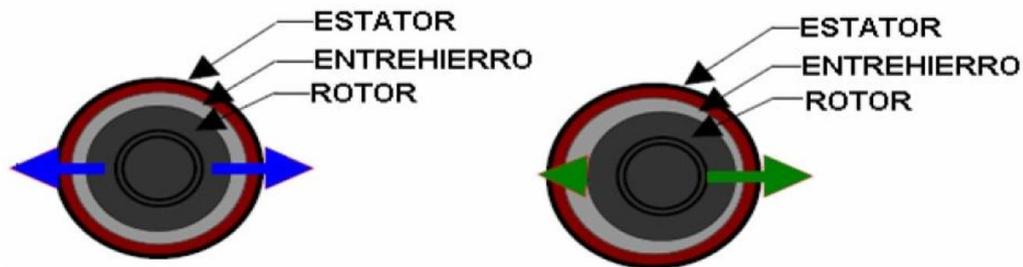


Figura 3.8 Dirección y magnitud de la fuerza de atracción magnética [DÍA2011]

La excentricidad en el rotor se caracteriza por la existencia de variaciones en la longitud del entrehierro y como resultado se produce una distribución asimétrica del flujo magnético, que origina a su vez un conjunto de efectos adversos en el motor, entre los cuales pueden destacarse:

- Desequilibrio del campo magnético en el entrehierro.
- Vibraciones
- Ruido.
- Circulación de corriente eléctrica a través de los rodamientos.

La excentricidad rotórica es debida principalmente a causas de diseño, fabricación, montaje del motor y del propio funcionamiento. A continuación, se muestra alguna de las causas más comunes:

- Posicionamiento incorrecto del rotor respecto al estator.
- Desalineamiento.
- Deformaciones del eje.
- Desequilibrio de las fuerzas radiales en el entrehierro (campo magnético desequilibrado).
- Tolerancias dimensionales de los distintos componentes.
- Averías en los rodamientos. (Montaje defectuoso, holguras, desgaste excesivo, etc.).
- Desequilibrio dinámico del rotor consecuencia de sobrecalentamientos por la existencia de gradientes térmicos.
- Resonancia mecánica a la velocidad crítica.

Además, la fuerza magnética radial puede ejercer vibraciones potencialmente dañinas sobre el núcleo y devanados del estator. Por esta razón es muy conveniente poder detectar alguna excentricidad antes de que la máquina se deteriore. Existen cuatro tipos de excentricidades:

- Excentricidad Estática.
- Excentricidad Dinámica.
- Excentricidad mixta o también llamada combinación estática-dinámica.
- Excentricidad axial.

3.6.1. Excentricidad estática

El centro de rotación coincide con el centro geométrico del rotor, pero éste a su vez no coincide con el centro geométrico del estator, lo que provoca la existencia de un entrehierro no uniforme. La distancia del entrehierro dependerá del ángulo de giro del rotor ($\text{entrehierro} = f(\theta)$).

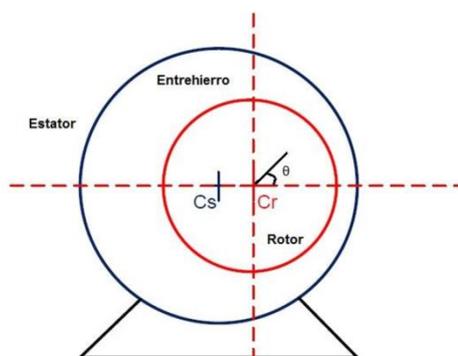


Figura 3.9 Excentricidad estática [DÍA2011]

En esta Figura 3.9 se representa el centro de rotación del rotor mediante el punto de cruce de las dos líneas de trazo discontinuo de color rojo. También quedan representados los centros geométricos de estator "Cs" y rotor "Cr".

Las causas de la excentricidad estática son las siguientes:

- Un núcleo del estator con forma ovalada producto de defectos en la fabricación
- Desalineación de los rodamientos durante el montaje.
- Desgaste de los rodamientos
- Acoples mecánicos desalineados.

3.6.2. Excentricidad dinámica

El centro geométrico del rotor no coincide con el centro de rotación del rotor, lo que provoca la existencia de un entrehierro no uniforme y variable en el tiempo. La distancia del entrehierro dependerá del ángulo de giro del rotor y del tiempo ($\text{entrehierro} = f(\theta, t)$).

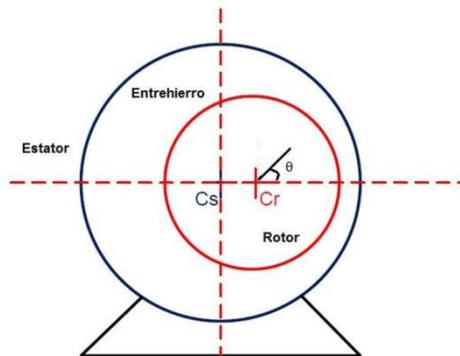


Figura 3.10 Excentricidad dinámica[DÍA2011]

En este caso, también se puede observar que el centro de rotación del rotor coincide con el centro geométrico del estator. Figura 3.10.

Las causas de la excentricidad dinámica son las siguientes:

- La velocidad de giro del centro del rotor no es igual a la velocidad de giro de la máquina.
- Como la excentricidad estática puede derivar es una excentricidad dinámica las causas anteriormente mencionadas para la estática son válidas.
- Resonancia mecánica a una velocidad crítica.

3.6.3. Excentricidad mixta

En la realidad un determinado grado de excentricidad estática es inherente a todos los motores debido a los procesos de fabricación y montaje. La superposición de la excentricidad dinámica y la estática da lugar a la excentricidad mixta.

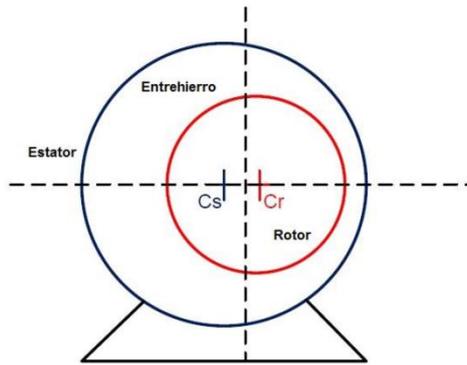


Figura 3.11 Excentricidad mixta [DÍA2011]

En este tipo de excentricidad, el centro de rotación no coincide, ni con el centro geométrico del estator, ni con el centro geométrico del rotor (Figura. 3.11)

3.6.4. Excentricidad axial

La excentricidad axial se da en los casos donde el eje longitudinal del estator no es paralelo al eje longitudinal del rotor, lo que provoca una excentricidad diferente en cada sección. Figura 3.12.

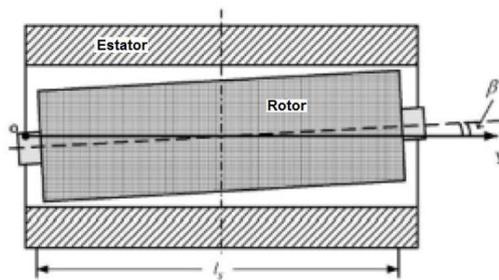


Figura 3.12 Excentricidad axial [PUC2008]



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



4. TÉCNICAS DE DETECCIÓN DE FALLOS.

4.1. Introducción

En la actualidad se están implementando una gran variedad de alternativas para la detección y diagnóstico de fallos en los motores de inducción. Estas nuevas alternativas son muy interesantes debido a que son técnicas de carácter no invasivo, capaces de detectar fallos mientras la máquina trabaja en condiciones normales de operación y además no necesitan sensores que deban colocarse en el propio motor. La gran diferencia de las técnicas más tradicionales con respecto a las actuales es que requieren que la máquina analizada se encuentre fuera de servicio para poder efectuar el diagnóstico.

4.2. Técnicas de detección de fallos en motores de inducción

Se hará la siguiente división, en técnicas tradicionales y técnicas modernas.

4.2.1. Técnicas tradicionales

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 del mega-ohmetro para determinar las propiedades dieléctricas de los aislantes de los devanados de máquinas eléctricas. Recientemente se ha hecho común el empleo de la prueba de impulsos. Tal prueba consiste en la aplicación de pulsos de alta tensión a los devanados de una máquina y el análisis de su respuesta transitoria. De este modo un fallo en un devanado del estator puede ser descubierto cuando se observan diferencias entre las respuestas de cada bobina o fase de la máquina. Todas estas técnicas son sumamente efectivas y capaces de determinar el estado de un aislante y de estimar su vida útil restante. Sin embargo, presentan como contrapartida, la necesidad de realizar el diagnóstico con la máquina fuera de servicio por lo que su aplicación se ve limitada.

4.2.2. Técnicas modernas

Como se ha mencionado con anterioridad, una de las principales diferencias entre las técnicas tradicionales de detección de fallos y las que hemos denominado como modernas es el carácter no invasivo de estas últimas. Esta característica junto con la posibilidad de discriminar entre diferentes tipos y



severidades de fallos justifican que hayan logrado un gran auge e interés, convirtiéndose en las técnicas más empleadas en la actualidad al dedicarles los mayores esfuerzos de comprensión y desarrollo.

El primer paso para el diagnóstico de fallos en máquinas eléctricas pasa por la definición de la clase de efecto físico de la máquina que se desea utilizar como dato de entrada, esto es, definir qué dispositivo de adquisición de datos se empleará. Las técnicas de diagnóstico modernas de máquinas eléctricas pueden clasificarse en función del efecto físico que mide el dispositivo de adquisición de datos, en las siguientes categorías:

- Flujo Magnético
- Vibración
- Ruido
- Velocidad angular instantánea
- Temperatura
- Par del entrehierro
- Corriente en el estator
- Tensión inducida
- Potencia
- Descarga parcial
- Análisis de gases
- Ensayo de sobretensión
- Análisis del circuito del motor

Las técnicas más importantes para la detección de fallos en motores de inducción son MSCA (*motor current signature analysis*) y el análisis de vibraciones. Por otro lado, el análisis acústico se utiliza cada vez menos. Todas estas técnicas tienen ventajas y desventajas.

Las técnicas más modernas son aquellas que utilizan la corriente eléctrica consumida en el estator, debido a que el empleo de este método tiene grandes ventajas como son la facilidad de obtención de datos a través de unas pinzas amperimétricas y una tarjeta de adquisición de datos, elementos no intrusivos.

Entre la gran variedad de métodos destacaremos los siguientes:

- Obtención del espectro de frecuencia.
- Vector complejo de Park.
- Flujo axial.
- Par y potencia.
- Impedancia de secuencia inversa.



- Redes neuronales
- Sistemas expertos
- Técnica MUSIC

Obtención del espectro de frecuencias de la corriente del estator

Una de las técnicas más importantes para la detección de fallos es la llamada en inglés:MSCA (motor current signature analysis).Esta técnica tiene ventajas como ser no invasiva y fácil de implementar, arrojando buenos resultados , sin embargo, esta técnica bajo algunas condiciones no es suficientemente sensible porque tiene un pequeño ratio de señal de ruido, esto es más evidente en motores alimentados por inversor. Otra desventaja es la salida espectral, teniendo esta una baja resolución de frecuencia.

Esta técnica utiliza un sensor de efecto Hall para medir las señales de corriente del estator y un sistema de adquisición de datos. Esta señal se analiza para observar su huella y sus componentes que están asociados con fallos diferentes que pueden ser de mayor magnitud en el momento de arranque. Esta técnica se puede utilizar tanto durante el transitorio de arranque como en regímenes de funcionamiento de estado estacionario. Dependiendo el régimen de funcionamiento usado para monitorear la condición del motor hay ciertas características que se relacionan con las condiciones de fallo diferentes.

Esta técnica por tanto da un diagnóstico de los fallos enfocado en la ubicación de las componentes espectrales asociadas a los fallos. Usando la transformada de Fourier que traduce una señal del dominio del tiempo a frecuencia mostrando el contenido entero de la frecuencia de una señal, pero no permite observar la evolución de la señal de frecuencia contenida en el tiempo. Esta es la razón para extender las capacidades de la transformada de Fourier como descomposiciones lineales tiempo-frecuencia (la transformada de Fourier rápida y la transformada discreta wavelet) que permiten la evolución del contenido de la frecuencia a lo largo de la duración de la señal en el tiempo.

Esto es muy útil para las señales no estacionarias, tales como los obtenidos por el motor en arranque transitorio, porque las huellas asociadas con fallos evolucionan con el tiempo y su contenido de frecuencia no permanece constante, pero varía a lo largo de la puesta en marcha. Para localizar las huellas, se han utilizado diferentes herramientas en MCSA para descomposición tiempo-frecuencia, permitiendo el seguimiento de la evolución de dichas frecuencias en tiempo. Ejemplos de estas descomposiciones son el la tranformada de Fourier de tiempo corto,DWT



(discrete wavelet transform), CWT (continuous wavelet transform), Hilbert transform, Hilbert-Huang transform, Wigner-Ville distribution, Choi-Williams distribution, MUSIC (multiple signal classification). Algunas de estas técnicas trabajan conjuntamente con clasificadores de inteligencia artificial (AI) para tomar decisiones sobre los componentes que se presentan en las señales para identificar los fallos y su severidad. Estos clasificadores incluyen redes artificiales neuronales (ANN), lógica difusa, redes neuronales difusas y algoritmos genéticos.

El análisis espectral permite identificar una serie de bandas a diferentes frecuencias en torno a la fundamental de la red y realizar un estudio para identificar los fallos.

Flujo axial

En cualquier motor de inducción, incluido en régimen de operación normal, existen desequilibrios en las corrientes. Estos desequilibrios proceden de la propia red de alimentación y de las imperfecciones de fabricación, esto da lugar a corrientes de secuencia negativa en el motor y además. El desequilibrio en las corrientes de la zona de la cabeza de las bobinas origina un flujo axial en el motor. Este flujo consecuencia de las corrientes del estator produce por tanto los mismos armónicos y en consecuencia permite identificar los fallos. Una bobina colocada sobre el extremo de un motor en forma concéntrica a su eje permite medir el flujo axial y a partir de él diagnosticar fallos. De este modo, mediante el análisis del espectro de frecuencias del flujo axial del motor pueden detectarse cortocircuitos en devanados de estator, excentricidades y barras rotas en el rotor.

Potencia

Para realizar el cálculo de la potencia instantánea se realiza la medida de la intensidad que circula a través de unos de los terminales y la tensión entre dos de los tres terminales del estator. El espectro de la potencia instantánea parcial encierra 4 componentes, una constante (dc component), una componente a la frecuencia $2f_s$, componentes a las frecuencias $(2 \pm 2ks)f_s$, donde k toma valores enteros, f_s es la frecuencia fundamental y s el deslizamiento, además de componentes adicionales a frecuencias de $2ksf_s$. En el espectro parcial, la presencia de barras rotas se muestra en las bandas laterales alrededor del doble de la frecuencia fundamental $(2 \pm 2s)f_s$ y en los componentes característicos de fallo $2sf_s$ a bajas frecuencias. Por el contrario, en el espectro total, el fallo sólo se nota en la frecuencia característica $2sf_s$.



El par en el entrehierro es combinación del flujo inducido y de las corrientes. Este es sensible a cualquier desequilibrio causado, ya bien sea por defectos o por tensiones desequilibradas. La mayoría de los fallos en motores de inducción provocan alteraciones en frecuencias específicas del par en el entrehierro. Algunas técnicas demostraron que analizando la forma del par en el entrehierro se puede distinguir si el fallo es causado por barras rotas o por desequilibrio en el bobinado del estator. Se ha demostrado que la aparición de una banda del doble del deslizamiento en el espectro del par en el entrehierro está vinculada a fallos en el rotor, al tiempo que los fallos en el estator están relacionados con frecuencias del doble de la fundamental. En cambio, el hecho de que la medición no pueda ser realizada de forma directa y precisa es una limitación importante. Las pulsaciones del par de un motor de inducción obtenidas por medio de un sensor acoplado al soporte del estator o al eje difieren del verdadero valor del par en el entrehierro. Esto es debido a que carcasa, rotor, eje y carga mecánica del motor de inducción, constituyen un sistema con su propia frecuencia natural. Además, la mayoría de los sensores de par tienen su propia frecuencia natural, así como su ancho de banda.

Redes neuronales

Las redes de neuronas artificiales o más comúnmente ANN son un paradigma de aprendizaje y procesamiento automático inspirado en la forma en que funciona el sistema nervioso de los animales. Se trata de un sistema de interconexión de neuronas que colaboran entre sí para producir un estímulo de salida. En inteligencia artificial es frecuente referirse a ellas como redes de neuronas o redes neuronales. Para su correcto funcionamiento, las ANN requieren en primer lugar de un periodo de entrenamiento que sirve para adaptar la red al estudio que se desee llevar a cabo. Para ello se requiere de una serie de ensayos sobre motores en diversas condiciones con simulaciones y pruebas por parte de las redes.

Sistemas expertos

Consiste en una aplicación informática capaz de solucionar un conjunto de problemas que exigen un gran conocimiento sobre un determinado tema. Se puede entender como una rama de la inteligencia artificial, donde el poder de resolución de un problema en un programa de computadora viene del conocimiento de un dominio específico. Estos sistemas imitan las actividades de un humano para resolver problemas de distinta índole. Para que un sistema experto sea herramienta efectiva, los usuarios deben interactuar de una forma fácil, reuniendo dos capacidades para poder cumplirlo:



- Explicar sus razonamientos o base del conocimiento: los sistemas expertos se deben realizar siguiendo ciertas reglas de manera que se pueda generar la explicación para cada una de estas reglas, que a la vez se basan en hechos.
- Adquisición de nuevos conocimientos o integrador del sistema: son mecanismos de razonamiento que sirven para modificar los conocimientos previos.

Podríamos decir que los sistemas expertos son el producto de investigaciones en el campo de la inteligencia artificial ya que ésta no intenta sustituir a los humanos expertos, sino que se desea ayudarlos a realizar con más rapidez y eficacia todas las tareas que realiza

Análisis de las vibraciones

La rotura de barras, fallos en rodamientos y desequilibrios mecánicos producen sonidos reproducidos a diferentes frecuencias.

Este análisis tiene como ventaja que sus resultados son independientes de la potencia de la fuente de alimentación del motor y da buenos resultados, pero su implementación requiere usar acelerómetros como sensores que deben estar colocados cerca o en el propio motor, siendo a veces complicado colocarlos.

5. PROCESAMIENTO DE SEÑALES

5.1. Muestrear una señal

Muestrear consiste representar una señal continua o una señal discreta por una secuencia de muestras igualmente espaciadas, donde el espaciado uniforme puede ser realizado en el tiempo (T_s) o en otra variable espacial (D_s) [OPP1998]. Las condiciones bajo las cuales la señal es recuperable en forma exacta a partir de las muestras están contenidas en el teorema de muestreo. Para la reconstrucción exacta, este teorema requiere, que la señal a ser muestreada sea de banda limitada y que la frecuencia de muestreo sea mayor que el doble de la frecuencia más alta en dicha señal. Gran parte del teorema de muestreo reside en su papel de puente entre las señales continuas y discretas. El hecho de que, bajo ciertas condiciones, una señal continua se pueda recuperar por completo a partir de una secuencia de sus muestras, proporciona un mecanismo para representar una señal continua mediante una señal discreta. En muchos contextos el procesamiento de señales discretas es más flexible que el de continua. Esto se debe fundamentalmente al gran desarrollo de la tecnología digital en las últimas décadas.

Para desarrollar el teorema de muestreo se necesita un método conveniente con el cual se pueda representar el muestreo de una señal continua a intervalos regulares. Una forma útil es mediante el uso de un tren de impulsos periódicos multiplicado por la señal continua $x(t)$ que se quiere muestrear.

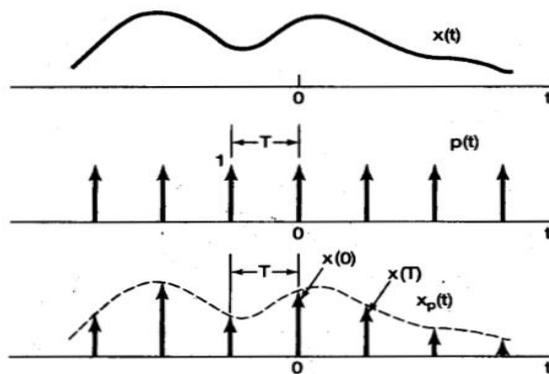


Figura 5.1 Muestreo con un tren de impulsos. [OPP1998]

Se observa como se muestra en la figura 5.1 que $x_p(t)$ es un tren de impulsos en el cual las amplitudes de los mismos son iguales a las muestras de $x(t)$ en intervalos espaciados por T .

5.2. Teorema de Shannon

Para poder muestrear una señal y preservar el contenido de información sin introducir distorsiones, la frecuencia de muestreo debe ser mayor a dos veces el ancho de banda de la señal original. Esto es lo que se conoce con el Teorema de Shannon.

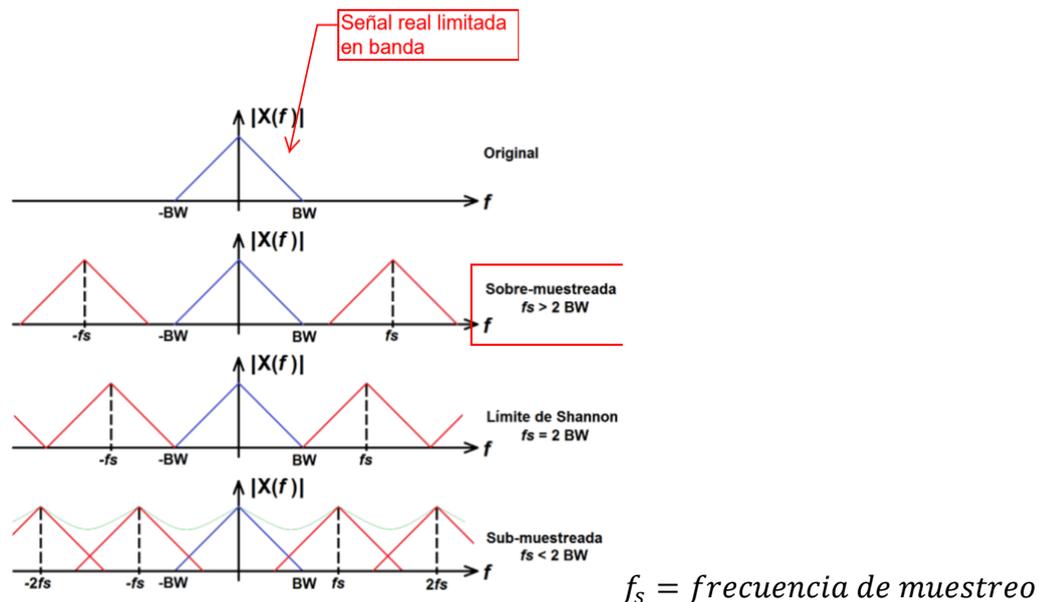


Figura 5.2 Espectro de la señal muestreada con frecuencias de muestreo diferentes. [ROM2017]]

Este Teorema se ve reflejado en la figura 5.2. En la figura, el ancho de banda de la señal está representado por el acrónimo BW (*Band Width*, en inglés) y $f_s = \text{frecuencia de muestreo}$. Lo primero que observamos es que el espectro de la señal se repite alrededor de la frecuencia de muestreo, f_s . Esta figura ilustra los tres casos que se pueden dar, sobre-muestreo una frecuencia de muestreo superior a 2 veces la frecuencia más alta de la señal. En este ejemplo se observa perfectamente el espectro de la señal sin solape alguno. El traslape o solape se refiere a que las repeticiones del espectro no interfieren unas con otras y por tanto no tendremos fugas espectrales o colas espurias, fenómeno que se da en el tercer caso (sub-muestreo). El caso extremo que sería muestrear al doble del ancho de banda y el tercer caso, el

que debemos de evitar que se produzca, en el que existiría solapamiento entre las réplicas desplazadas y tendremos el fenómeno de fugas espectrales o colas espurias, por lo tanto, no podremos recuperar la señal como la teníamos inicialmente, antes de ser muestreada, que es en lo que consiste el teorema del muestreo.

Por tanto, se llega a la conclusión observando estos resultados de que siempre se debe elegir una frecuencia de muestreo mayor al doble del ancho de banda (sobre-muestreo) como mínimo, para minimizar al máximo dentro de lo que sea posible el fenómeno de las colas espectrales espurias. Esta frecuencia de muestreo depende de la aplicación. En el caso de estudio, para instrumentación y control se aconseja una $f_s \geq 10BW$.

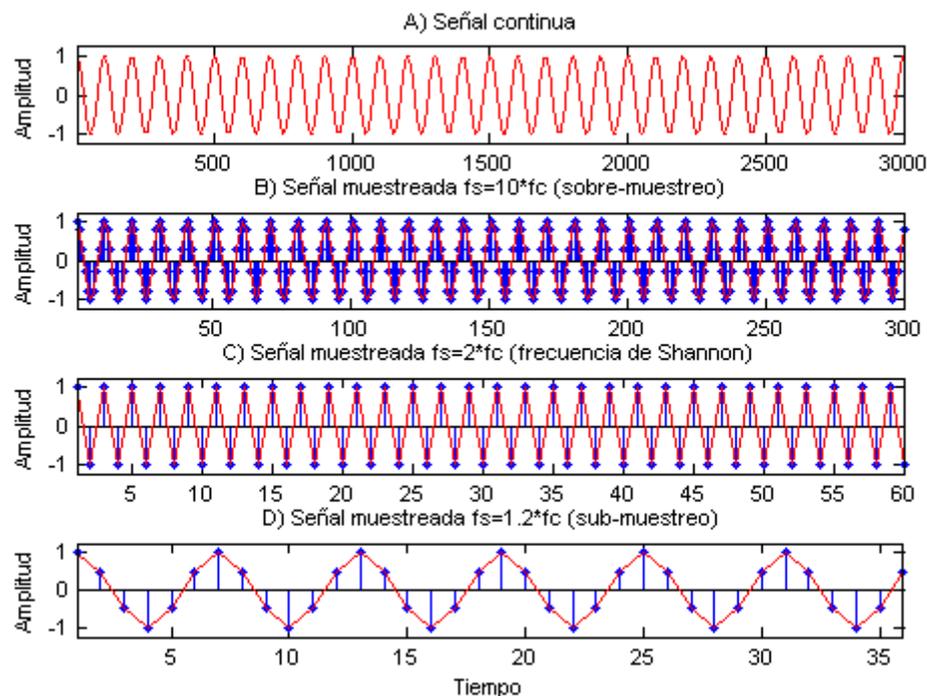


Figura 5.3 Efecto de la variación de la frecuencia de muestreo [ROM2017]

En la figura 5.3 se puede observar lo mencionado anteriormente. La primera representación hace referencia a la señal de referencia que es una señal continua, la señal por tanto que queremos muestrear. La frecuencia de la señal continua $f_c = 30Hz$. La segunda representación es utilizando una frecuencia de muestreo mayor a la frecuencia de la señal continua (f_o) de valor $f_o = 10 \cdot f_c$ es decir lo recomendado para instrumentación y control. Se puede observar como las muestras reproducen bastante bien la señal original

si lo comparamos con los siguientes casos. La siguiente representación es justo a la frecuencia de Shannon (f_s) de valor $f_s = 2 \cdot f_c$. Con esta frecuencia no se consigue tener una representación que reproduzca tan fielmente como el caso anterior la señal de continua de referencia. La última representación es el sub-muestreo. En este caso se observa como las muestras están más espaciadas y por tanto se consigue una representación que difiere bastante de la señal de continua.

A continuación, en la figura 5.4 se muestran tres señales diferentes con una frecuencia de muestreo en los tres casos de valor $f_s = 10 \cdot f_c$, siendo la frecuencia de la señal continua (f_c) en los tres casos de valor $f_c = 10\text{Hz}$ obteniendo unos resultados bastante buenos, ya que las muestras tomadas son de una longitud lo suficientemente pequeña para obtener una representación bastante similar a la señal continua.

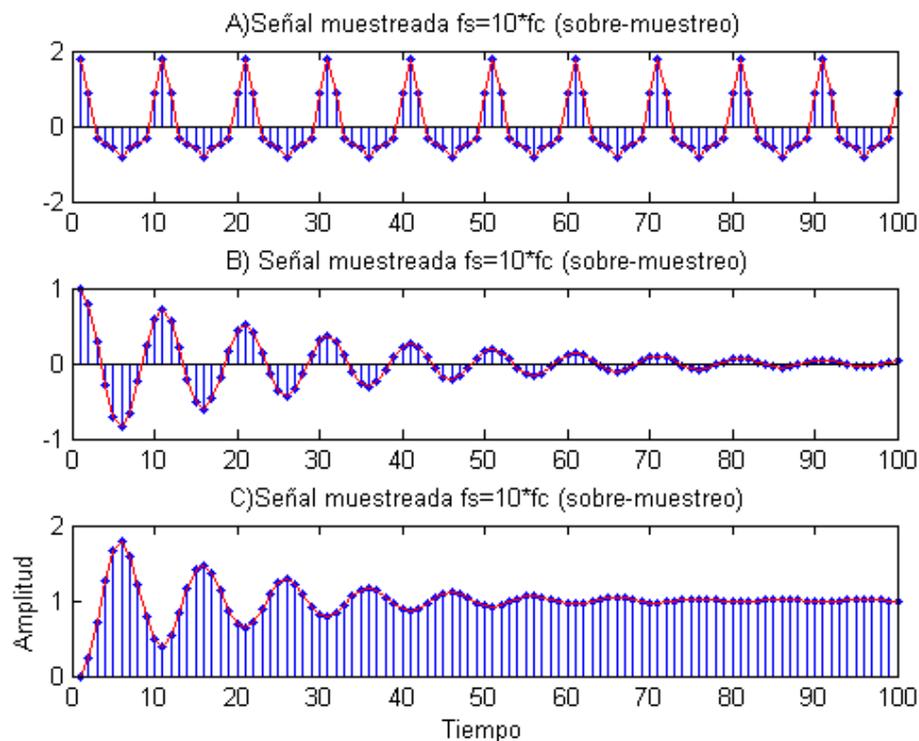


Figura 5.4 Señales continuas diferentes muestreadas con la misma frecuencia de muestreo (f_s) [ROM2017]

Si modificamos la frecuencia de muestreo y por ejemplo muestreamos a la frecuencia de Shannon, es decir dos veces la frecuencia de la señal continua, $f_s = 2 \cdot f_c$, se obtiene el resultado de la siguiente figura 5.5. Se observa como muestreando a esta frecuencia no logramos ni tan siquiera ver la señal continua (limitada por los ejes de la representación) como ocurría en la figura 5.4, debido a que el espaciado es lo suficientemente grande.

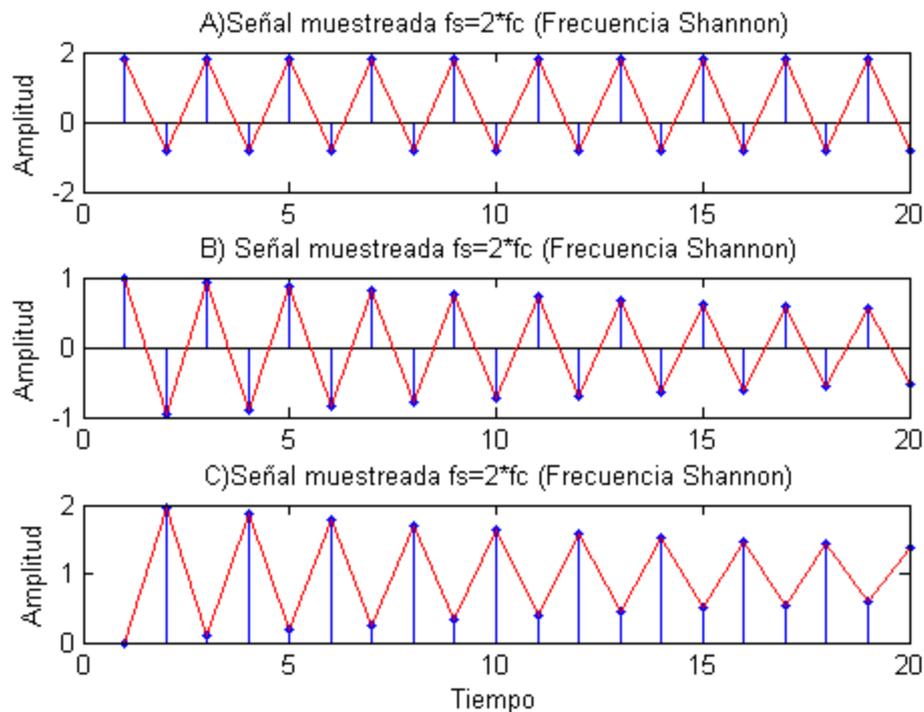


Figura 5.5 Señales continuas diferentes muestreadas con la misma frecuencia, la frecuencia de Shannon [ROM2017]

5.3. Error de cuantización

El concepto de cuantización hace referencia al proceso de discretización de la amplitud de una señal. Todo equipo que utilicemos tendrá una memoria de un número de bits. Los equipos que utilizaremos serán de 12 bits ó 16 bits.

En la figura 5.6 se han obtenido diferentes resultados utilizando diferente número de bits (1bit, 2bits,4bits,8bits y 16bits) para representar la misma señal continua. el número de bits se traduce en el número de niveles de la señal que el equipo puede capturar.

Observando los resultados obtenidos se puede ver que siempre se tiene un error de cuantización debido a la longitud finita de la palabra (número de bits) digital que representa al valor de la muestra. El error de cuantización es un ruido correlacionado que afecta a la obtención del espectro. Pero también se puede apreciar que este error es mayor si representamos con un número de bits menor. Se tendrá por tanto que encontrar un número de bits adecuado a nuestras necesidades de muestreo. Esto no hace referencia a utilizar el número de bits más grande que podamos, puesto que se podría llegar a obtener una representación prácticamente idéntica a la señal continua, pero

a la vez cualquier ruido que tuviéramos en ese instante podría llegar a ser captado por el equipo y afectaría al proceso de muestreo.

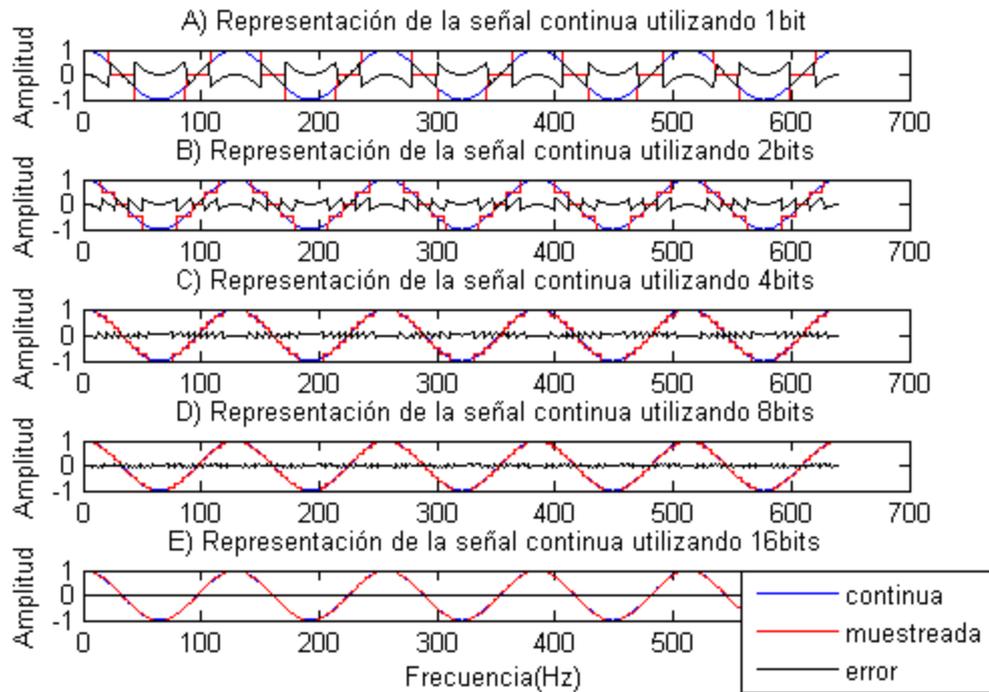


Figura 5.6 Error de cuantización [ROM2017]

5.4. Transformada discreta de Fourier

El análisis en el dominio de la frecuencia es una herramienta clásica en la teoría de control. Es la técnica más común empleada para el diagnóstico de fallos por medio del análisis de vibraciones y de la corriente del estator. Mediante esta técnica se pueden identificar fallos típicos como desequilibrios de rotor, desalineamiento, rotura de barras y defectos en rodamientos.

La técnica del análisis espectral de cualquier magnitud continua, ya sea de la corriente, de la vibración o del flujo, está basada en el registro de estas señales en el tiempo y su transformación al dominio de la frecuencia.

Actualmente este análisis se realiza en analizadores dinámicos de señales (ADS); los cuales implementan interiormente el algoritmo de la Transformada Rápida de Fourier (FFT) junto con otras utilidades, presentando el espectro en frecuencia de la señal continua analizada.

El análisis en frecuencia de señales de tiempo discreto es realizado convenientemente de manera más usual en un procesador de señales digitales, pudiendo ser un ordenador digital de propósito general o un

hardware digital diseñado de manera especial. Para realizar análisis de frecuencia en una señal de tiempo discreto $\{x(n)\}$, convertimos una representación desde el dominio del tiempo a una representación equivalente del dominio de la frecuencia. Se sabe que tal representación está dada por la transformada de Fourier $X(\omega)$ de la secuencia $\{x(n)\}$. Sin embargo, es una función continua de la frecuencia y por lo tanto no es una representación computacionalmente conveniente de la secuencia.

En este capítulo se considera la representación de una secuencia $\{x(n)\}$, por muestras de su espectro $X(\omega)$. Tal representación en el dominio de la frecuencia conduce a la transformada discreta de Fourier (DFT), que es una poderosa herramienta computacional para realizar análisis de frecuencia de señales de tiempo discreto. [BLA2013]

Antes de introducir la DFT, consideramos el muestreo de la transformada de Fourier de una secuencia discreta-temporal aperiódica. Así, se establece la relación entre la transformada de Fourier muestreada y la DFT.

Partiendo de la definición de la transformada continua de Fourier:

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

Ecuación 5.1 Transformada continua de Fourier

Para poder aplicarla la señal $x(t)$ tendrá que estar limitada en banda y que se cumpla que la frecuencia de muestreo f_s , sea $f_s > 2BW$ (sobre-muestreada) como se vió anteriormente, para poder discretizar la señal y así el espectro no estará distorsionado.

La transformada de Fourier tiene dos inconvenientes a la hora de aplicarla: uno de ellos es que no es casual, es decir depende del futuro que nosotros desconocemos ya que estamos tomando datos en presente. El otro inconveniente es que el dominio es infinito. Para evitar estos problemas se supone que la señal es periódica y se divide por tanto en períodos. La transformada de Fourier pasa a ser de la siguiente manera, denominándose transformada discreta de Fourier.

$$X(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi nk} x(k)$$

Ecuación 5.2 Transformada discreta de Fourier

La transformada discreta de Fourier si es casual, es decir, se conoce el pasado y presente de la señal.

$$X(n) = \sum_{k=0}^{\infty} e^{-j2\pi nk} x(k)$$

Ecuación 5.3 Transformada discreta causal de Fourier

Esta ecuación no puede implementarse en Matlab, ya que no la normaliza y por tanto no se puede obtener el espectro. Hay que normalizarla por tanto de la siguiente manera para poder implementarla.

Obteniendo la siguiente ecuación:

$$X(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} e^{-j2\pi nk/N} x(k)$$

Ecuación 5.4 Transformada rápida de Fourier

Donde N es el número de muestras.

Esta ecuación debido a sus características (finita y periódica) se adapta a las necesidades de estudio ya que la información de datos que se tiene está comprendida entre el instante cero y el número de muestras obtenidas.

En Matlab no está implementada la transformada discreta de Fourier que es un algoritmo con un esfuerzo computacional alto. El algoritmo computacionalmente eficiente para el cálculo de la DFT es la FFT (*Fast Fourier Transform*, en inglés) o Transformada Rápida de Fourier.

5.4.1. Limitaciones de la transformada discreta de Fourier.

El cálculo de la transformada discreta de Fourier tiene ciertas limitaciones importantes que deben ser consideradas, y que afectaran al resultado. En el espectro resultante, si la señal continua no cumple las siguientes características, podremos observar el fenómeno denominado fugas espectrales.

Las limitaciones son las siguientes:

- La señal se encuentre limitada en banda.
- La frecuencia de muestreo sea mayor a dos veces el ancho de banda.



- La señal sea causal.
- La señal sea periódica con período $T_0 = \frac{N}{f_s}$
- El espectro estimado resultante es discreto con $n=0,1,2,\dots,N/2-1$
- La resolución en frecuencia es igual a $\frac{f_s}{N}$

Dado que en Matlab se implementa la FFT, para que esta sea computacionalmente eficiente, N debe ser potencia entera de 2.

Estas limitaciones tienen unas implicaciones importantes:

- Ancho de banda limitado: Las señales reales no están limitadas en banda por lo que siempre habrá traslape espectral en el cálculo de la DFT.
- $f_s > 2BW$: A mayor f_s , mayor es la velocidad de procesamiento requerida y mayor la cantidad de datos por segundo.
- Causal: la señal solo existe a partir de $k=0$
- Periódica a $T_0 = \frac{N}{f_s}$: N y f_s deben escogerse de tal forma que coincidan con un periodo de la señal original que debe ser T_0 . Como no siempre es posible, se produce un fenómeno de fuga espectral (leakage).
- Espectro discreto con resolución en frecuencia igual a $\frac{f_s}{N}$: Si la señal original contiene un componente espectral que no sea múltiplo exacto de f_s/N , se producirá el fenómeno de fuga espectral que produce incertidumbre en la potencia estimada del componente y su localización espectral.
- N potencia exacta de 2: Si N no es potencia exacta de 2, el cálculo de la DFT no es computacionalmente eficiente. Los algoritmos implementados llenan con ceros para ajustar N a potencia exacta de 2. Además N no puede ser arbitrariamente grande puesto que hay un límite en cuanto a la resolución.

A continuación, se pueden ver estas limitaciones reflejadas en las siguientes figuras.

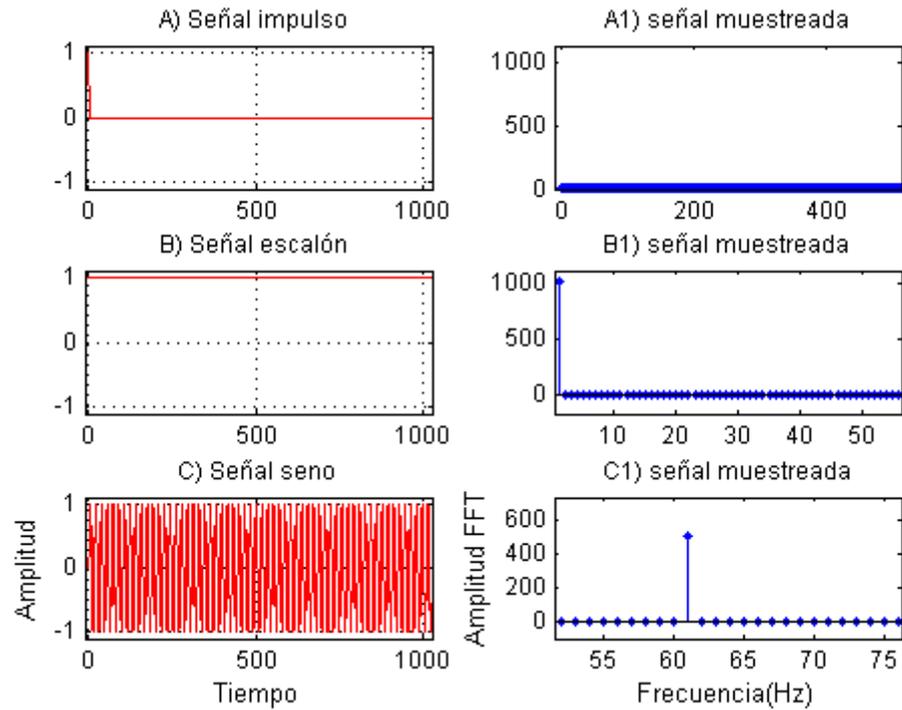


Figura 5.7 Señales básicas y su espectro mediante FFT. [ROM2017]

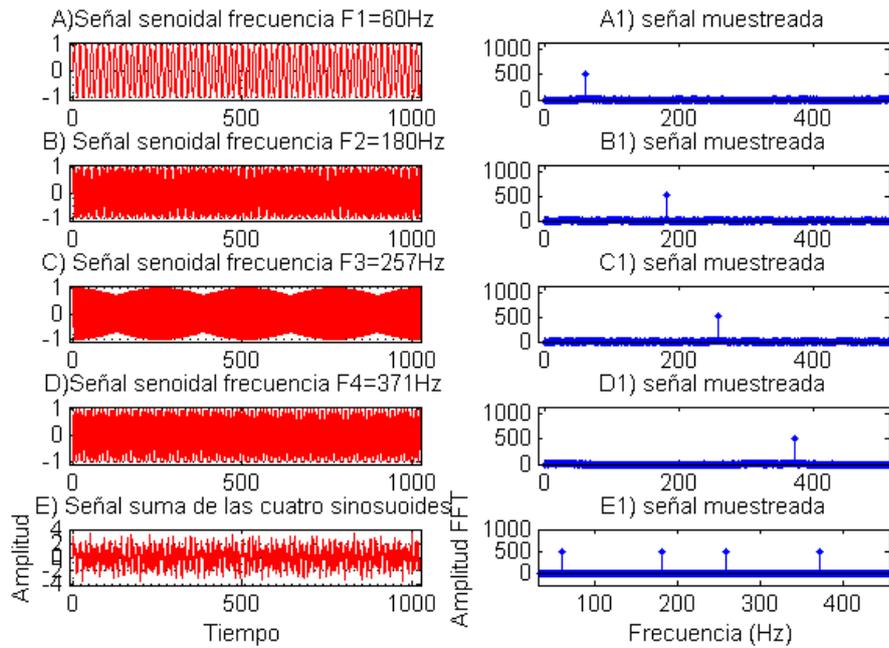


Figura 5.8 Sinusoides y su representación espectral mediante FFT. [ROM2017]

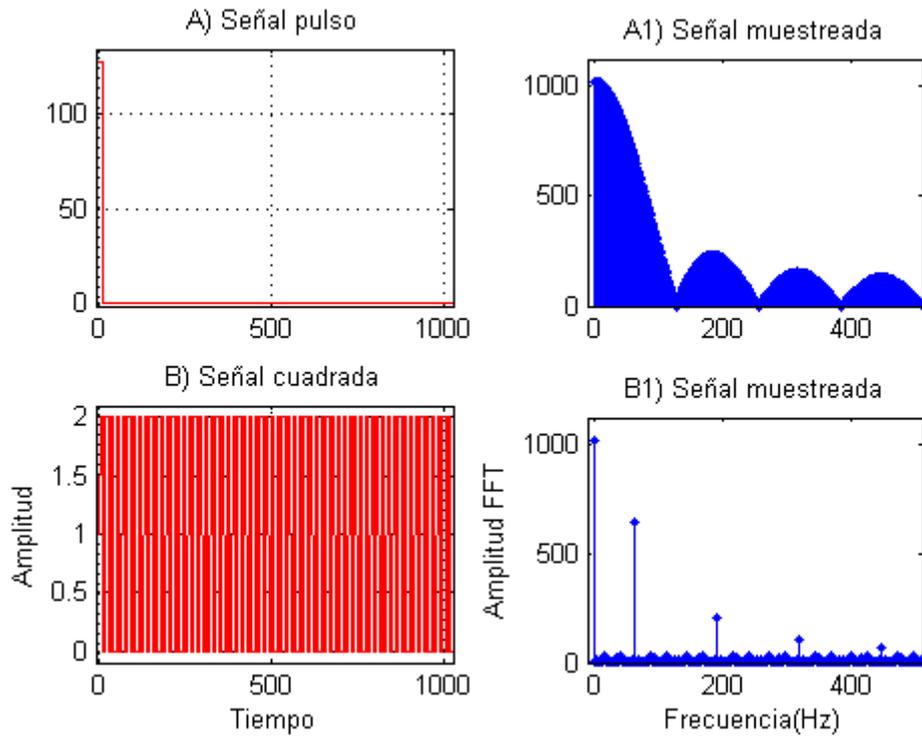


Figura 5.9 Señales pulso y cuadrada y espectro obtenido mediante FFT. [ROM2017]

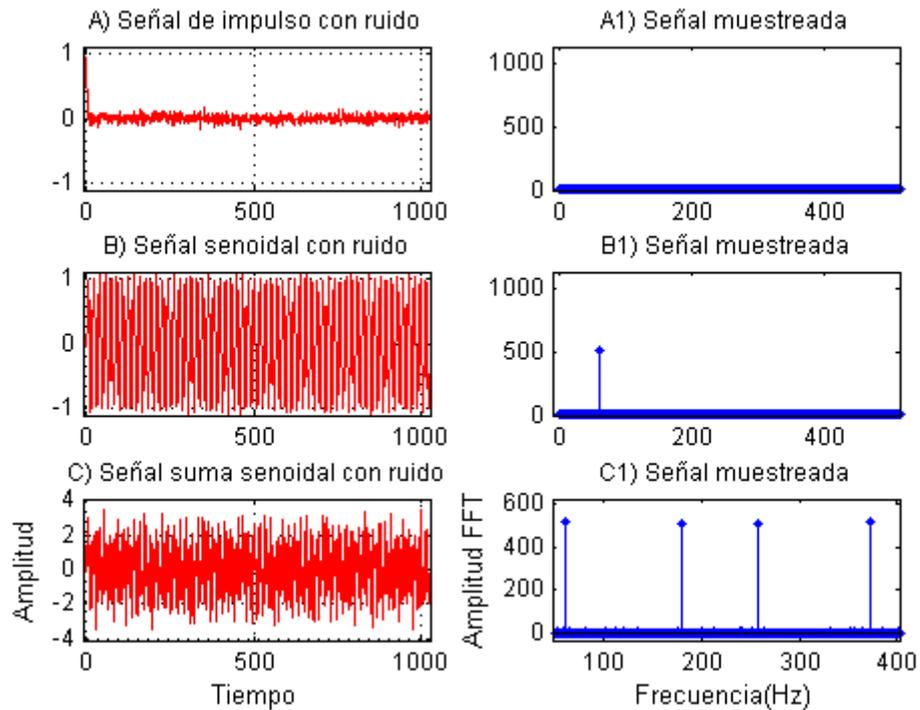


Figura 5.10 Diferentes señales introduciendo ruido y su representación espectral mediante FFT. [ROM2017]



Lo primero, comentar que la amplitud de los espectros no sale el valor que tendría que salir, ya que no está normalizada la FFT en Matlab.

La frecuencia de muestreo (F_s) utilizada en las cuatro figuras: 5.7, 5.8, 5.9, 5.10, es de valor $F_s = 1024 \text{ Hz}$, y el número de muestras $N = 1024$ siendo un número exacto que puede ser expresado en potencias enteras de 2, (2^{10}). Si nos fijamos utilizando señales sintéticas como son las senoidales, la impulso o la función escalón el espectro resultante tiene sus armónicos representados justamente a la frecuencia de las señales. Incluso en la suma de las cuatro senoides se observa los cuatro armónicos perfectamente definidos en la posición de las diferentes frecuencias de las diferentes señales (propiedad de linealidad de la FFT). Esto se debe a que la resolución que la definimos antes como $\frac{f_s}{N}$, en este caso la resolución es de 1 Hz, es múltiplo de la frecuencia de muestreo. Además, otro aspecto muy importante a lo que es debido es el número de muestras, pudiéndose éste expresar como una potencia entera de 2.

Sin embargo, esto no ocurre con las señales pulso y la cuadrada que también son señales sintéticas, ya que estas no han sido representadas como una descomposición senoidal, por tanto, se observa que no están limitadas en banda. Puesto que no es una señal ideal con las características antes mencionadas obtenemos un espectro con armónicos de diferentes amplitudes (figura 5.11).

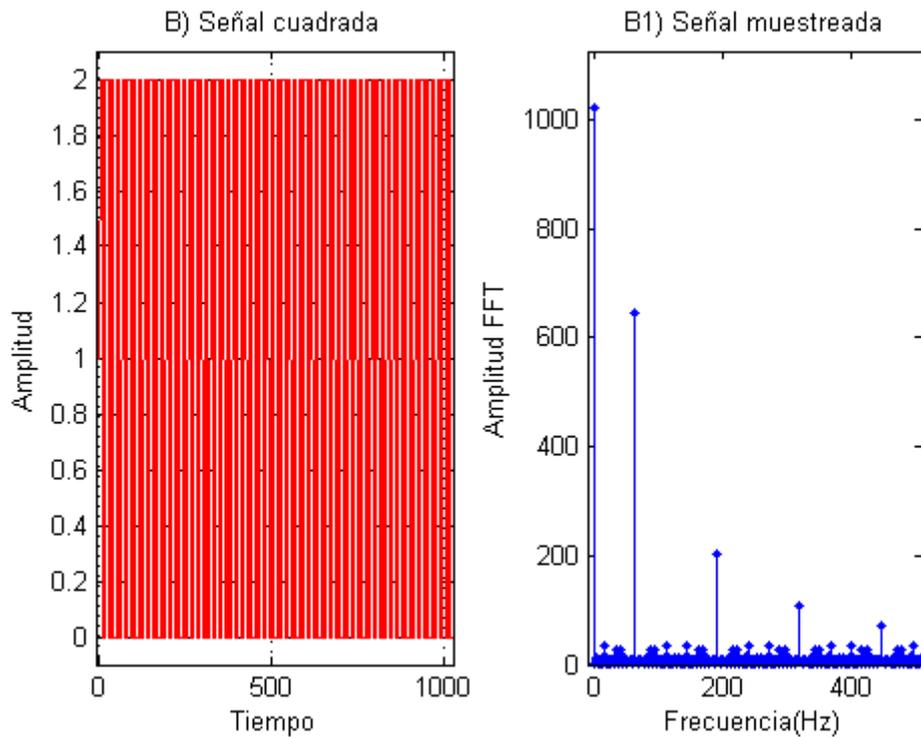


Figura 5.11 Zoom del espectro de la señal cuadrada. [ROM2011]

En la figura 5.10 están representadas las mismas señales de las otras figuras, pero con ruido, se puede observar que los armónicos de las señales están representados a las frecuencias de muestreo, pero existiendo ruido, aunque se nota muy levemente. Esto puede observarse mejor en la figura 5.12.

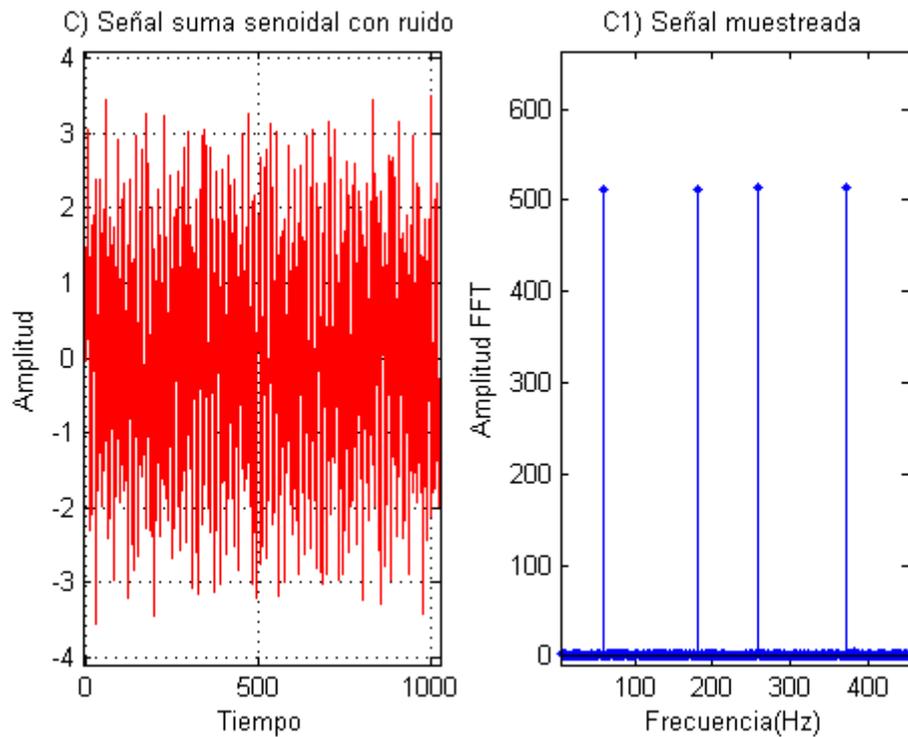


Figura 5.12 Zoom de la señal suma de senoides con ruido. .[ROM2011]

Estas simulaciones realizadas son un caso muy concreto. Normalmente las frecuencias de interés no son un múltiplo entero de la resolución en frecuencia y por tanto aparece el fenómeno de las fugas espectrales.

Para ello lo único que cambia de las simulaciones anteriores es la frecuencia de muestreo utilizada, que ahora va a tener un valor de $F_s = 1023 \text{ Hz}$, el número de muestras continúa siendo $N=1024$.

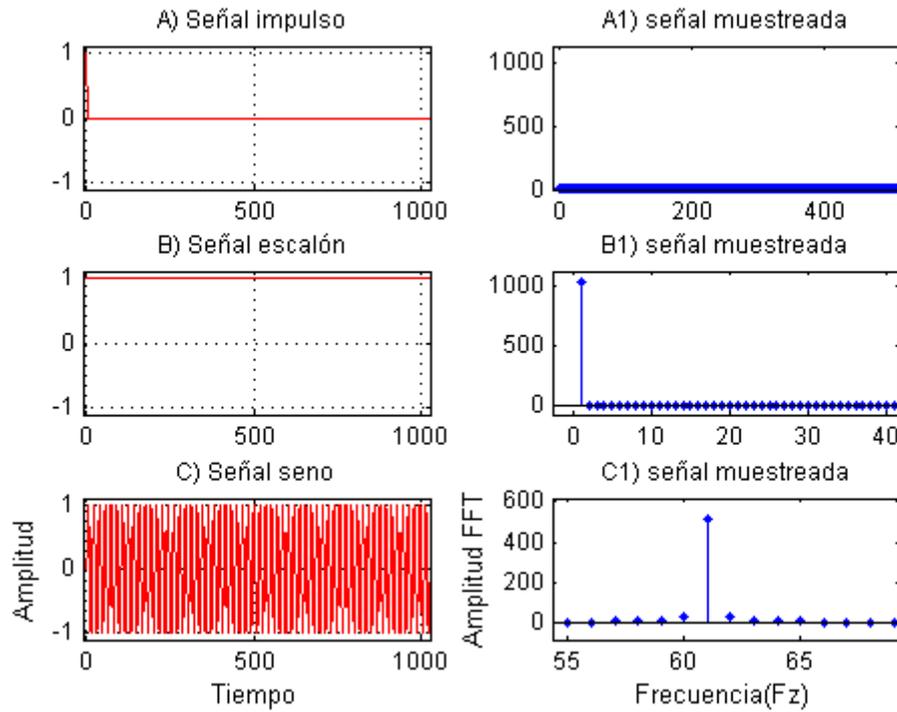


Figura 5.13 Señales básicas muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [.[ROM2011]]

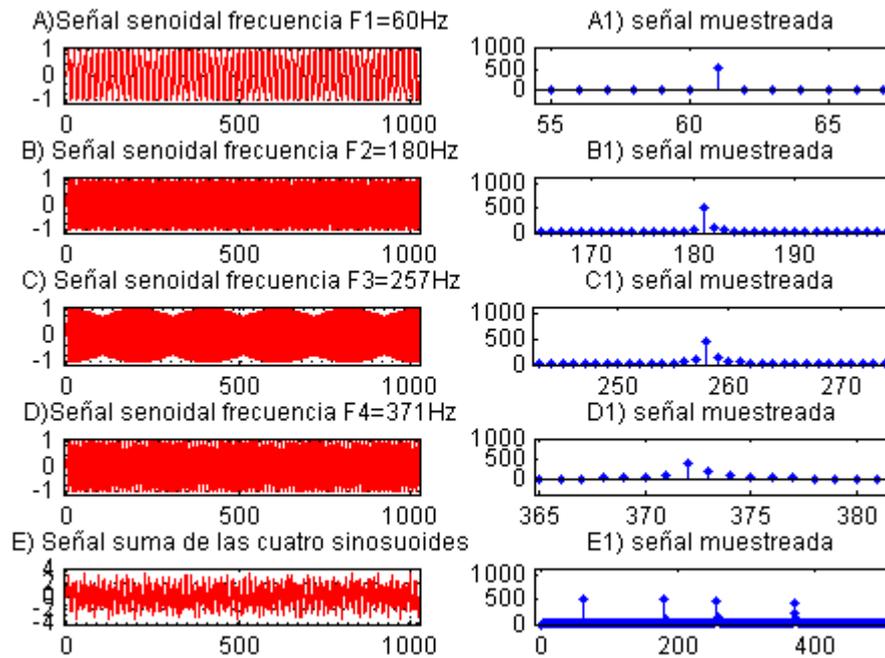


Figura 5.14 Señales sinusoidales muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [.[ROM2011]]

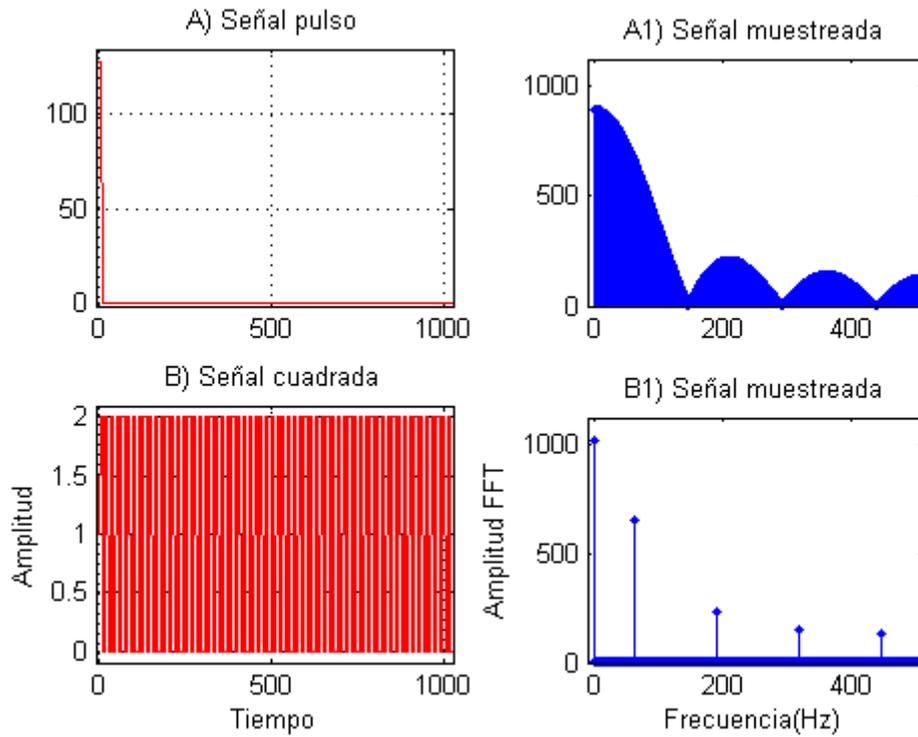


Figura 5.15 Señal impulso y señal cuadrada muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [ROM2011]

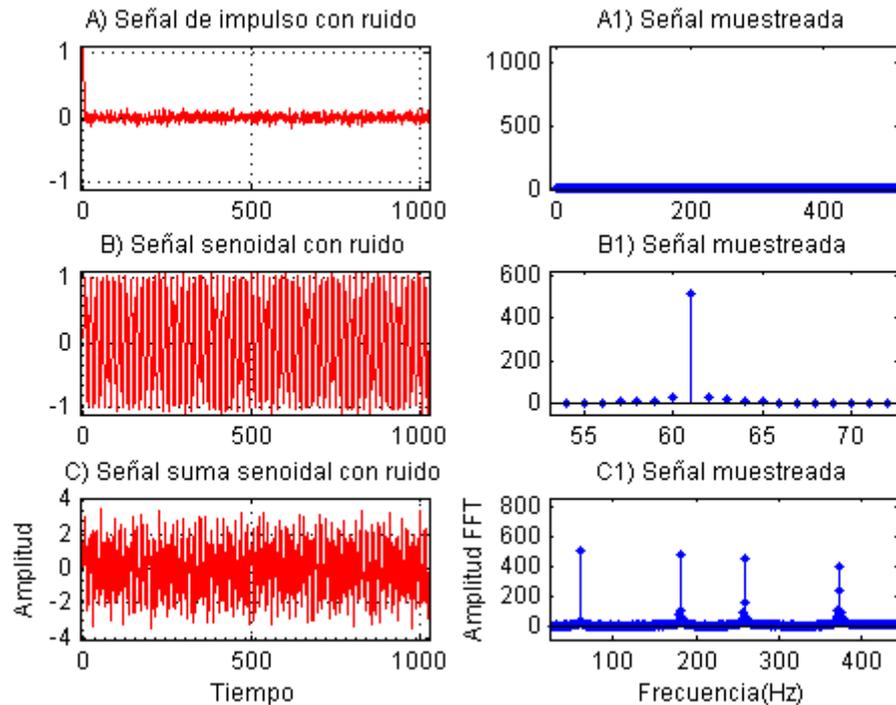


Figura 5.16 Diferentes señales con ruido muestreadas con una frecuencia de muestreo de 1023Hz. [ROM2011]

Lo primero que hay que comentar sobre estos resultados es que en todas las representaciones espectrales se puede observar el fenómeno de fugas espectrales. Esto es debido a que ahora la resolución ya no es un número exacto. Como la frecuencia de muestreo es $F_S = 1023 \text{ Hz}$ y el número de puntos es 1024, la resolución espectral es 0,999. Es decir, no es un número entero. Por esto, los armónicos fundamentales de las señales analizadas no son múltiplos enteros de la resolución en frecuencia, y como consecuencia, aparece la fuga espectral alrededor de ellos.

En la gráfica E1 de la figura 5.14, se puede observar en el espectro la representación de los armónicos en torno a las frecuencias de las señales, pero esta vez ya no están en las misma posición, como ocurría en la gráfica C1 de la figura 5.10. Esto debido porque la resolución en este caso no da como resultado un número exacto y además este no es múltiplo de la frecuencia de muestreo. Además, esto afecta a la energía de los armónicos, siendo diferente ésta en cada uno de ellos.

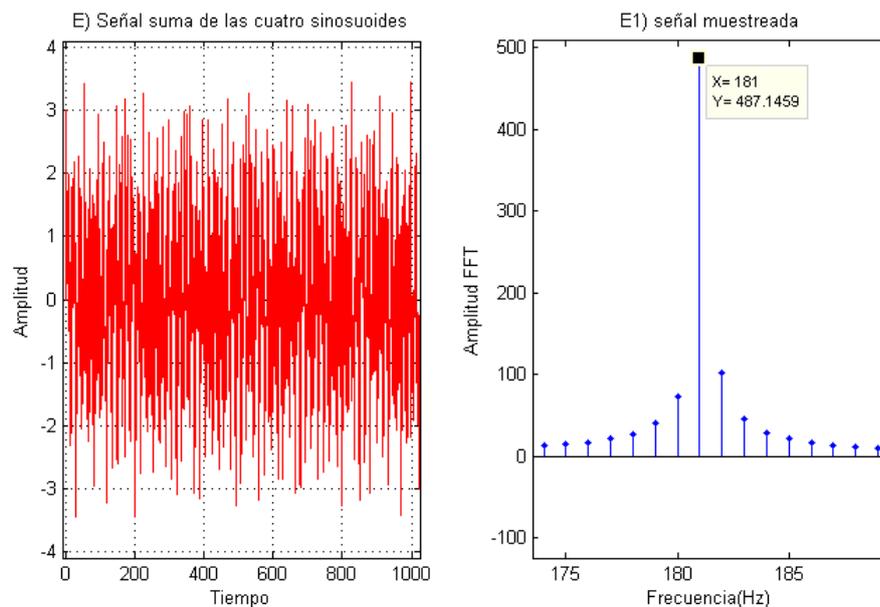


Figura 5.17 Zoom de la señal de la suma de senoides.

En la figura 5.17 se observa, que a diferencia del caso anterior en el cual uno de los armónicos coincidía en la posición de 180 Hz, en este caso está localizado en el entorno de 180 Hz, siendo el armónico principal 181 Hz. Si se realiza el cálculo de $180/0.999$ se obtiene un valor de 180,18 Hz, al no ser este valor un múltiplo de la resolución aparece el efecto de fuga espectral.



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

En la figura 5.14, se observa además que el fenómeno de la fuga espectral no es el mismo en cada componente. Depende de donde caiga la frecuencia de interés.

Lo mismo pasa en la señal cuadrada y las siguientes señales. Es importante tener en cuenta que el efecto de fugas espectrales es más importante que el ruido, se tiene por tanto que intentar minimizar este efecto todo lo que se pueda.

6. BANCO DE ENSAYOS

6.1. Introducción

En este capítulo se realizará una breve descripción del banco de ensayos empleado en la realización de los ensayos en los que se apoya este proyecto, así como de la metodología de ensayo y de análisis que se aplicará posteriormente a los datos obtenidos en los ensayos.

6.2. Banco de ensayos

Para la descripción del banco de ensayos se realizará con una descripción detallada de cada uno de sus componentes del mismo y sus conexiones. El banco de ensayos se encuentra en el Departamento de Ingeniería Eléctrica de la EII de la Universidad de Valladolid.

En la Figura 6.1 se ilustra una visión general del banco de ensayos utilizado para la adquisición de la información necesaria de cada uno de los ensayos realizados para este proyecto.



Figura 6.1 Banco de ensayos [Foto laboratorio]

6.2.1. Sistema de medición

El sistema de adquisición (figura 6.2) empleado es un equipo diseñado en la Universidad Autónoma de Querétaro, México y que han sido cedidos al Dpto. de Ingeniería Eléctrica.

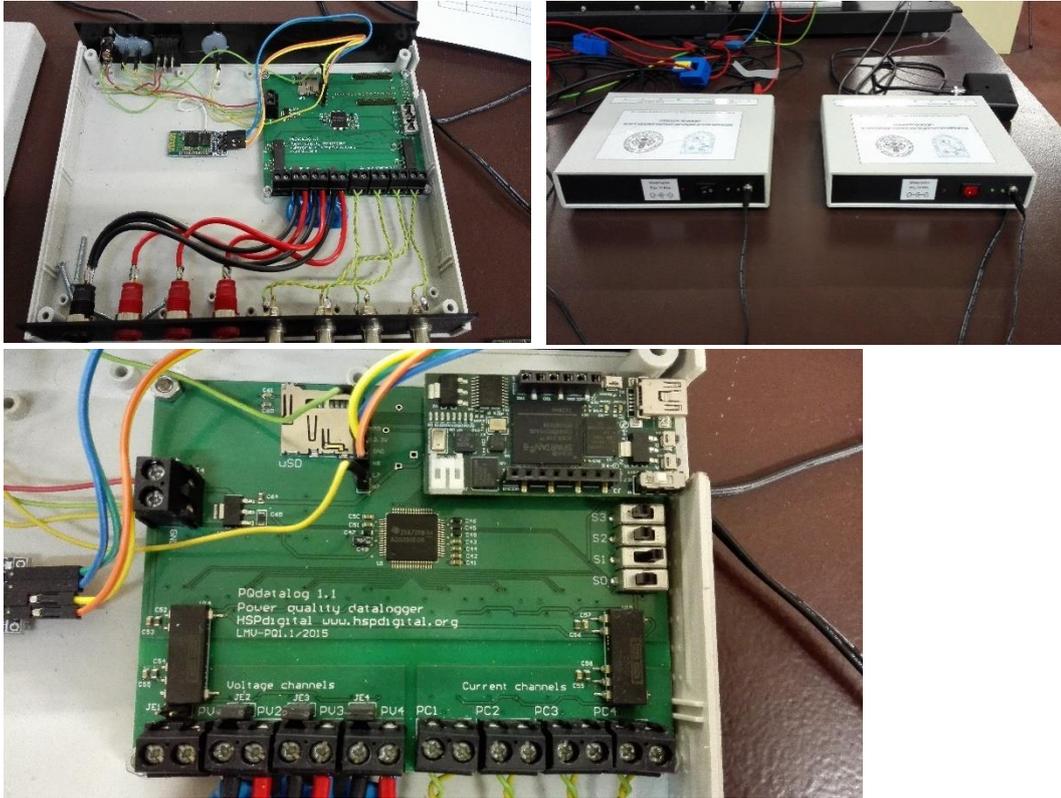


Figura 6.2 Zoom de la tarjeta de adquisición de datos [Foto laboratorio]

Las características del sistema de adquisición son las siguientes:

- Alimentación: 5 Vcc
- Conversor Analógico-Digital 16 bits
- Memoria micro SD
- Sistema de captura y escritura de los datos basado en FPGA Xilinx Spartan 6
- Módulo de comunicación bluetooth

Tarjetas CA

- Rango de tensión: 400 Vrms
- Sensor corriente: ± 1 V

Tarjetas CC

- Rango de tensión: 1000 Vcc
- Sensor corriente: ± 4 V

La tarjeta de adquisición de datos se encarga de muestrear las señales analógicas con una frecuencia de muestreo de 8000 Hz y escribirlas en una tarjeta de memoria micro SD.

Tiene ocho canales como se puede ver en la figura 6.2, de ellos cuatro son de tensión y cuatro son de corriente (3 fases y neutro). Está compuesto por un convertidor ADC de 16 bits. El Módulo bluetooth mediante el cual podemos ver el tiempo real lo que está adquiriendo la tarjeta a través de un interfaz que sería el teléfono móvil. La tarjeta SD, la cual almacena los datos y es la que nos delimita en cuestión de memoria.

Como sensor de corriente se emplea un transformador de corriente de YHDC, de núcleo partido. Su corriente nominal en el primario es de 10 A y da una salida equivalente en tensión de 1 V de amplitud. Estos sensores de corriente se pueden observar en la figura 6.3.

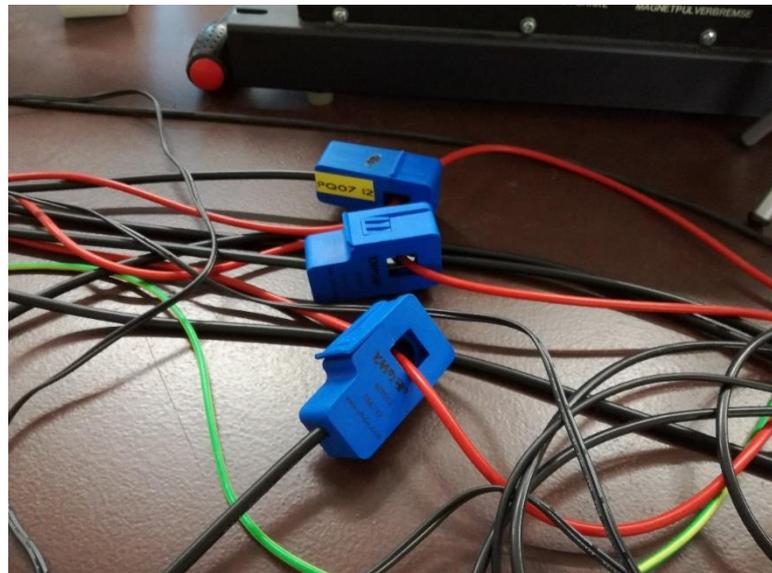


Figura 6.3 Sensores de corriente. [Foto laboratorio]

Como sensor de flujo magnético se ha empleado una bobina de 800 espiras y se ha medido en uno de los canales destinados a la corriente. En la figura 6.4 se puede observar este sensor de flujo.

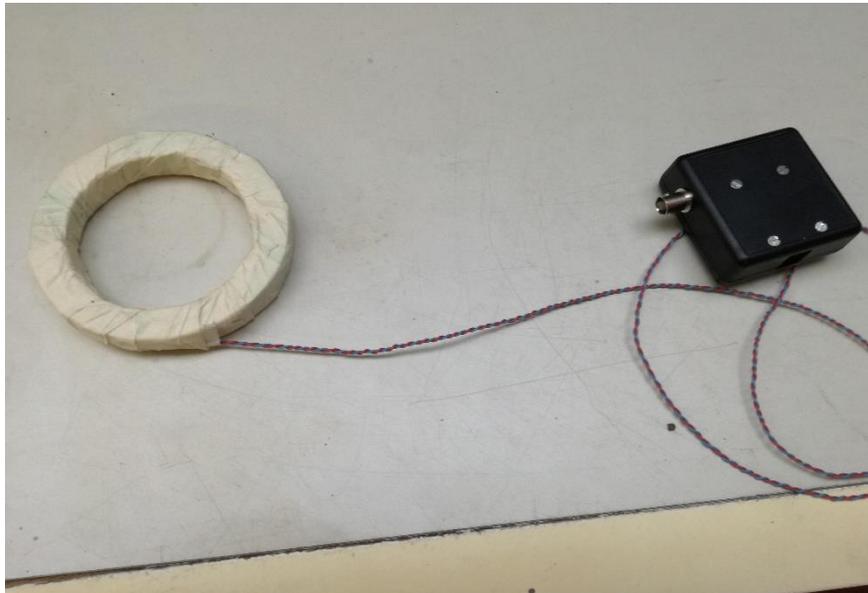


Figura 6.4 Sensor de flujo magnético. [Foto laboratorio]



7. Resultados

7.1. Introducción

Este capítulo trata de realizar un análisis espectral de las señales medidas de un motor de inducción en el laboratorio. Dicho motor de inducción presenta un fallo de barras y las señales se analizarán a través de la transformada rápida de Fourier (FFT). El análisis de estas señales suele emplearse en la industria para detectar fallos en motores de inducción y así facilitar los trabajos de mantenimiento. Con esto se pretende llegar a mejorar la eficiencia del motor de inducción, evitar posibles fallos que se puedan identificar antes de que puedan ocurrir y tener un historial del motor del cual se basen para futuros diagnósticos. Esto mejorará significativamente los productos y la vida de los motores de inducción.

7.2. Análisis de resultados

Los resultados obtenidos son de un motor de inducción alimentado por un inversor y en el que se ha simulado un fallo de las barras del rotor realizando una perforación en una de ellas.

Las señales medidas fueron las siguientes: corriente, tensión simple, flujo magnético y sonido. Estas señales han sido capturadas a diferentes frecuencias de muestreo que se irán indicando en cada caso.

Normalmente y en estudios de este tipo, no se presta atención a los efectos sobre el espectro de la elección de una determinada frecuencia de muestreo y del número de puntos o tiempo muestreado. Entonces, el objetivo del estudio que se va a realizar es demostrar como variando el número de puntos y manteniendo la frecuencia de muestreo se obtiene más o menos efecto “leakage” o fuga espectral en el espectro producido [ROM2017]. Esto dependerá, como hemos visto en el capítulo cinco, del cociente entre la frecuencia de muestreo y el número de puntos f_s/N , es decir, de la resolución en frecuencia. Las señales que se analizarán corresponden al motor alimentado con un inversor con una frecuencia fundamental de 20 Hz. Inicialmente se analizan las señales de corriente. Los datos del ensayo son los siguientes:

- Motor Siemens de 750 W, 380 V y 1500 rpm.
- Alimentación: Inversor WEG
- Frecuencia de salida o fundamental: 20 Hz

- Velocidad de sincronismo: 600 rpm
- Velocidad de giro: 567 rpm
- Deslizamiento: 5,5 %.

Este motor tiene una barra rota en el rotor. De acuerdo con lo explicado en el capítulo 5, en el espectro de la corriente deberían aparecer dos armónicos que indican la presencia de este tipo de fallo. La frecuencia de estos dos armónicos se calcula con la siguiente expresión [DEL1984]:

$$f_{brb} = (1 \pm 2 \cdot s)f_1$$

Ecuación 7.1 Frecuencia de los armónicos de fallo

donde f_1 es la frecuencia fundamental y s es el deslizamiento. Por lo tanto, las frecuencias de los dos armónicos de fallo deberían ser las siguientes:

- LSH: 17,8 Hz.
- USH: 22,2 Hz.

La velocidad de sincronismo (n_1) cuya expresión es:

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

Ecuación 7.2 Velocidad de sincronismo

Donde p es el número de pares de polos.

La velocidad de giro del motor que en este caso es $n = 567 \text{ rpm}$. Por tanto el deslizamiento será:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

Ecuación 7.3 Deslizamiento

Por tanto $s = 0.0582010582$

La velocidad se midió con un sensor láser. Este sensor no está calibrado y comete un error que es desconocido. Por lo tanto, los valores de las frecuencias de fallo son aproximados. La amplitud de los armónicos de fallo suele emplearse como indicador de la severidad del fallo. Por lo tanto, es importante determinar esta amplitud con exactitud, pero como se va a demostrar a continuación, si el espectro no se calcula correctamente, se comete un gran error.

El tiempo muestreado es de 150 segundos, por lo que se dispone de un número de puntos muy elevado. Las señales se han muestreado a las siguientes frecuencias:



- 8000 Hz.
- 1024 Hz.
- 256 Hz.

El espectro se va a calcular con la siguiente función de Matlab: `fft`. Esta función implementa la versión discreta de la transformada de Fourier, también conocida con transformada rápida de Fourier. Los argumentos de la función son:

El único argumento que necesita para calcular es la señal, cualesquiera que queramos analizar. Además, hay que añadir al código la frecuencia ya que ésta no es un argumento de salida de la FFT.

```
Ex = abs(fft(I256(1:N)))/N;  
Ex(H+1:end) = [];
```

La H es la mitad del número de puntos, ya que sólo nos interesa la representación hasta N/2, porque a partir de ahí se vuelve a repetir la misma representación.

```
frecuencia = 0:deltaf:(fs/2-deltaf);
```

La salida de la función es: `plot(frecuencia, Ex, 'r')`, para poder representar el espectro.

Los casos que se van a analizar a continuación son los siguientes:

- Frecuencia de muestreo: 8000 Hz.
 - Número de puntos: 8000. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 8004. Resolución en frecuencia: 0,999 Hz.
 - Número de puntos: 80000. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.
 - Número de puntos: 4000. Resolución en frecuencia: 2 Hz.
- Frecuencia de muestreo: 1024 Hz.
 - Número de puntos: 1024. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 1026. Resolución en frecuencia: 0,998 Hz.
 - Número de puntos: 10240. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.
 - Número de puntos: 512. Resolución en frecuencia: 2 Hz.
- Frecuencia de muestreo: 256 Hz.
 - Número de puntos: 256. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 258. Resolución en frecuencia: 0,992 Hz.
 - Número de puntos: 2560. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.
 - Número de puntos: 128. Resolución en frecuencia: 2 Hz.

A continuación, se analizará primero la señal de corriente que tiene la siguiente forma:

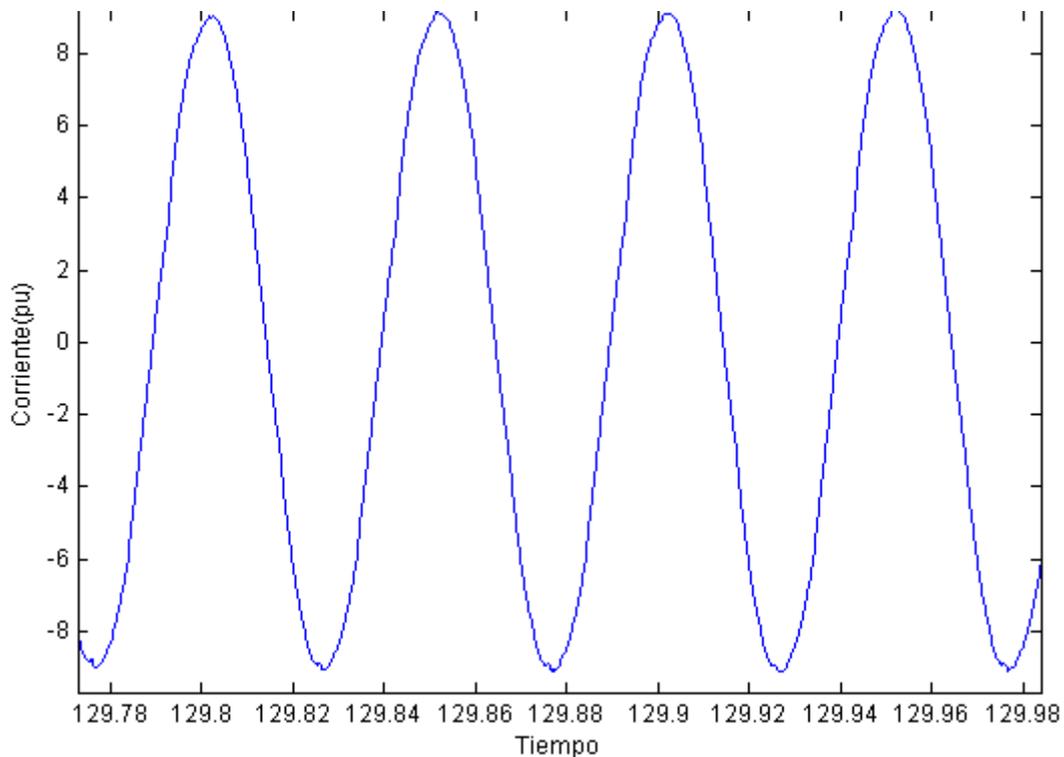


Figura 7.1 Señal de intensidad generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 20Hz

Después de cada explicación se encuentran las figuras correspondientes relativas a las explicaciones.

Primeramente, con una frecuencia de muestreo de $f_s = 8000\text{ Hz}$ y 8000 puntos se obtiene la figura 7.2. Se puede observar como aparece el armónico de 20 Hz perfectamente sin fuga espectral. Esto se puede comprobar en las dos imágenes de la figura 7.2. En la parte derecha se observa claramente el armónico de 20 Hz con una energía elevada (0,4896 pu). En la parte izquierda de la misma figura se ha representado el detalle alrededor del armónico principal y en el rango de frecuencias donde deberían observarse los armónicos del fallo de barras. Sin embargo, estos armónicos no se observan alrededor del armónico principal de 20 Hz. En esta figura se ha marcado la posición aproximada donde deberían estar estos armónicos con las líneas discontinuas verticales en color azul.

Este resultado es el que cabía de esperar debido a que la resolución, que es el cociente entre la frecuencia de muestreo y el número de puntos en este caso da un número exacto que es 1 Hz. Como se vio en el capítulo 5, si la frecuencia a observar es un múltiplo entero de la resolución en frecuencia (20 Hz entre 1 Hz), se reduce el efecto de la fuga espectral.

En este caso, esta resolución espectral es adecuada para ver el armónico fundamental, pero, las frecuencias de fallo no se observan en la parte izquierda de la figura 7.2. Esto es debido a que estas frecuencias no son múltiplos enteros de la resolución espectral. La frecuencia del armónico LSH es 17,8 Hz y cae entre 17 y 18 Hz y la frecuencia del armónico USH es 22,2 Hz que cae entre 22 y 23 Hz.

La figura 7.3, se ha obtenido con los siguientes parámetros: se cambia el número de puntos a $N=8004$, y la frecuencia de muestreo se mantiene en $f_s = 8000 \text{ Hz}$. La resolución espectral en este caso es $\frac{f_s}{N} = \frac{8000}{8004} = 0,999 \text{ Hz}$. En la imagen derecha de la figura 7.3, se puede observar que el valor del eje de abscisas que indica la frecuencia de la componente fundamental es de 19,99 Hz y no 20 Hz. Esta frecuencia no es múltiplo entero la resolución en frecuencia, por lo que no es posible detectarla con exactitud en el espectro. Como resultado, también aparece fuga espectral.

En la imagen izquierda de la figura 7.3, se observa como en torno al armónico de 20 Hz aparecen ahora dos armónicos de menor energía que están etiquetados para que podamos ver su frecuencia. Estos son el USH y el LSH, de valores USH = 21,99 Hz y LSH = 17,99 Hz. A pesar de la fuga espectral, ahora sí que se observan ligeramente estos armónicos. Llama la atención el cambio producido al aumentar solo en 4 el número de puntos con el que se realiza el cálculo. También hay que tener en cuenta que para la FFT se calcule de forma eficiente, el número de puntos debe ser potencia entera de 2 y Matlab, de forma inadvertida, añade ceros a la señal original hasta que se cumpla esta condición.

Con este ejemplo se entiende muy bien que a nada que varíe ligeramente el número de puntos, por tanto, variará la resolución y se producen colas espectrales.

En la figura 7.4 de nuevo la frecuencia de muestreo se mantiene en $f_s = 8000 \text{ Hz}$, variando el número de puntos a $N = 10 \cdot f_s = 80000$. En la imagen de la izquierda se pueden ver dos armónicos en torno al fundamental (20 Hz), y en la imagen de la derecha se observa el armónico de 20Hz perfectamente con muy poca fuga espectral. En este caso, la resolución espectral es $\frac{f_s}{N} = \frac{8000}{80000} = 0,1 \text{ Hz}$.

En este ejemplo, se han utilizado más puntos para calcular el espectro de la señal. La resolución espectral es mejor y la frecuencia fundamental es múltiplo entero de la misma. A pesar de ello, sigue habiendo fuga espectral. Esto es debido a que se añaden ceros hasta que el número de puntos sea potencia entera de 2. Sin embargo, la mejora de la resolución en frecuencia



permite observar mejor los armónicos de fallo respecto al caso anterior. Sin embargo, y esto es importante, la amplitud de los armónicos no es la misma que en el caso anterior.

En la figura 7.4. la $f_s = 8000 \text{ Hz}$, y $N = 4000$. En este caso la resolución obtenida será

$\frac{f_s}{N} = \frac{8000}{4000} = 2 \text{ Hz}$. En este caso, aparentemente no hay fuga espectral, pero la resolución en frecuencia es tan pobre, que no es posible observar los armónicos de fallo. Sin embargo, el armónico principal si que es calculado, aparentemente de forma correcta.

A continuación, se realizarán los mismos pasos, pero con una señal muestreada a una frecuencia de muestreo $f_s = 1024 \text{ Hz}$, que es potencia entera de 2. Los espectros de la figura 7.6 se han obtenido empleando 1024 puntos, es decir, con una resolución espectral de 1 Hz. Aparentemente, esta figura es similar a la figura 7.2. Sin embargo, la energía del armónico fundamental es distinta. La fuga espectral parece ser la misma y no se observan los armónicos de fallo de barras. En este caso, tanto la frecuencia de muestreo como el número de puntos son potencias enteras de 2. Esto garantiza que no se añaden ceros a la señal y la FFT se aplica de forma computacionalmente eficiente.

En los cálculos realizados para obtener los espectros de la figura 7.7 se ha mantenido la frecuencia de muestreo, pero el número de puntos se ha incrementado sólo en dos valores, hasta 1026. De esta forma, la resolución espectral es $\frac{f_s}{N} = \frac{1024}{1026} = 0,998 \text{ Hz}$. Los efectos sobre el espectro son importantes. No se detecta correctamente la frecuencia fundamental, que ahora, aparentemente es 19,96 Hz. La fuga espectral y la baja resolución no permite observar los armónicos de fallo de barras, que si que se mostraban en la figura 7.3, obtenida con una resolución espectral similar.

La figura 7.8 se ha obtenido aumentando el número de puntos en 10 veces la frecuencia de muestreo y los resultados obtenidos son prácticamente igual que para el caso anterior de la figura 7.4. La resolución en frecuencia también es 0,1 Hz. La fuga espectral es mínima y se observan los armónicos de fallo alrededor del fundamental. Las amplitudes de estos armónicos son ligeramente diferentes. En este caso, el número de puntos no es potencia entera de 2 y Matlab añadirá ceros a la señal original.

En la figura 7.9, el número de puntos se ha reducido a la mitad. La resolución en frecuencia es, por tanto, 2 Hz. Los resultados son similares a los presentados en la figura 7.5. No se observan los armónicos de fallo por la pobre resolución, pero el armónico fundamental se calcula correctamente



porque es múltiplo entero de 2 Hz. Hay unas ligeras diferencias en el cálculo de la amplitud de este armónico.

A continuación, se realizará el análisis de la señal de intensidad muestreada a una frecuencia $f_s = 256\text{Hz}$. En primer lugar, la figura 7.10, obtenida con 256 Hz, es decir, con una resolución en frecuencia de 1 Hz, es muy similar a las figuras 7.2 y 7.6. Por tanto, las apreciaciones observadas también podrán aplicarse en este caso.

La figura 7.11 se obtuvo incrementando el número de puntos a 258. La resolución obtenida es la siguiente: $\frac{f_s}{N} = \frac{256}{258} = 0.992$. Como en casos anteriores similares, figuras 7.3 y 7.7, se observa el efecto de la fuga espectral, pero en esta de mayor dimensión. En este caso, si el número de puntos es muy próximo a 256, no se llega a ver la señal en la imagen de la izquierda debido a las colas espectrales, bastante acusadas en este caso. En la imagen de la derecha se obtenemos un valor de 19,84 Hz, que no es exactamente 20 Hz debido a la resolución en frecuencia.

La figura 7.12 es similar a las figuras 7.4 y 7.8 y por tanto las observaciones también se podrán aplicar en este caso de igual forma.

La figura 7.13 es similar a las figuras 7.5 y 7.9 por tanto las observaciones también se podrán aplicar en este caso de igual forma.

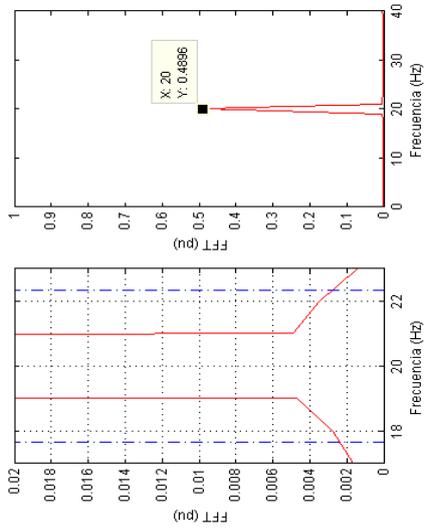


Figura 7.2 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000$ Hz y número de puntos $N=8000$

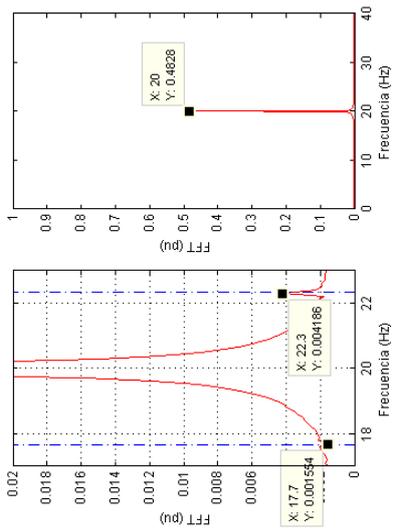


Figura 7.4 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000$ Hz y número de puntos $N=80000$

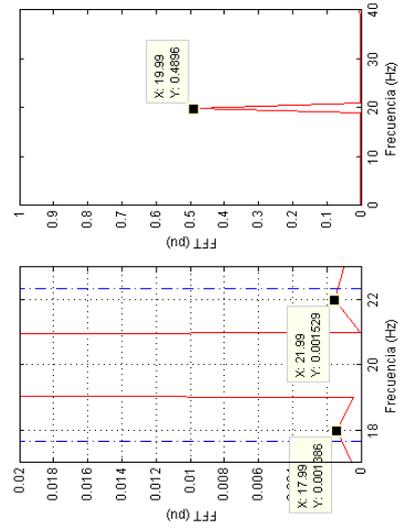


Figura 7.3 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000$ Hz y número de puntos $N=4000$

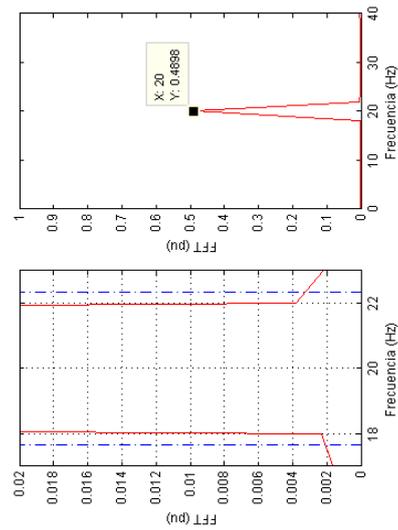


Figura 7.5 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=8000$ Hz y número de puntos $N=4000$

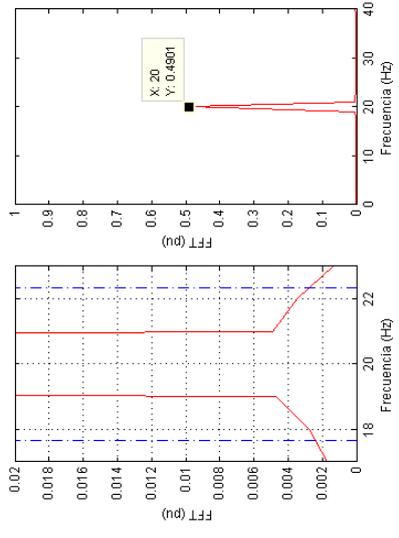


Figura 7.6 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=1024$

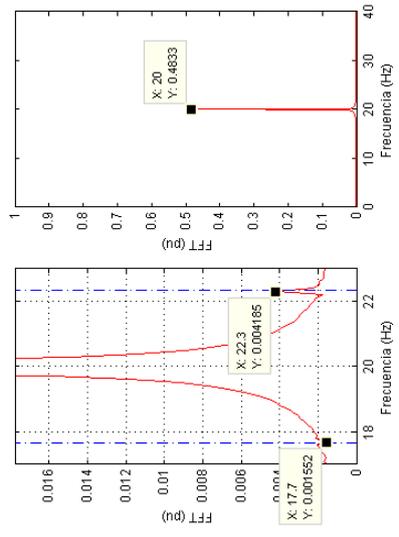


Figura 7.8 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=10240$

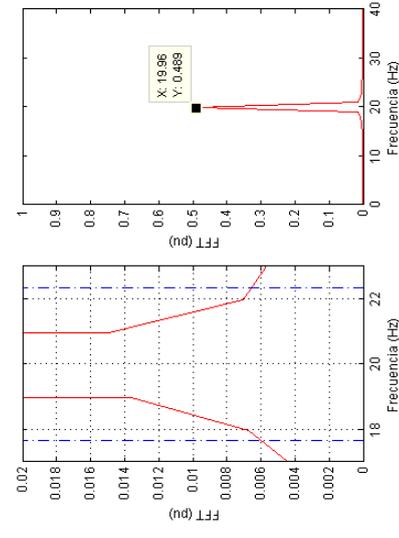


Figura 7.7 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=1026$

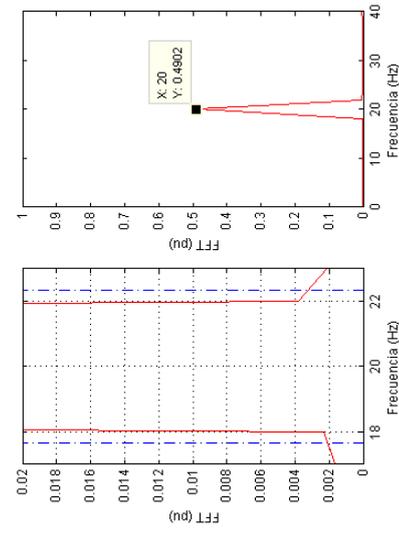


Figura 7.9 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024\text{Hz}$ y número de puntos $N=512$

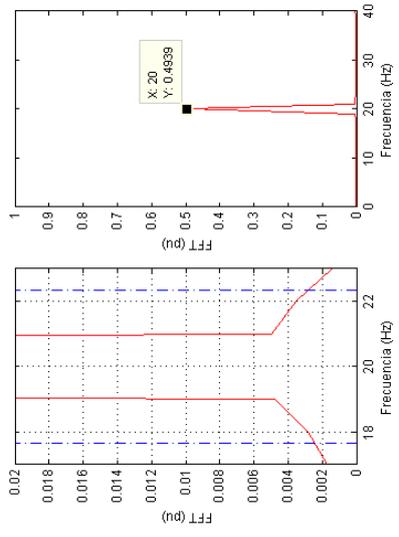


Figura 7.12 Señal de intensidad muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=2560$

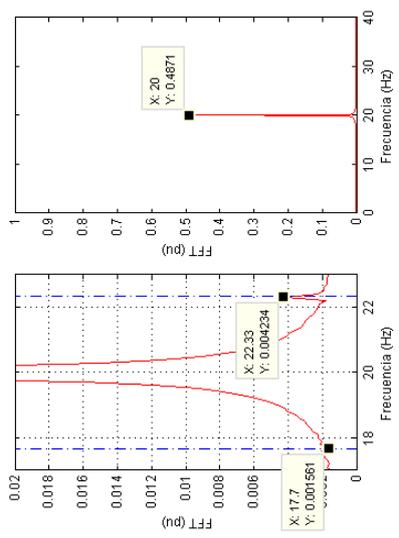


Figura 7.10 Señal de intensidad muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=256$

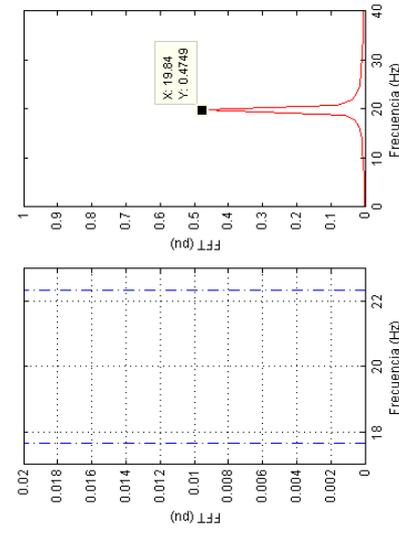


Figura 7.13 Señal de intensidad muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=128$

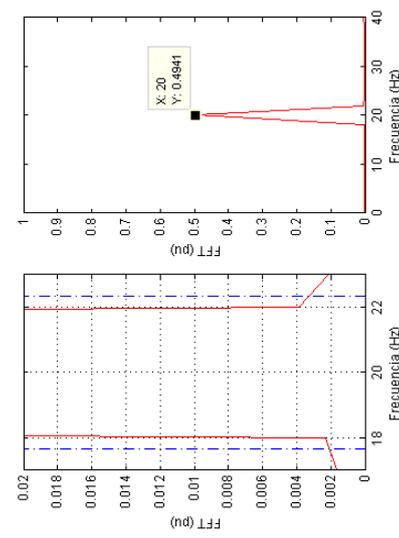


Figura 7.11 Señal de intensidad muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=258$

El análisis de los resultados obtenidos hasta ahora es muy interesante. La primera conclusión es relativa a la elección de la frecuencia de muestreo. Debe estar relacionada con las frecuencias que quieren observarse. En este caso se quiere analizar que ocurre alrededor del armónico de 20 Hz. Del estudio se deduce que no es necesario realizar un muestreo a 8000 Hz. Aquí se aplica el principio de Shannon-Nyquist y por tanto, una captura de la señal a 256 Hz es suficiente. La segunda conclusión es relativa al número de puntos necesarios para calcular la FFT y su impacto sobre el espectro de la señal. Se ha demostrado que esta elección es crucial puesto que tiene dos efectos. Primero, fija la resolución espectral y segundo puede producir fugas espectrales en el espectro. Una mala elección puede ocasionar que no se calcule correctamente la frecuencia de los armónicos, incluso los de más energía y que otros armónicos no sean detectados por una pobre resolución espectral o por las colas espectrales. La dispersión de la energía de otros armónicos impide la observación de otros de menor energía, que quedan enterrados en las colas espectrales.

En la Tabla 7.1, se muestra un resumen de los resultados obtenidos que apoyan las conclusiones anteriores. Hay que destacar que los armónicos relacionados con el fallo de barras que sufre el motor solo son detectados en algunos casos. Es importante observar que para el caso $f_s = 8000$ Hz y $N = 8004$, los armónicos se observan, pero la posición y las amplitudes son erróneas si se comparan con las otras tres combinaciones donde si de detectan.

Fs (Hz)	N puntos	Resolución (Hz)	F1		LSH		USH		
			Hz	Amplitud	Hz	Amplitud	Hz	Amplitud	
8000	8000	1	20	0,4896	--	--	--	--	
	8004	0,999	19,99	0,4896	17,99	0,001386	21,99	0,001529	
	80000	0,1	20	0,4828	17,7	0,001554	22,3	0,004186	
4000	4000	2	20	0,4898	--	--	--	--	
	1024	1024	1	20	0,4901	--	--	--	--
		1026	0,998	19,96	0,489	--	--	--	--
10240		0,1	20	0,4833	17,7	0,001552	22,3	0,004185	
256	512	2	20	0,4902	--	--	--	--	
	256	1	20	0,4939	--	--	--	--	
	264	0,995	20,06	0,4898	--	--	--	--	
2560	2560	0,1	20	0,4871	17,7	0,001561	22,33	0,004234	
	128	2	20	0,4941	--	--	--	--	

Tabla 7.1. Resumen de los resultados obtenidos. Análisis del armónico de 20Hz.



Se llega a la conclusión de que con la frecuencia de muestreo de 256 Hz era suficiente para analizar los armónicos de 20 Hz y 51 Hz, por tanto, para terminar el estudio de la corriente, se presentan en las figuras 7.14, 7.15, 7.16, 7.17, 7.18 y 7.19 los espectros de la corriente analizada, capturada a 256 Hz y obtenidos con los siguientes números de puntos: 256, 512, 1024, 2048, 4096 y 8192.

El número de puntos utilizado en todos los casos es potencia entera de dos, por tanto, el armónico fundamental de 20Hz lo podremos observar perfectamente. También se podrá observar los armónicos USH Y LSH de menor energía gracias al aumento de resolución, que aumenta según aumentamos el número de puntos.

Todos los resultados están recogidos en la tabla 7.2. Es importante observar que, para todos los casos, exceptuando el de N= 256 puntos, los armónicos se observan, pero la posición y las amplitudes son erróneas si se comparan con los valores teóricos y con los valores presentados en la tabla anterior.

Fs (Hz)	N puntos	Resolución (Hz)	F1		LSH		USH	
			Hz	Amplitud	Hz	Amplitud	Hz	Amplitud
256	256	1	20	0,4939	--	--	--	--
	512	0,5	20	0,4936	17,5	0,0006901	22,5	0,002961
	1024	0,25	20	0,4931	17,75	0,002576	22,25	0,003967
	2048	0,125	20	0,4895	17,75	0,002901	22,5	0,003155
	4096	0,0625	20	0,4758	17,69	0,0004112	22,31	0,003558
	8192	0,03125	20	0,4222	17,69	0,0005729	22,31	0,002246

Tabla 7.2. Resumen de los resultados obtenidos para Fs=256Hz y N potencias de dos.

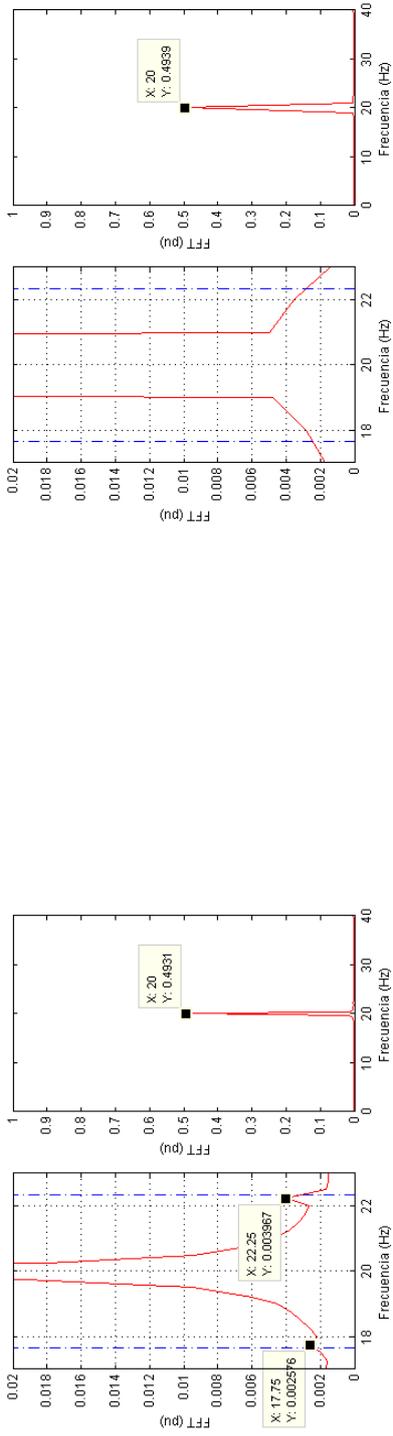


Figura 7.16 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=1024$

Figura 7.14 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=256$

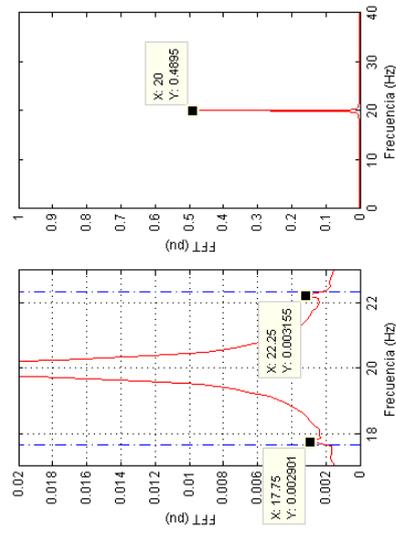


Figura 7.17 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=2048$

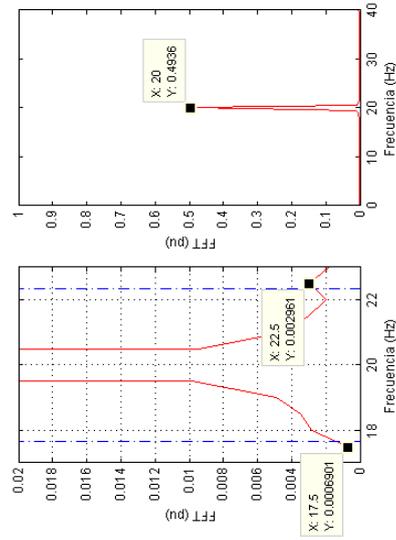


Figura 7.15 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256\text{Hz}$ y número de puntos $N=512$

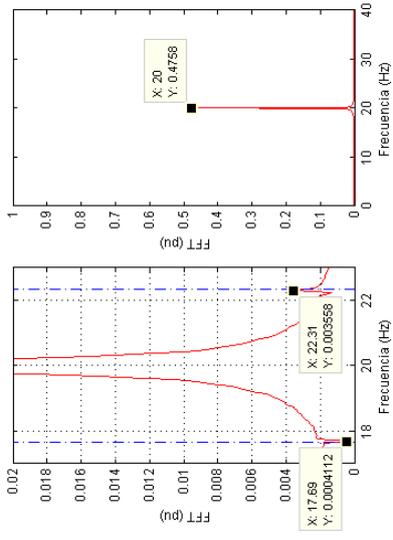


Figura 7.18 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=4096$

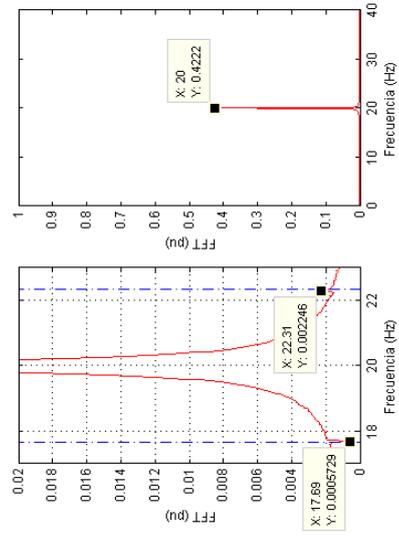


Figura 7.19 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=8192$

A continuación, se va a realizar un similar estudio con el mismo motor, pero alimentado con una tensión cuya frecuencia fundamental ahora es 51 Hz. Esto es lo que permite hacer el inversor de alimentación, que en este caso es el mismo.

Se puede ver a continuación en la figura 7.20 la forma de la señal de intensidad.

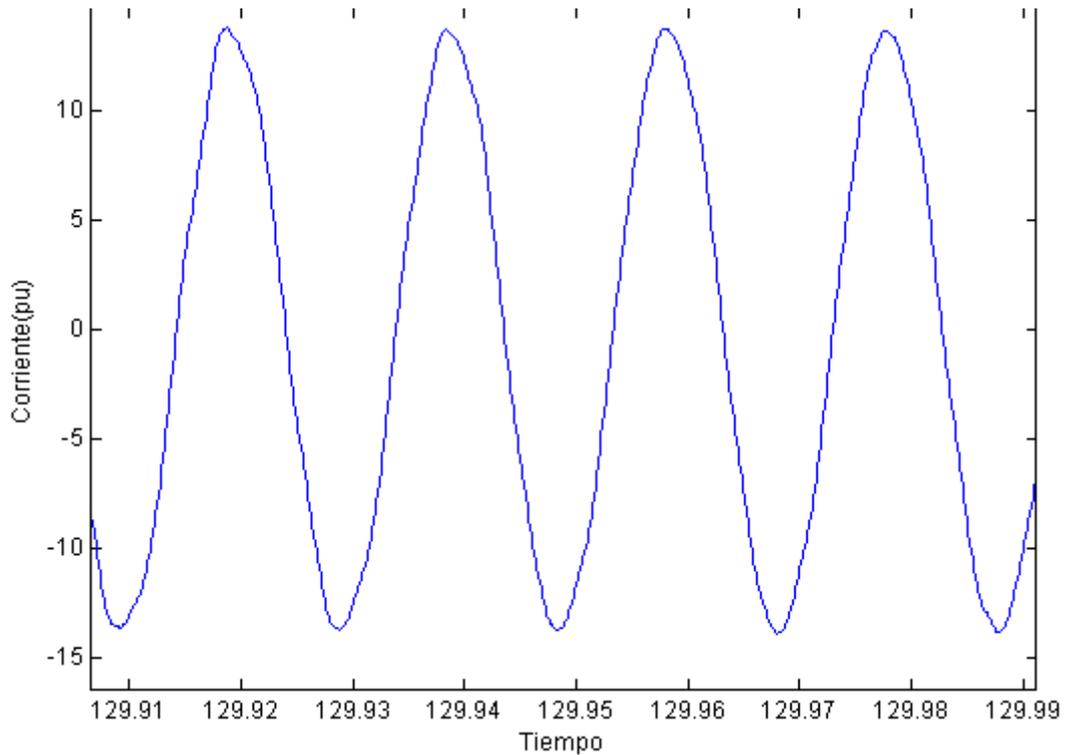


Figura 7.20 Señal de intensidad generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 51Hz

De acuerdo con lo explicado para el anterior motor, en el espectro de la corriente deberían aparecer dos armónicos que indican la presencia de este tipo de fallo. La frecuencia de estos dos armónicos se calcula con la siguiente expresión:

$$f_{brb} = (1 \pm 2 \cdot s)f_1$$

Ecuación 7.4 Frecuencia de los armónicos de fallo

donde f_1 es la frecuencia fundamental y s es el deslizamiento. Por lo tanto, las frecuencias de los dos armónicos de fallo deberían ser las siguientes:



- LSH: 45 Hz.
- USH: 57 Hz.

La velocidad de sincronismo (n_1) cuya expresión es:

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p}$$

Ecuación 7.5 Velocidad de sincronismo

Donde p es el número de pares de polos.

La velocidad de giro del motor que en este caso es $n = 1445 \text{ rpm}$. Por tanto el deslizamiento será:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}$$

Ecuación 7.6 Deslizamiento

Por tanto $s = 0.05882352941$

Las señales se han muestreado a las siguientes frecuencias:

- 8000 Hz.
- 1024 Hz.
- 256 Hz.

Los casos que se van a analizar a continuación son los siguientes:

- Frecuencia de muestreo: 8000 Hz.
 - Número de puntos: 8000. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 8004. Resolución en frecuencia: 0,999 Hz.
 - Número de puntos: 80000. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.
 - Número de puntos: 4000. Resolución en frecuencia: 2 Hz.
- Frecuencia de muestreo: 1024 Hz.
 - Número de puntos: 1024. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 1026. Resolución en frecuencia: 0,998 Hz.
 - Número de puntos: 10240. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.
 - Número de puntos: 512. Resolución en frecuencia: 2 Hz.
- Frecuencia de muestreo: 256 Hz.
 - Número de puntos: 256. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 258. Resolución en frecuencia: 0,992 Hz.
 - Número de puntos: 2560. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.
 - Número de puntos: 128. Resolución en frecuencia: 2 Hz.

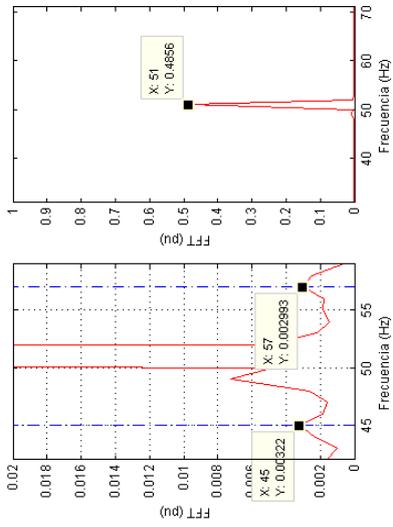


Figura 7.23 Señal de intensidad muestreada a una $f_s = 8000$ Hz y número de puntos $N = 80000$

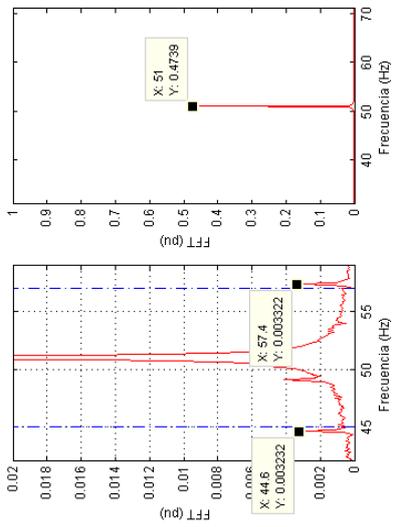


Figura 7.21 Señal de intensidad muestreada a una $f_s = 8000$ Hz y número de puntos $N = 8000$

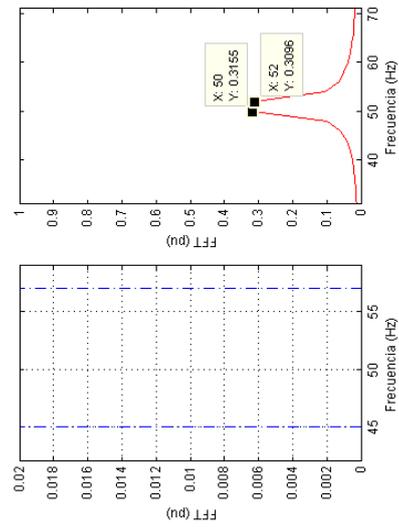


Figura 7.24 Señal de intensidad muestreada a una $f_s = 8000$ Hz y número de puntos $N = 4000$

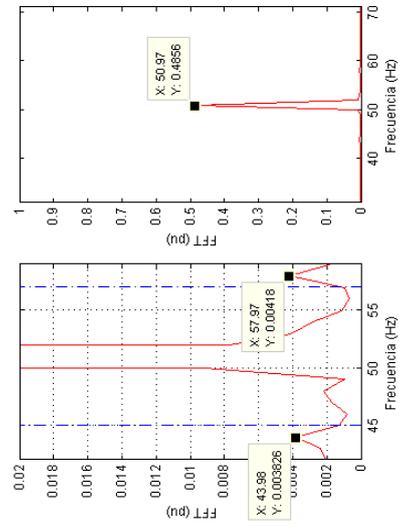


Figura 7.22 Señal de intensidad muestreada a una $f_s = 8000$ Hz y número de puntos $N = 8004$

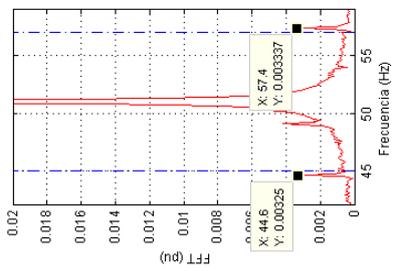
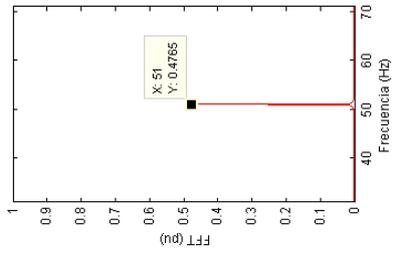
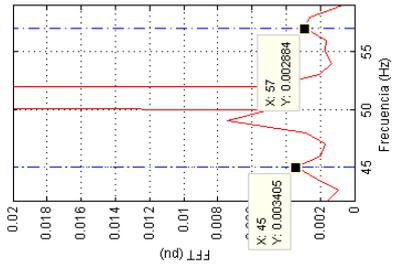
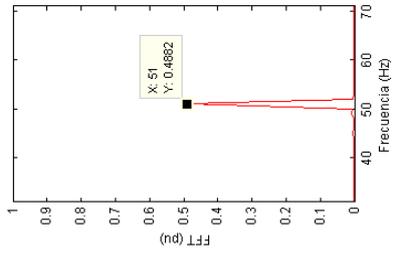


Figura 7.25 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024$ Hz y número de puntos $N=1024$

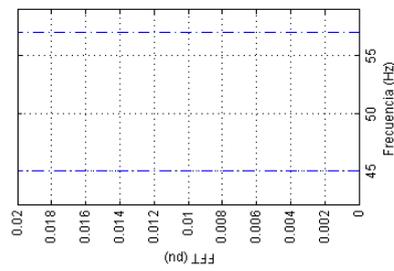
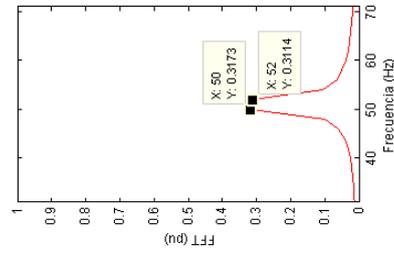
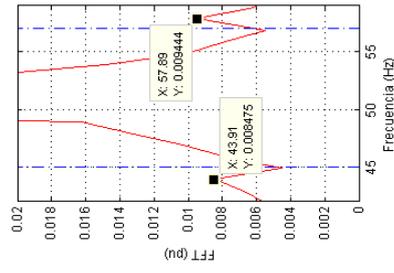
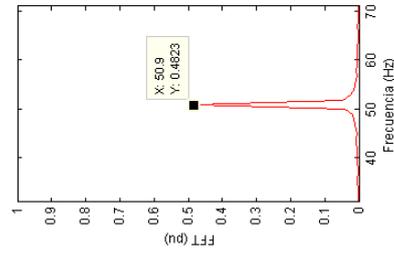


Figura 7.26 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024$ Hz y número de puntos $N=1026$

Figura 7.27 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024$ Hz y número de puntos $N=10240$

Figura 7.28 Señal de intensidad muestreada a una $fs=1024$ Hz y número de puntos $N=512$

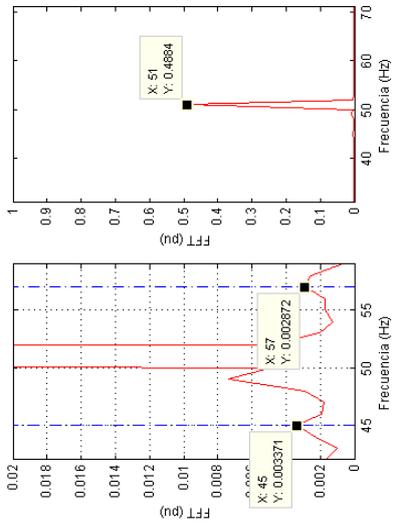


Figura 7.29 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=256$

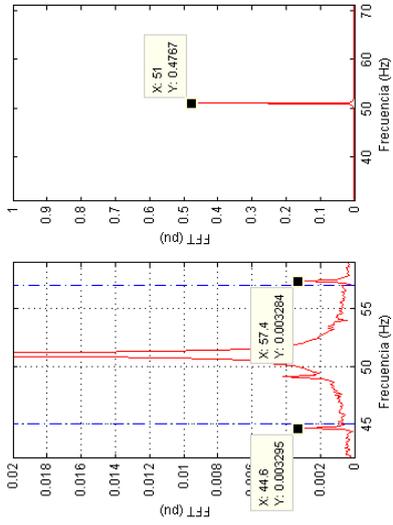


Figura 7.31 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=2560$

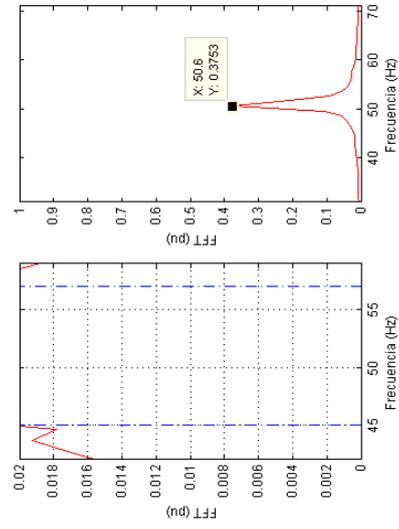


Figura 7.30 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=258$

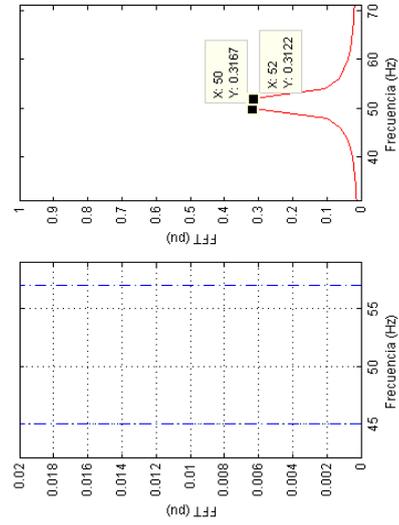


Figura 7.32 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=128$

Observando la figura 7.21 con una frecuencia de muestreo $f_s = 8000 \text{ Hz}$ y 8000 puntos se puede ver que aparece el armónico de 51 Hz perfectamente sin fuga espectral. Esto se puede comprobar en las dos imágenes de la figura 19. En la parte derecha se observa claramente el armónico de 51 Hz con una energía elevada (0,4856 pu). En la parte izquierda de la misma figura se ha representado el detalle alrededor del armónico principal y en el rango de frecuencias donde se observan los armónicos del fallo de barras que coinciden con la posición aproximada, marcada esta con las líneas discontinuas, de valores LSH=45 Hz y USH=57 Hz.

Este resultado es el que cabía de esperar debido a que la resolución, que es el cociente entre la frecuencia de muestreo y el número de puntos en este caso da un número exacto que es 1 Hz. Como se vio en el capítulo 5, si la frecuencia a observar es un múltiplo entero de la resolución en frecuencia (51 Hz entre 1 Hz), se reduce el efecto de la fuga espectral.

La figura 7.22, se ha obtenido con los siguientes parámetros: se cambia el número de puntos a $N=8004$, y la frecuencia de muestreo se mantiene en $f_s = 8000 \text{ Hz}$. La resolución espectral en este caso es $\frac{f_s}{N} = \frac{8000}{8004} = 0,999 \text{ Hz}$. En la imagen derecha de la figura 7.22, se puede observar que el valor del eje de abscisas que indica la frecuencia de la componente fundamental es de 50,97 Hz y no 51 Hz. El armónico fundamental no es múltiplo entero de la resolución en frecuencia, por lo que no es posible detectarlo con exactitud en el espectro. Como resultado, también aparece fuga espectral.

En la imagen izquierda de la figura 7.22, se observa como en torno al armónico de 51Hz aparecen los dos armónicos de menor energía que están etiquetados para que podamos ver su frecuencia. Estos son el USH y el LSH, de valores USH=57,97 Hz y LSH=43,98 Hz. A pesar de la fuga espectral, sí que se observan ligeramente estos armónicos.

Con este ejemplo se entiende muy bien que a nada que varíe ligeramente el número de puntos, por tanto, variará la resolución y se producen colas espectrales, como ya se comentó anteriormente.

En la figura 7.23 de nuevo la frecuencia de muestreo se mantiene en $f_s = 8000 \text{ Hz}$, variando el número de puntos a $N = 10 \cdot f_s = 80000$. En la imagen de la izquierda se pueden ver dos armónicos en torno al fundamental (51 Hz), y en la imagen de la derecha se observa el armónico de 51 Hz perfectamente con muy poca fuga espectral. En este caso, la resolución espectral es $\frac{f_s}{N} = \frac{8000}{80000} = 0,1 \text{ Hz}$.



En este ejemplo, se han utilizado más puntos para calcular el espectro de la señal. La resolución espectral es mejor y la frecuencia fundamental es múltiplo entero de la misma. A pesar de ello, sigue habiendo fuga espectral. Esto es debido a que se añaden ceros hasta que el número de puntos sea potencia entera de 2, esto ya se comentó anteriormente con la figura 7.4.

En la figura 7.24. la $f_s = 8000 \text{ Hz}$, y $N = 4000$. En este caso la resolución obtenida será $\frac{f_s}{N} = \frac{8000}{4000} = 2 \text{ Hz}$. En este caso, el efecto de fuga espectral es mucho mayor que en la figura 7.22, pero la resolución en frecuencia es tan pobre, que no es posible observar los armónicos de fallo. El armónico principal no se puede calcular correctamente debido a que el valor de este es 51 Hz y no es múltiplo de la resolución. Está entre los valores que he etiquetado, 50 Hz y 52 Hz.

A continuación, se realizarán los mismos pasos, pero con una señal muestreada a una frecuencia de muestreo $f_s = 1024 \text{ Hz}$, que es potencia entera de 2. Los espectros de la figura 7.23 se han obtenido empleando 1024 puntos, es decir, con una resolución espectral de 1 Hz. Aparentemente, esta figura es similar a la figura 7.21. Sin embargo, la energía del armónico fundamental es distinta. La fuga espectral parece ser la misma y se observan también los armónicos de fallo de barras. En este caso, tanto la frecuencia de muestreo como el número de puntos son potencias enteras de 2. Esto garantiza que no se añaden ceros a la señal y la FFT se aplica de forma computacionalmente eficiente.

En los cálculos realizados para obtener los espectros de la figura 7.26 se ha mantenido la frecuencia de muestreo, pero el número de puntos se ha incrementado sólo en dos valores, hasta 1026. De esta forma, la resolución espectral es $\frac{f_s}{N} = \frac{1024}{1026} = 0,998 \text{ Hz}$. Los efectos sobre el espectro son importantes. No se detecta correctamente la frecuencia fundamental, que ahora, aparentemente es 50,9 Hz. La fuga espectral es aún mayor que en la figura 7.20.

La figura 7.27 se ha obtenido aumentando el número de puntos en 10 veces la frecuencia de muestreo y los resultados obtenidos son prácticamente igual que para el caso anterior de la figura 7.23. La resolución en frecuencia también es 0,1 Hz. La fuga espectral es mínima y se observan los armónicos de fallo alrededor del fundamental. Las amplitudes de estos armónicos son ligeramente diferentes. En este caso, el número de puntos no es potencia entera de 2 y Matlab añadirá ceros a la señal original.



En la figura 7.28, el número de puntos se ha reducido a la mitad. La resolución en frecuencia es, por tanto, 2 Hz. Los resultados son similares a los presentados en la figura 7.24.

A continuación, se realizará el análisis de la señal de intensidad muestreada a una frecuencia $f_s = 256\text{Hz}$. En primer lugar, la figura 7.29, obtenida con 256 Hz, es decir, con una resolución en frecuencia de 1 Hz, es muy similar a las figuras 7.21 y 7.25. Por tanto, las apreciaciones observadas también podrán aplicarse en este caso.

La figura 7.30 se obtuvo incrementando el número de puntos a 258. La resolución obtenida es la siguiente: $\frac{f_s}{N} = \frac{256}{258} = 0.992$. Como en casos anteriores similares, figuras 7.22 y 7.26, se observa el efecto de la fuga espectral, pero en este caso con una mayor dimensión. Tanto es así que en la imagen de la izquierda no llegamos a observar la representación debido al efecto de la gran fuga espectral que aparece.

La figura 7.31 es similar a las figuras 7.23 y 7.27 y por tanto las observaciones también se podrán aplicar en este caso de igual forma.

La figura 7.32 es similar a las figuras 7.24 y 7.28 por tanto las observaciones también se podrán aplicar en este caso de igual forma.

El análisis de los resultados obtenidos hasta ahora es muy similar al que se obtuvo con el primer experimento con el análisis entorno al armónico de 20 Hz, por tanto, las conclusiones son iguales. La única diferencia que se ha observado es que el efecto de las fugas espectrales sobre todo en las figuras 7.24, 7.28, 7.32 es mucho más importante comparado a las figuras 7.5, 7.9, 7.13.

Fs (Hz)	N puntos	Resolución (Hz)	F1		LSH		USH	
			Hz	Amplitud	Hz	Amplitud	Hz	Amplitud
8000	8000	1	51	0,4856	45	0,00322	57	0,002993
	8004	0,999	50,97	0,4856	43,98	0,003826	57,97	0,00418
	80000	0,1	51	0,4739	17,7	0,003232	57,4	0,003322
1024	4000	2	50-52	0,3155-0,3096	--	--	--	--
	1024	1	51	0,4882	45	0,003405	57	0,002884
	1026	0,998	50,9	0,4823	44,91	0,004484	56,89	0,005461
256	10240	0,1	51	0,4765	44,6	0,00325	57,4	0,003337
	512	2	50-52	0,3173-0,3114	--	--	--	--
	256	1	51	0,4884	45	0,003371	57	0,002872
2560	258	0,995	50,6	0,3753	--	--	--	--
	2560	0,1	51	0,4767	44,6	0,003295	57,4	0,003264
	128	2	50-52	0,3167-0,3122	--	--	--	--

En la Tabla 7.3, se muestra un resumen de los resultados obtenidos. Análisis del armónico de 51Hz.

Como comentamos en el estudio anterior del armónico de 20 Hz, también en este caso hemos querido mostrar las siguientes figuras 7.33 a 7.38 eligiendo la frecuencia de muestreo de 256 Hz y variando el número de puntos: 256, 512, 1024, 2048, 4096 y 8192.

El número de puntos utilizado en todos los casos es potencia entera de dos y por tanto, el armónico fundamental de 51 Hz se podrá observar perfectamente. También podremos observar los armónicos USH Y LSH de menor energía gracias al aumento de resolución, que aumenta según aumentamos el número de puntos.

Todos los resultados están recogidos en la tabla 7.4.

Fs (Hz)	N puntos	Resolución (Hz)	F1		LSH		USH	
			Hz	Amplitud	Hz	Amplitud	Hz	Amplitud
256	256	1	51	0,4884	45	0,003371	57	0,002872
	512	0,5	51	0,4846	44,5	0,003218	57,5	0,004303
	1024	0,25	51	0,4808	44,75	0,003145	57,25	0,002881
	2048	0,125	51	0,4787	44,63	0,003846	57,38	0,004036
	4096	0,0625	51	0,4709	44,63	0,003746	57,38	0,003642
	8192	0,03125	51	0,4439	44,66	0,003387	57,34	0,00273

Tabla 7.4. Resumen de los resultados obtenidos para Fs=256Hz y N potencias de dos.

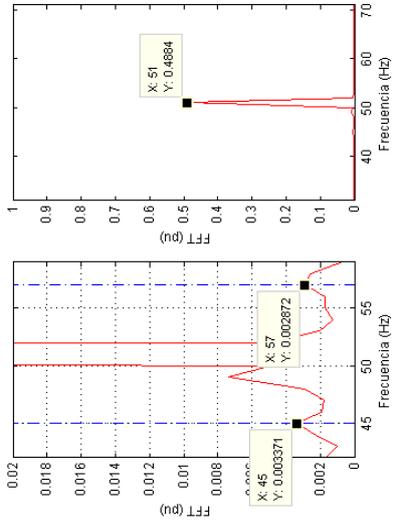


Figura 7.33 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=256$

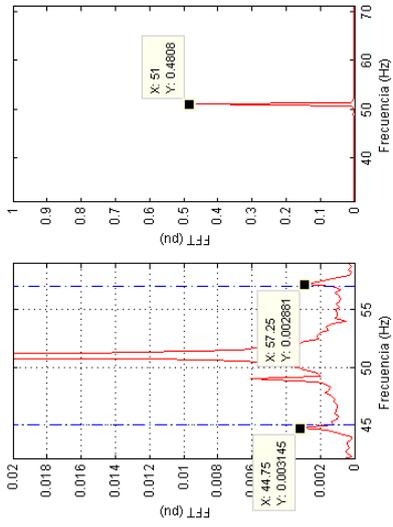


Figura 7.35 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=1024$

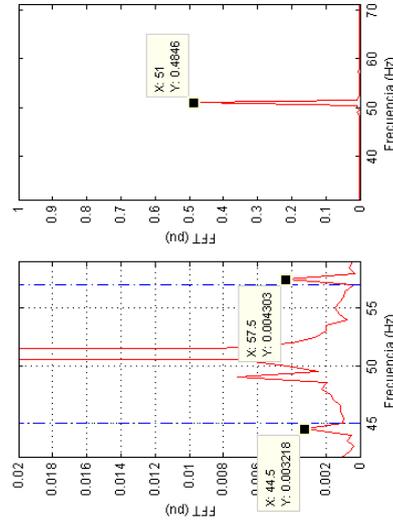


Figura 7.34 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=512$

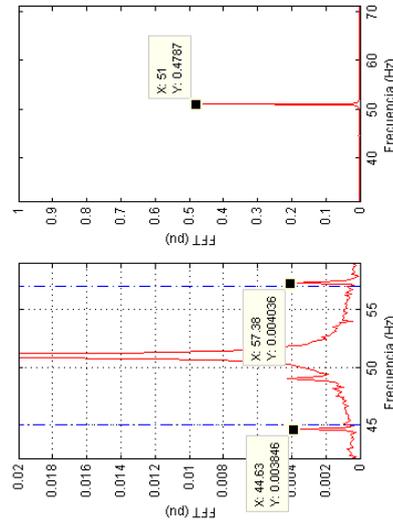


Figura 7.36 Señal de intensidad muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=2048$

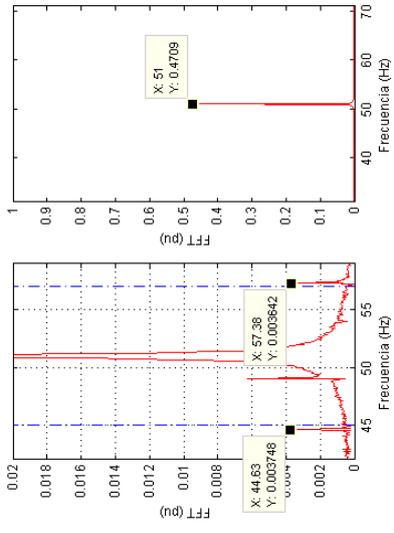


Figura 7.37 Señal de intensidad muestreada a una $f_s = 256$ Hz y número de puntos $N = 4096$

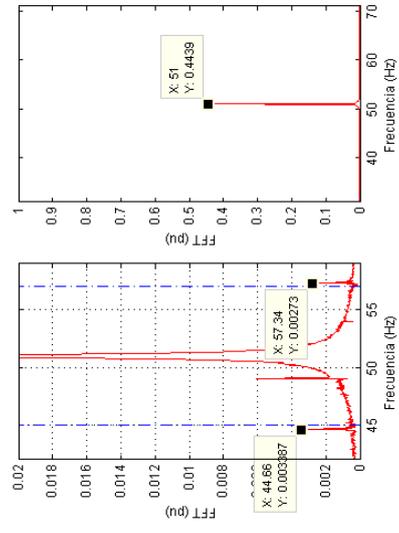


Figura 7.38 Señal de intensidad muestreada a una $f_s = 256$ Hz y número de puntos $N = 8192$

Además de las señales de intensidad analizadas también hemos obtenido del estudio las señales de tensión y flujo magnético para las diferentes frecuencias y número de puntos que hemos utilizado en el análisis de la corriente. A continuación, en la figura 7.40 y figura 7.42 podremos observar los espectros de las tensiones, en la figura 7.39 el armónico de 20 Hz y en la otra figura el armónico de 51 Hz. En la tensión no aparecen armónicos de fallo. Es decir, sólo debería aparecer el armónico fundamental.

La señal de tensión tiene la siguiente forma, que se puede observar en la figura 7.39.

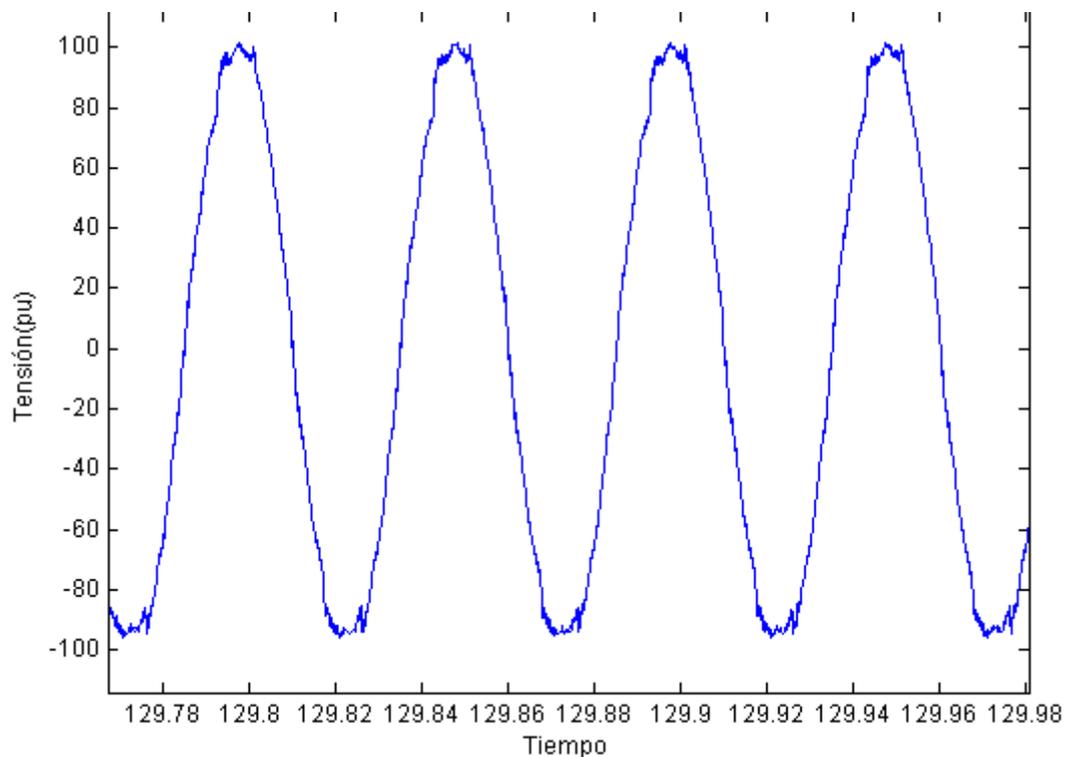


Figura 7.39 Señal de tensión generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 20Hz

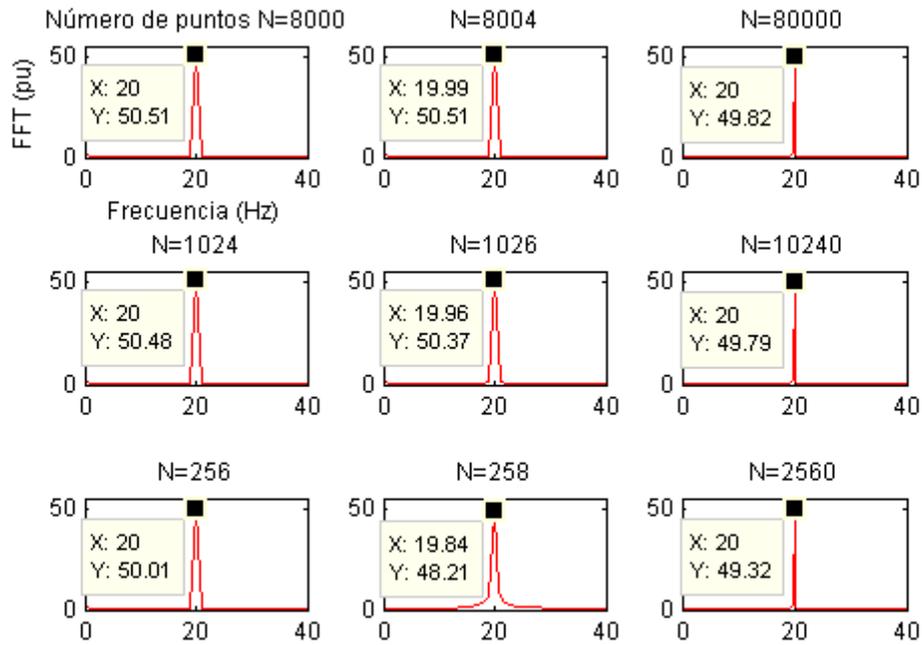


Figura 7.40 Armónico de 20Hz de las señales de tensión para diferentes frecuencias y número de puntos

La forma de la señal de tensión para una frecuencia de alimentación de 51 Hz se observa en la figura 7.41:

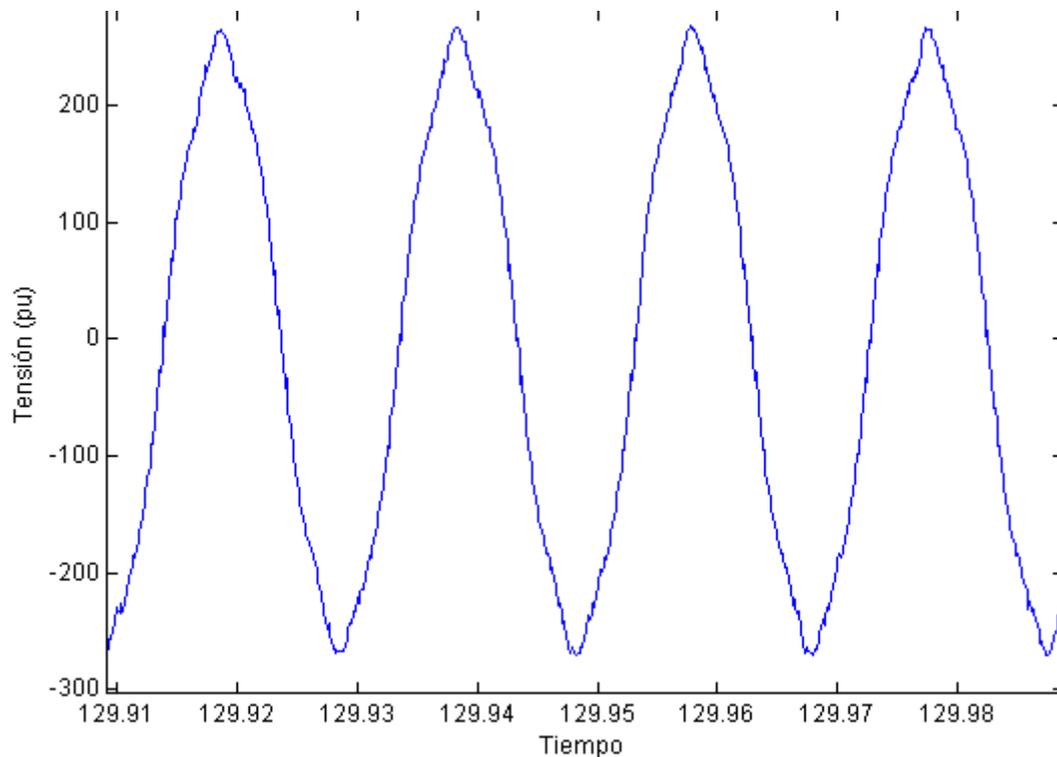


Figura 7.41 Señal de tensión generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 51Hz

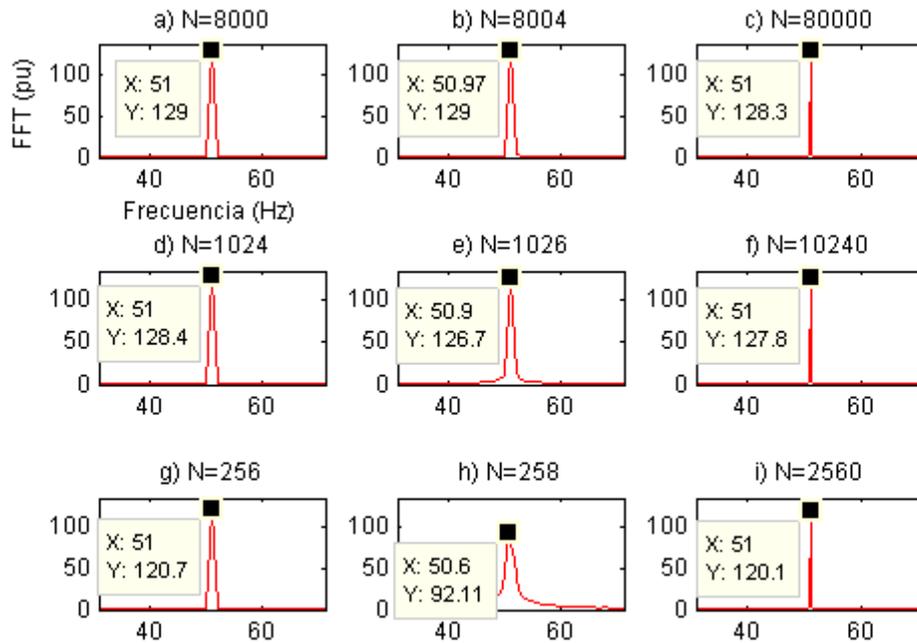


Figura 7.42 Armónico de 51Hz de las señales de tensión para diferentes frecuencias y número de puntos

Las conclusiones obtenidas de este estudio son similares a las obtenidas para el análisis de la intensidad. Se puede observar que para la frecuencia de muestreo de 256 Hz y número de puntos $N=258$ en las dos figuras la imagen h) el efecto de fuga espectral es bastante importante. También se observa que según se aumenta el número de puntos y mientras sea éste potencia entera de dos, aumenta la resolución y por tanto la precisión es mayor, consiguiendo disminuir el efecto de fuga espectral. Por último, se llega a la conclusión de que eligiendo la frecuencia de muestreo de 256 Hz es suficiente para analizar los armónicos de 20 Hz y 51 Hz. Esto también se observó anteriormente en el análisis de la corriente.

Para finalizar, analizaremos las señales de flujo obtenidas. La forma de la señal de flujo para una frecuencia de la tensión de alimentación de 50Hz se observa en la figura 7.43.

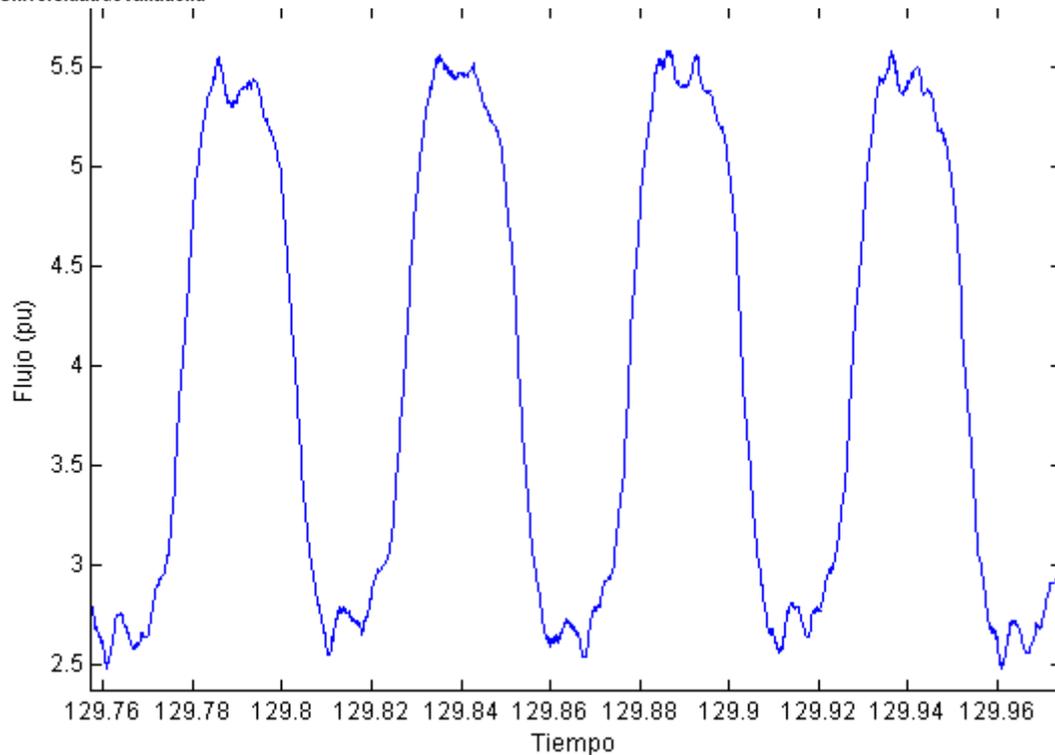


Figura 7.43 Señal de flujo generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 20Hz

En este caso del flujo la frecuencia de los armónicos de fallo se calcula con la siguiente expresión [CEB2012]:

$$f_{brb1} = f_1 \cdot s$$

$$f_{brb2} = f_1 \cdot s \cdot 3$$

Ecuación 7.7 Frecuencia de los armónicos de fallo para el flujo magnético

donde f_1 es la frecuencia fundamental y s es el deslizamiento. Por lo tanto, las frecuencias de los dos armónicos de fallo deberían ser las siguientes:

- f_{brb1} : 1,16 Hz.
- f_{brb2} : 3,49 Hz.

Las señales se han muestreado a las siguientes frecuencias:

- 8000 Hz.
- 256 Hz.



Los casos que se van a analizar a continuación son los siguientes:

- Frecuencia de muestreo: 8000 Hz.
 - Número de puntos: 8000. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 8004. Resolución en frecuencia: 0,999 Hz.
 - Número de puntos: 80000. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.
- Frecuencia de muestreo: 256 Hz.
 - Número de puntos: 256. Resolución en frecuencia: 1 Hz.
 - Número de puntos: 258. Resolución en frecuencia: 0,992 Hz.
 - Número de puntos: 2560. Resolución en frecuencia: 0,1 Hz.

En este caso observa que no aparecen armónicos de menor energía entorno al principal hasta que no aumentamos la resolución, es decir el número de puntos, figura 7.43 y figura 7.46. En estos casos, el efecto de fugas espectrales prácticamente no se observa. Lo único que al aumentar la resolución se podrá observar en la imagen de la izquierda los armónicos de menor energía.

En el caso de la figura 7.45 el efecto de fugas espectrales es bastante importante, dando como resultado que no se llegue a observar en la imagen de la izquierda su representación.

En este caso también hemos escogido la frecuencia de muestreo de 256 Hz y hemos ido aumentando el número de puntos, todos ellos, potencia entera de dos para observar el comportamiento.

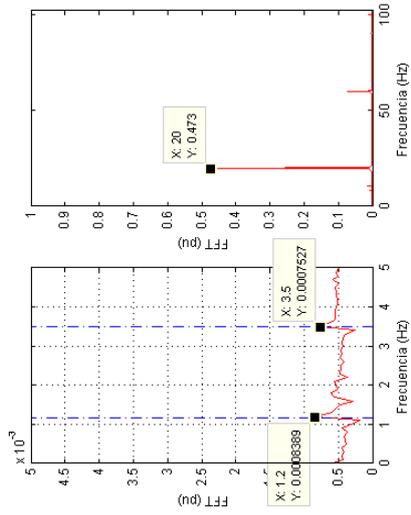


Figura 7.46 Señal de flujo muestreada a una $fs=8000$ Hz y número de puntos $N=80000$

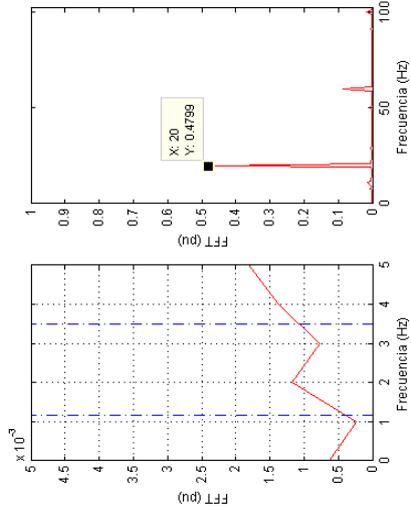


Figura 7.44 Señal de flujo muestreada a una $fs=8000$ Hz y número de puntos $N=8000$

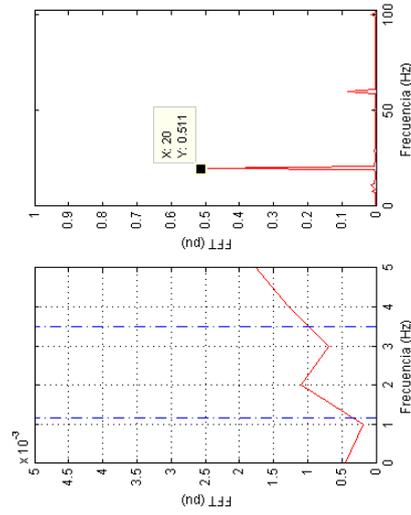


Figura 7.47 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=256$

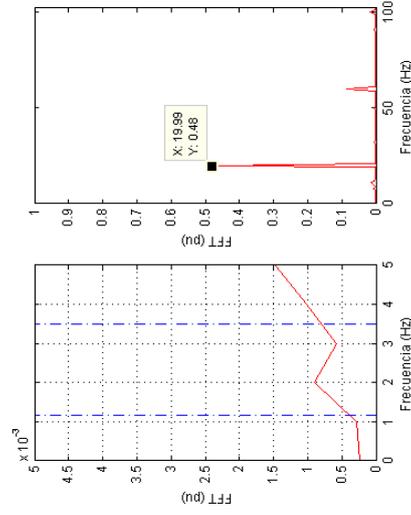


Figura 7.45 Señal de flujo muestreada a una $fs=8000$ Hz y número de puntos $N=8000$

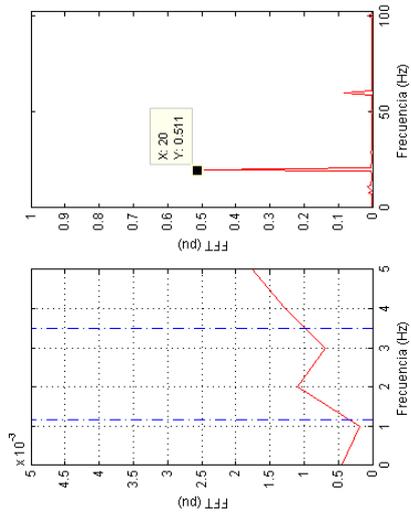


Figura 7.50 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=256$

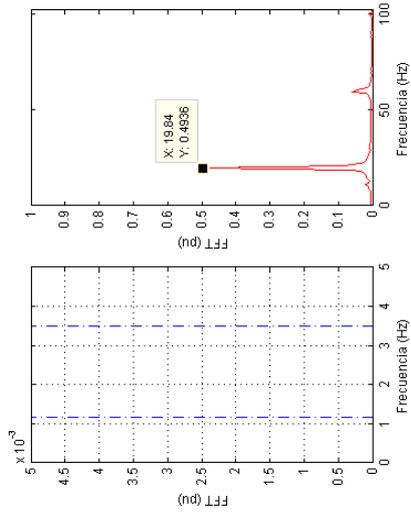


Figura 7.48 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=258$

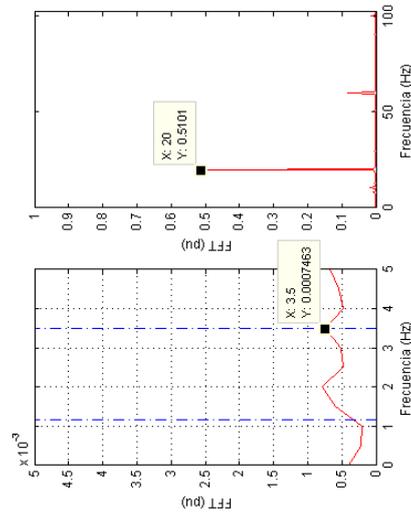


Figura 7.51 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=512$

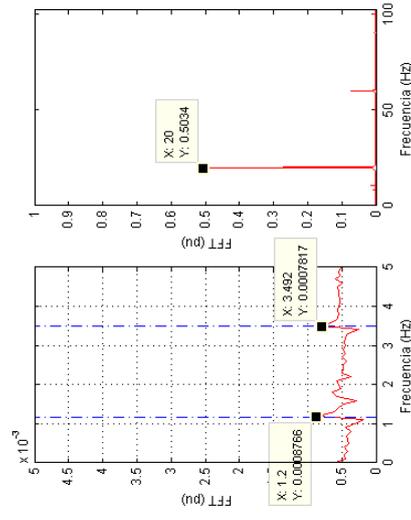


Figura 7.49 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=2560$

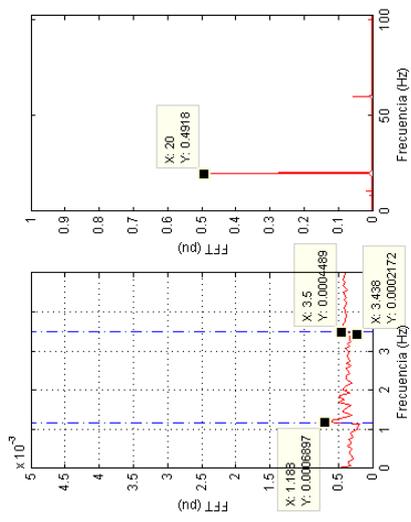


Figura 7.54 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=4096$

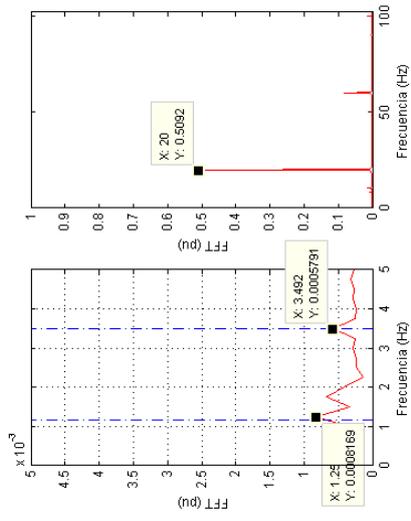


Figura 7.52 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=1024$

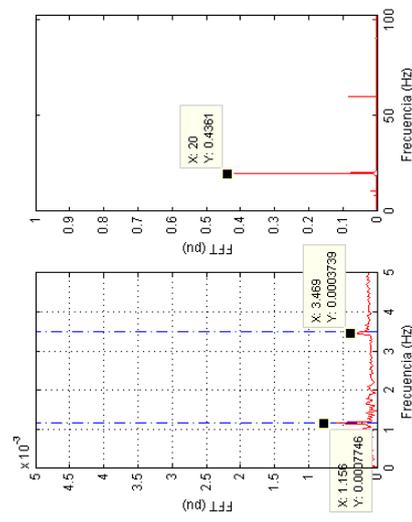


Figura 7.55 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=8192$

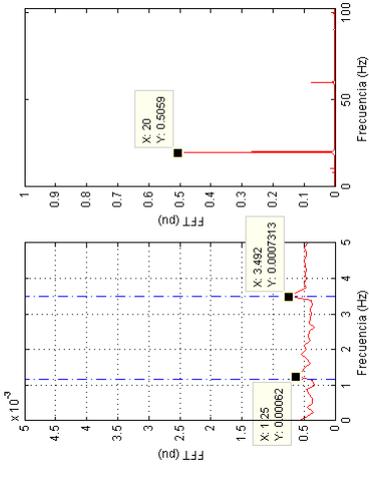


Figura 7.53 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=2048$

Se observan los mismos comentarios que hicimos para el análisis de la tensión. Para observar en este caso el armónico de estudio no es necesario utilizar una frecuencia de muestreo tan alta como 8000 Hz, con la de 256 Hz valdría incluso con menor frecuencia. En este caso lo que vamos variando es el número de puntos, y por tanto vamos aumentando la resolución, esto hace que podamos observar los armónicos de fallo y el efecto de fuga espectral se reduzca.

Los resultados quedan reflejados en la siguiente tabla 7.5.

Fs (Hz)	N puntos	Resolución (Hz)	F1		f_{brb1}		f_{brb2}	
			Hz	Amplitud	Hz	Amplitud	Hz	Amplitud
8000	8000	1	20	0,4799	--	--	--	--
	8004	0,999	20	0,48	--	--	--	--
	80000	0,1	20	0,473	1,2	0,0008389	3,5	0,0007527
256	256	1	20	0,511	--	--	--	--
	258	0,992	20	0,4936	--	--	--	--
	2560	0,1	20	0,5034	1,2	0,0008766	3,492	0,0007817
	512	0,5	20	0,5101	--	--	3,5	0,0007463
	1024	0,25	20	0,5092	1,25	0,0008169	3,429	0,0005791
	2048	0,125	20	0,5059	1,25	0,00062	3,492	0,0007313
	4096	0,0625	20	0,4918	1,188	0,0006897	3,438	0,0002172
	8192	0,03125	20	0,4361	1,158	0,0007746	3,469	0,0003739

Tabla 7.5. Resumen de los resultados obtenidos. Análisis del armónico de 20Hz de la señal de flujo.

A continuación, en la figura 7.56 la forma de la señal del flujo para una frecuencia de la tensión de alimentación de 51 Hz.

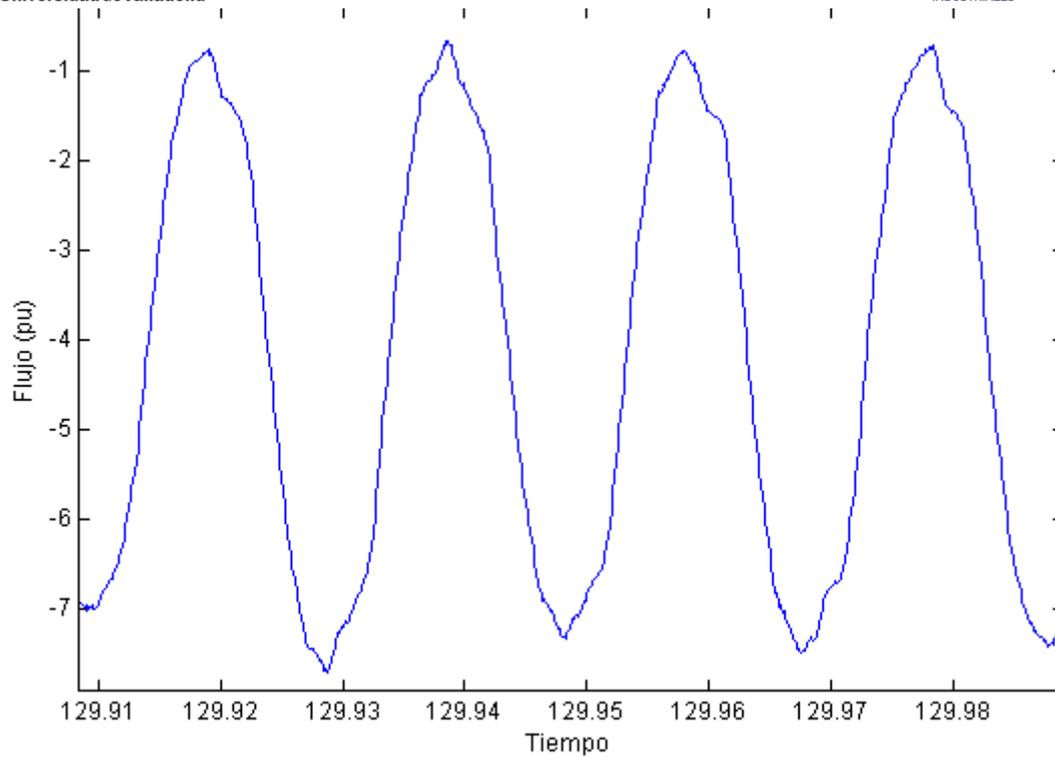


Figura 7.56 Señal de flujo generada a $f_s=8000\text{Hz}$ y frecuencia de la tensión de alimentación 51Hz

Para el estudio del armónico de 51 Hz los armónicos de fallo siguiendo las ecuaciones siguientes, serán:

- f_{orb1} : 2,99 Hz.
- f_{orb2} : 8,99 Hz.

Las señales se han muestreado a las siguientes frecuencias, como en el análisis del armónico de 20 Hz

- 8000 Hz.
- 256 Hz.

Los casos que se van a analizar son los mismos que en caso del estudio del armónico de 20 Hz.

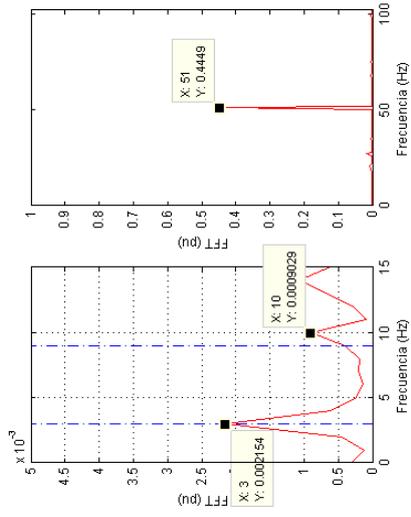


Figura 7.57 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000$ Hz y número de puntos $N=8000$

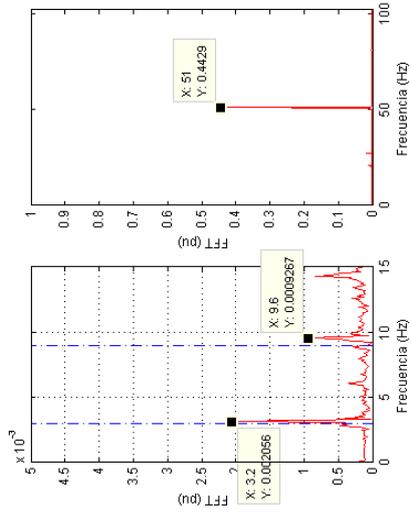


Figura 7.59 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000$ Hz y número de puntos $N=8004$

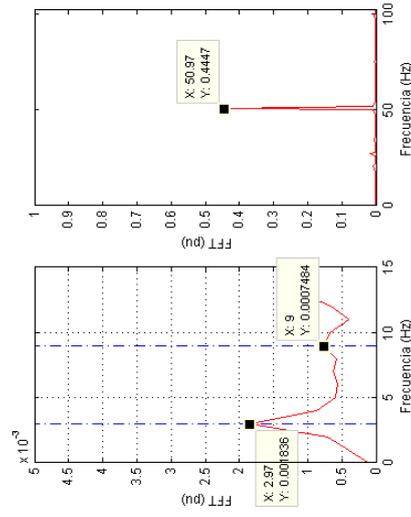


Figura 7.58 Señal de flujo muestreada a una $f_s=8000$ Hz y número de puntos $N=8004$

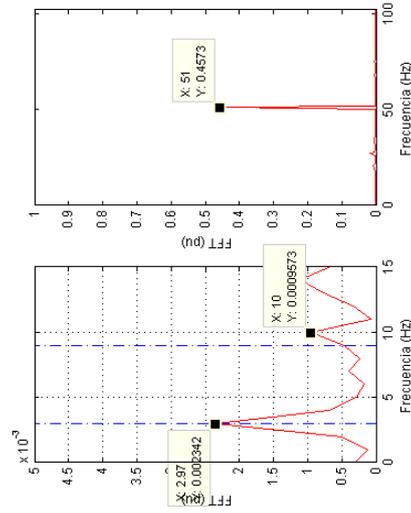


Figura 7.60 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=256$

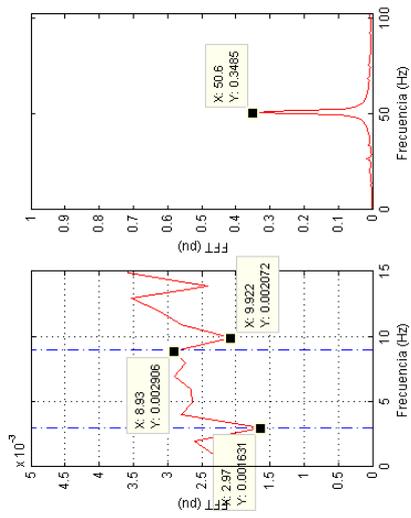


Figura 7.61 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=258$

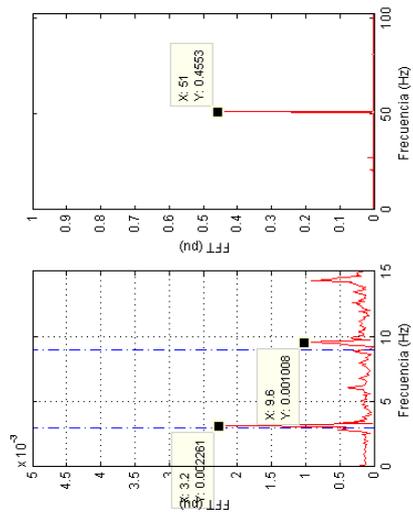


Figura 7.62 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=2560$



En este caso observamos en las figuras 7.53,7.54,7.55,7.56,7.57 y 7.58 que aparecen armónicos de menor energía.

En este caso también hemos escogido la frecuencia de muestreo de 256 Hz y hemos ido aumentando el número de puntos, todos ellos potencia entera de dos para observar el comportamiento.

Se puede observar que según se aumenta el número de puntos la amplitud de los armónicos de fallo es mayor, a excepción de la figura 7.57. En el cual no se observan correctamente los armónicos de fallo.

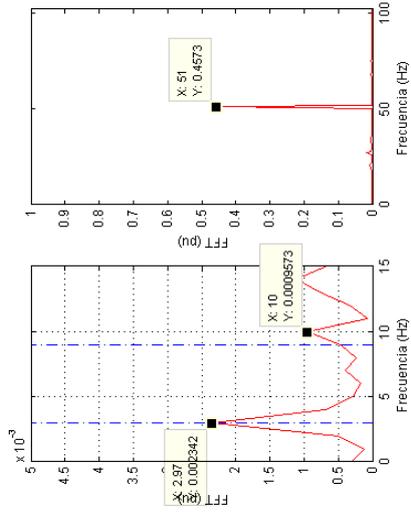


Figura 7.63 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=256$

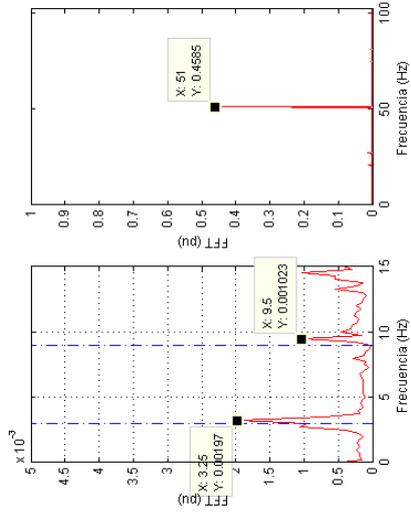


Figura 7.65 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=1024$

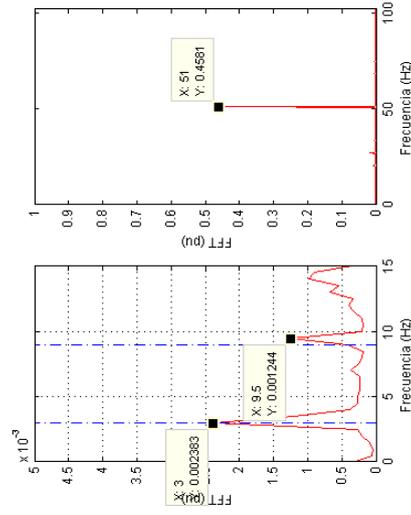


Figura 7.64 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=512$

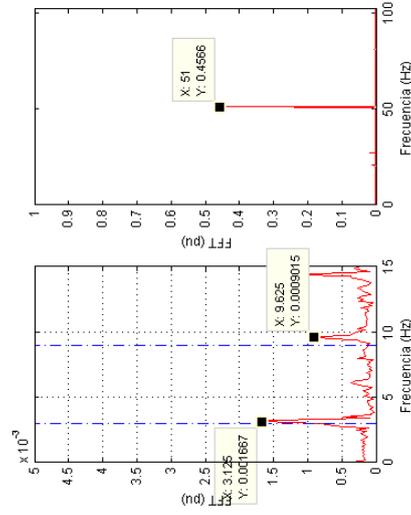


Figura 7.66 Señal de flujo muestreada a una $fs=256$ Hz y número de puntos $N=2048$

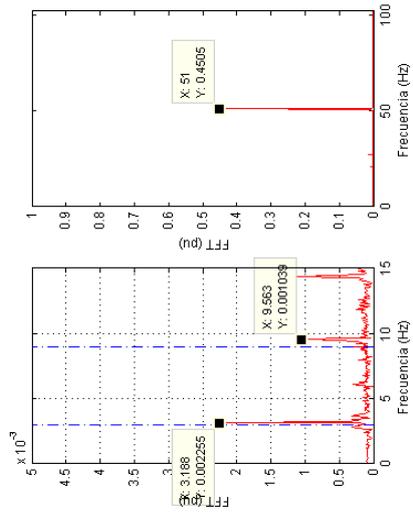


Figura 7.67 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=4096$

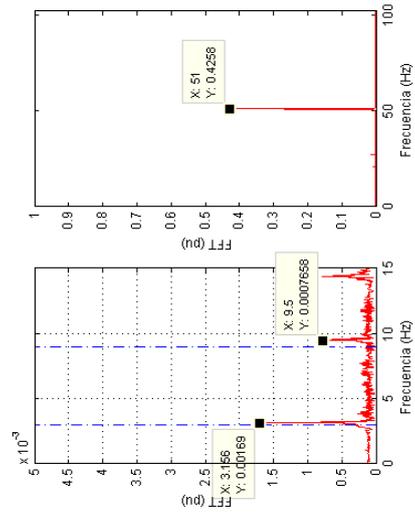


Figura 7.68 Señal de flujo muestreada a una $f_s=256$ Hz y número de puntos $N=8192$



Se observan los mismos comentarios que hicimos para el análisis de la tensión. Para observar en este caso el armónico que queremos no es necesario utilizar una frecuencia de muestreo tan alta como 8000 Hz, con la de 256 Hz nos valdría incluso con menor frecuencia. En este caso lo que vamos variando es el número de puntos, y por tanto vamos aumentando la resolución, esto hace que podamos observar los armónicos de fallo y el efecto de fuga espectral se reduzca.

Los resultados quedan reflejados en la siguiente tabla 7.6.

Fs (Hz)	N puntos	Resolución (Hz)	F1		LSH		USH	
			Hz	Amplitud	Hz	Amplitud	Hz	Amplitud
8000	8000	1	51	0,4449	3	0,002154	10	0,0009028
	8004	0,999	51	0,4447	2,97	0,001836	9	0,0007484
	80000	0,1	51	0,4429	3,2	0,002056	9,6	0,0009267
256	256	1	51	0,4573	2,97	0,002342	10	0,0009573
	258	0,992	51	0,3485	2,97	0,001631	9,922	0,002072
	2560	0,1	51	0,4553	3,2	0,002261	9,6	0,001006
	512	0,5	51	0,4581	3	0,002383	9,5	0,001244
	1024	0,25	51	0,4585	3,25	0,00197	9,5	0,001023
	2048	0,125	51	0,4566	3,125	0,001667	9,625	0,0009015
	4096	0,0625	51	0,4505	3,188	0,002255	9,563	0,001039
8192	0,03125	51	0,4258	3,156	0,00169	9,5	0,0007858	

Tabla 7.6. Resumen de los resultados obtenidos. Análisis del armónico de 51Hz de la señal de flujo.



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES



8. Conclusiones.

Se presentan en este capítulo, las conclusiones que se pueden obtener de los resultados mostrados en los capítulos anteriores:

Para poder analizar las representaciones espectrales de las diferentes señales, se ha llevado a cabo un estudio previo adquiriendo los conocimientos básicos sobre la Transformada de Fourier y sus diferentes variantes, entre ellas la Transformada Rápida de Fourier que es la que está implementada en Matlab.

En el análisis de los resultados se ha podido comprobar cómo afecta el número de puntos y la frecuencia de muestreo que se elija para poder observar los armónicos de fallo.

La relación entre estos dos parámetros es lo que se denomina resolución en frecuencia y dependiendo de su valor se podrá observar mejor o peor los armónicos de fallo y el armónico principal, y además se podrá observar más o menos el efecto de las fugas espectrales.

Después de analizar las señales de intensidad, tensión y flujo magnético de un motor con barras rotas, alimentado a dos frecuencias distintas, a 20 Hz y 51 Hz, se observa:

- Para poder analizar lo que sucede en torno al armónico de 20 Hz como el de 51 Hz no es necesario escoger la frecuencia de muestreo de 8000 Hz, con una frecuencia de muestreo de 256 Hz es suficiente e incluso podría ser menor. Los resultados obtenidos son iguales.
- El número de puntos también afecta en el sentido de que: por un lado, si este número de puntos no se puede expresar como potencia entera de dos puede producir en el espectro fugas espectrales. Una mala elección puede ocasionar que no se calcule correctamente la frecuencia de los armónicos, incluso los de más energía y que otros armónicos no sean detectados por una pobre resolución espectral o por las colas espectrales. La dispersión de la energía de otros armónicos impide la observación de otros de menor energía, que quedan enterrados en las colas espectrales.



Por otro lado, como se estudió en el caso de mantener la frecuencia de muestreo a 256 Hz y aumentando el número de puntos (todos estos valores potencia entera de dos), aumentaba la resolución y por tanto se observaban mucho mejor los armónicos de fallo y se reducía el efecto de las fugas espectrales considerablemente.

- Otro aspecto que se ve afectado al variar la resolución espectral es la amplitud de los armónicos, que corresponde a la energía de los armónicos. En los diferentes casos estudiados se ha ido modificando.



9. Bibliografía

[ACO2007] Acosta Lazo, G.G. y Verucchi, C (2007). *Técnicas de Detección y Diagnóstico de Fallos en Máquinas Eléctricas de Inducción*. IEEE Latin America Transactions, Volumen 5, Nº 1.

[ALO2015] Alonso Martínez, A. (2015). *Aplicación del método MCSA en el análisis del estado de motores de inducción de una industria ferroviaria*. Trabajo Fin de Carrera, Universidad de Valladolid.

[BLA2013] Blandford Kent, D. (2013). *Introduction to digital signal processing*. Boston Pearson.

[CEB2012] Ceban, A., Pusca, R. y Romary, R. (2012). *Study of Rotor Faults in Induction Motors Using External Magnetic Field Analysis*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 59, Nº 5, pp. 2082-2093.

[DEL1984] Deleroi, W. (1984). Broken bar in a squirrel-cage rotor of an induction motor – Description by superimposed fault-currents. Archiv für elektrotechnik, Volumen 67, pp. 91-99.

[DÍA2011] Díaz Sánchez, D. (2011) *Diagnóstico de fallas en motores de inducción tipo jaula de ardilla mediante la aplicación de métodos híbridos*. Tesis Doctoral, Santiago de Cali (Colombia).

[DUQ2005] Duque Pérez, Ó. y Pérez Alonso, M. (2005). *Motores de inducción: técnicas de mantenimiento predictivo*. Editorial @becedario.

[FRA2008] Fraile Mora, J. (2008, Sexta Edición). *Máquinas Eléctricas*. Mc Graw Hill.

[FRA2016] Fradejas Ordax , Á. (2016) *Aplicación de la técnica de estimación espectral MUSIC y de la transformada de Park para la detección de fallos en motores de inducción*. Trabajo Fin de Grado, Universidad de Valladolid.

[OPP1998] Oppenheim, A., Willsky, A., y Hamid Nawab, S. (1998, Segunda Edición). *Señales y Sistemas*. PHH.

[PUC2008] Puche Panadero, R. (2008). *Nuevos métodos de diagnosis de excentricidad y otras asimetrías rotóricas en máquinas eléctricas de inducción a través del análisis de la corriente estática*. Tesis Doctoral, Universidad Politécnica de Valencia.

[RAD2010] Radu, C. (2010). *The most common causes of bearing failure and the importance of bearing lubrication*. RKB Technical Review.



Universidad de Valladolid



ESCUELA DE INGENIERÍAS
INDUSTRIALES

[ROD2013] Rodríguez Oraá, M.B. (2013). *Detección de fallo de barras en motores de inducción utilizando histogramas*. Trabajo Fin de Carrera, Universidad de Valladolid.

[ROM2016] Romero Troncoso, R.de.J. (2016). *Curso: Tratamiento digital de señales, aspectos teóricos y prácticos*. Universidad de Guanajuato. (México)

[ROM2017] Romero-Troncoso, R. de Jesús (2017). *Multirate Signal Processing to Improve FFT-Based Analysis for Detecting Faults in Induction Motors*. IEEE Transactions on Industrial Informatics, Volumen 13, N° 3, pp. 1291-1300.

[ROS2015] de la Rosa López, R. (2015). *Estudio sobre la viabilidad de los estadísticos de orden superior de la corriente de alimentación como indicadores para determinar el estado de un motor de inducción*. Trabajo fin de Grado, Universidad de Valladolid.