



UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO
PROGRAMA DE MAESTRÍA Y DOCTORADO EN INGENIERÍA
INGENIERÍA ELÉCTRICA - SISTEMAS ELECTRÓNICOS

“Arquitectura en hardware para análisis
multiespectral en máquinas rotatorias de
A.C. implementada en FPGA”

TESIS

QUE PARA OPTAR POR EL GRADO DE:
DOCTOR EN INGENIERÍA

PRESENTA:

M. I. IRVING I. MARTÍNEZ GARCÍA

TUTOR PRINCIPAL
DR. J. MARIO PEÑA CABRERA
IIMAS-UNAM

CIUDAD UNIVERSITARIA, CD. MX., OCTUBRE, 2024.



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: Dr. Pablo Roberto Pérez Alcázar

Secretario: Dr. Fernando Arámbula Cosío

1^{er}. Vocal: Dr. Juan Mario Peña Cabrera

2^{do}. Vocal: Dr. Víctor Manuel Lomas Barrie

3^{er}. Vocal: Dr. Erik Molino Minero Re

México, CDMX, 25 de marzo de 2024

Ciudad Universitaria

Facultad de Ingeniería

TUTOR DE TESIS:
DR. JUAN MARIO PEÑA CABRERA

FIRMA



Este trabajo fue realizado en el IIMAS, DISCA LEAI4.0, UNAM, bajo la dirección del Dr. Juan Mario Peña Cabrera, con apoyo de Conacyt bajo el número de CVU 646178.



Agradezco a Dios, a mi esposa, mi papá, mi mamá, al Dr. Mario a los seres que son parte de mí vida y a cada una de las personas que me apoyaron para realizar mis estudios de Doctorado y a mi alma mater.

Con especial dedicatoria a mi compañera de vida con la cual he recorrido esta parte de mi vida KLD.

ÍNDICE

	Pag.
Capítulo 1- Generalidades	
1.1. Introducción.	1
1.2. Objetivos.	3
1.3. Planteamiento del problema.	4
1.4. Hipótesis	6
1.5. Justificación.	6
1.5.1 Uso de TWD.	6
1.5.2 Método y sistema electrónico.	8
1.6 Metodología.	9
1.7 Contribución.	10
1.7.1 Aportación al conocimiento.	11
Capítulo 2- Estado del arte	
2.1. Introducción.	12
2.2. Análisis y detección de fallas en el rotor de MI utilizando la TWD.	13
Capítulo 3- Marco teórico	
3.1. Motor eléctrico de inducción con rotor jaula de ardilla.	24
3.2. Transformada de Fourier.	29
3.3. Transformada de Fourier de Tiempo Corto.	31
3.4. Transformada Wavelet.	32
3.5. Transformada Wavelet Discreta.	35
3.6. Filtros en cuadratura.	38
3.7. Análisis multi-resolución o multi-espectral.	42

	Pag.
Capítulo 4- Caso de estudio	
4.1 Principio de funcionamiento.	47
4.2 Frecuencias de estudio y rango de interés.	55
Capítulo 5- Método	
5.1 Introducción.	63
5.2 Pre-procesamiento.	65
5.2.1 Sistema aditivo de señal (SAS).	66
5.2.2 Módulo supresor de frecuencia fundamental (MSFF).	67
5.2.3 Módulo de pre-procesamiento de la señal.	68
5.3 MATW y Post-procesamiento.	71
5.3.1 Árbol de descomposición.	71
5.3.2 Análisis con Matlab.	74
5.3.3 Post-procesamiento.	76
Capítulo 6- Implementación y Pruebas	
6.1 Sistema electrónico.	78
6.2 Instrumentación electrónica.	80
6.2.1 Sensor de corriente.	80
6.2.2 Módulo de conversión analógica a digital.	83
6.3 Dispositivo electrónico.	85
6.4 Banco de pruebas.	91
6.5 Pruebas en laboratorio.	94
Capítulo 7- Resultados y Conclusiones	
7.1 Resultados.	97
7.1.1 Análisis a señal sin procesar motor sin carga y saludable.	98

	Pag.
7.1.2 Análisis a señal sin procesar motor sin carga con falla.	99
7.1.3 Análisis a señal con procesar motor sin carga saludable.	100
7.1.4 Análisis a señal con procesar motor sin carga con falla.	100
7.1.5 01-Pruebas a la señal con pre-procesamiento motor en vacío saludable.	103
7.1.6 02-Pruebas a la señal con pre-procesamiento motor en vacío con falla.	106
7.1.7 03-Pruebas a la señal con pre-procesamiento motor con carga saludable.	109
7.1.8 04-Pruebas a la señal con pre-procesamiento motor con carga y falla.	112
7.2 Conclusiones.	117

APENDICES

APENDICE A. Métodos de Conversión Analógico-Digital	127
APENDICE B. Diagramas de conexión de sistemas desarrollados	128
APENDICE C. Análisis con Python	132
APENDICE D. Pruebas AMR en múltiples niveles	134
APENDICE E. Pruebas para determinar filtro pasa bandas s.a.s causal	136
APENDICE F. Programa para cálculo de duración de ciclo de trabajo	140
APENDICE G. Comparación de análisis multi-nivel diferencia entre niveles	154
APENDICE H. Prog. para analizar diferencias entre señal cruda vs la salida del SPFS-1BL	156
APENDICE I. Análisis de señal filtrada motor en vacío con falla	160

ANEXOS

ANEXO 1. Como aplicar Transformada Wavelet en Matlab	178
ANEXO 2. Energía de una señal	179
ANEXO 3. Sensor de corriente (TC)	180
ANEXO 4. Convertidor analógico a digital (ADC ADS1115)	181
ANEXO 5. Arduino due	183
ANEXO 6. Arduino uno	184
ANEXO 7. Módulo Convertidor Serial USB a TTL – FT232RL	185
ANEXO 8. FPGA Cyclone IV	186
ANEXO 9. Valor RMS	187
ANEXO 10. Tipos de números y datos	188
ANEXO 11. Configuraciones de conexiones Driver TB6600- microcontrolador	189
ANEXO 12. Diseño del filtro pasa banda con Matlab para HDL	190
ANEXO 13. Composición de filtro implementados en HDL.	195

ÍNDICE DE FIGURAS

	Pag.
Figura 1. Espectro de evaluación de rotor con FFT con MCEMAX.	2
Figura 2. a) Barra rota, b) Barras fisuradas.	5
Figura 3. Wavelets más comunes.	7
Figura 4. Diagrama general del MATW.	9
Figura 5 Carcasa de un motor de inducción.	24
Figura 6. Estator de un motor de inducción.	25
Figura 7. Rotor de un motor de inducción.	25
Figura 8. Partes de un motor jaula de ardilla.	26
Figura 9. Partes de un motor asíncrono trifásico.	26
Figura 10. Tipos de rotor de jaula de ardilla.	28
Figura 11. Barras de rotor jaula de ardilla (a circular y (b rectangular.	29
Figura 12. Transformada de Fourier.	30
Figura 13. Transformada de Fourier de Tiempo corto.	31
Figura 14. Transformada Wavelet Continua.	32
Figura 15. Wavelets más comunes en análisis de señales de MI.	33
Figura 16. Señal no periódica.	34
Figura 17. Banco de filtro de dos canales.	39
Figura 18. Separación de la señal con Filtros.	44
Figura 19. Árbol de descomposición y sub-bandas de frecuencia.	45
Figura 20. Reconstrucción Wavelet.	46
Figura 21. Árbol de descomposición usando DWT.	46
Figura 22. Ilustración de las bandas laterales.	48
Figura 23. Partes generales de un motor asíncrono con rotor en corto circuito.	50
Figura 24. Paso polar, Ángulos geométricos, magnéticos y eléctricos.	51
Figura 25. F.m.m y campo giratorio.	54
Figura 26. Relación deslizamiento-carga.	59
Figura 27. Frecuencias de una banda lateral.	60
Figura 28. Frecuencias de dos bandas laterales.	60

	Pag.
Figura 29. Respuesta en frecuencia de Filtro Pasa bandas en dB.	61
Figura 30. Respuesta en frecuencia de Filtro Pasa bandas normalizado.	61
Figura 31. Árbol de descomposición.	73
Figura 32. Pantalla de la aplicación wavelet 1-D de MATLAB.	75
Figura 33. Señales de criterios aplicados.	77
Figura 34. Esquema general del proyecto.	78
Figura 35. Conexión de pinza SCT-013-100 con ADS1115.	84
Figura 36. Esquema del Sistema con Arduino uno.	86
Figura 37. Esquema del Sistema con FT232RL.	88
Figura 38. Diagrama completo específico del proyecto	89
Figura 39. Diagrama de Filtro digital FIR.	90
Figura 40. Banco o base de pruebas.	92
Figura 41. Sistema con módulo L298N.	93
Figura 42. Sistema con Driver TB6600.	94
Figura 43. Simulacion de falla en rotor y herramientas.	95
Figura 44. Pruebas en laboratorio controladas.	95
Figura 45. Universo de análisis con Transformada de Fourier.	98
Figura 46. Espectros del análisis a señal sin procesar motor sin carga y saludable.	98
Figura 47. Espectros del análisis a señal sin procesar motor sin carga con falla.	98
Figura 48. Espectros del análisis a señal con procesar motor sin carga saludable.	100
Figura 49. Espectros del análisis a señal con procesar motor sin carga con falla.	101
Figura 50. Validación de pre-procesamiento con AMR.	101
Figura 51. Espectros de AMR comparativa de estabilidad de la señal.	102
Figura 52. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 01).	105
Figura 53. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 01).	106
Figura 54. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 02).	108
Figura 55. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 02).	109
Figura 56. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 03).	111
Figura 57. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 03).	112
Figura 58. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 04).	114
Figura 59. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 04).	115
Figura 60. Matriz de comparación condición y estado del motor.	116

ÍNDICE DE TABLAS

	Pag.
Tabla 1. Técnicas utilizadas para el desarrollo del método.	65
Tabla 2. Bandas de frecuencias en Hz para la TWD con $F_s = 720 \text{ Hz}$.	74
Tabla 3. Técnica de Parámetros de Pinzas SCT-013.	80
Tabla 4. Comparativo estado de motor estado y condición.	103
Tabla 5. Resultados análisis de criterios 1.	104
Tabla 6. Resultados análisis de criterios 2.	107
Tabla 7. Resultados análisis de criterios 3.	110
Tabla 8. Resultados análisis de criterios 4.	113

ÍNDICE DE DIAGRAMAS

	Pag.
Diagrama 1. Clasificación de motores eléctricos.	27
Diagrama 2. Secuencia del método.	64
Diagrama 3. Sistema aditivo de señal (SAS) de una banda.	67
Diagrama 4. Sistema aditivo de señal (SAS) de dos bandas	67
Diagrama 5. MSFF con filtro pasa bajas.	68
Diagrama 6. MSFF con filtro supresor.	68
Diagrama 7. Módulo acondicionador de señal una banda lateral	69
Diagrama 8. SPAS de una banda lateral	70



UNAM
POSGRADO



Capítulo 1

INTRODUCCIÓN

1.1. Introducción

Los motores eléctricos son los componentes principales en la gran mayoría de las plantas y equipos industriales de la actualidad, y en especial el uso de máquinas rotatorias de inducción o MI (motor de inducción) es extremadamente universal. La flexibilidad, bajo costo y reducida necesidad de mantenimiento, son características de gran ventaja y que se utilizan para su elección. Es de suma importancia para las diversas industrias que emplean esta tecnología el conocimiento de la condición en que se encuentran, ya que el mantenimiento predictivo se ha convertido en un concepto estratégico. Para esto existen múltiples técnicas y métodos de monitoreo que se usan para generar un diagnóstico, que evalúa la condición en que se encuentran los motores.

Para ilustrar esto, dentro de las tecnologías y técnicas más utilizadas se encuentran el análisis de vibraciones, termografía, ultrasonido, análisis de corrientes y voltajes (figura 1) ya sea en el arranque (transitorio) o en estado estacionario (permanente), por mencionar algunos. Los problemas que se suelen dar en el rotor de jaula de ardilla de los motores de inducción no son sencillos de detectar, debido a que no disponemos de conexión eléctrica con el mismo y a la dificultad de medir las corrientes de baja frecuencia que en él se inducen [93]. Sin mencionar que las frecuencias características de las fallas se encuentran muy cercanas a la frecuencia de línea, y en comparación con esta tienen muy baja amplitud.

Cabe mencionar, que este trabajo se enfoca en el análisis mediante la corriente que alimenta al estator, específicamente la corriente en estado estacionario (régimen permanente). Ahora bien, dentro de las herramientas para el análisis se tienen diversos métodos y herramientas matemáticas, de los cuales los más utilizados para tal fin son el análisis mediante la Transformada de Fourier (siglas en inglés FT) o la Transformada de Fourier de Tiempo Corto

(siglas en ingles STFT), las cuales tienen la capacidad de entregar una representación del contenido de frecuencias que posee la señal, para posteriormente poder realizar el análisis de la información que contienen las señales. El análisis con FT o STFT generalmente se aplica cuando el motor está funcionando en estado estable con cierta cantidad de carga, sin embargo, estas condiciones no siempre están presentes. Luego se toma un conjunto de medidas durante un período de tiempo determinado y se analiza para obtener las componentes de frecuencia de la señal con cualquier resolución de frecuencia deseada.

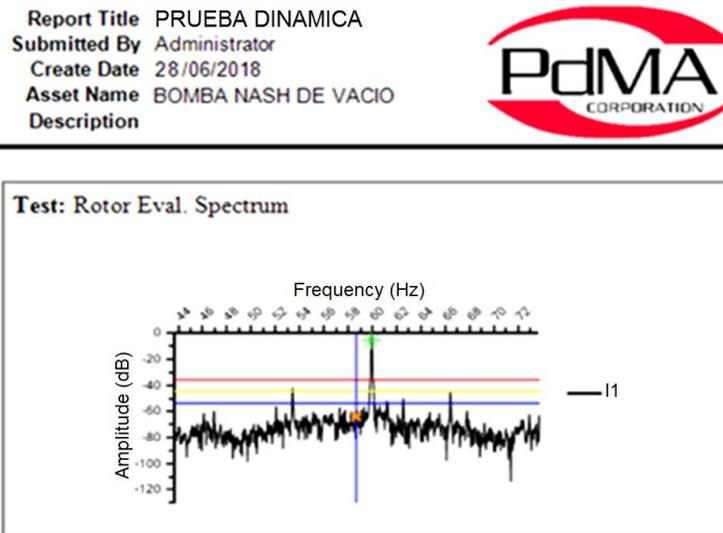


Figura 1 - Espectro de evaluación de rotor con FFT con MCEMAX. Recuperada de [70]. Esta señal muestra la salida de la prueba dinámica que utiliza el análisis de la firma de la corriente mostrando los niveles de la señal en escala de decibelios con tres umbrales indicadores de la gravedad de la falla.

No obstante, estas herramientas de análisis presentan algunos inconvenientes que limitan su aplicación, tales inconvenientes son resueltos con el uso de la Transformada Wavelet ya que esta permite descomponer una señal en diferentes componentes de frecuencia y tiempo, lo que proporciona una mayor precisión en el análisis; además, al tener presentes las frecuencias específicas que pueden estar asociadas con problemas en el rotor se puede tener una mayor certeza al enfocarse y realizar el análisis del espectro de frecuencias asociadas que realmente puede contener los patrones de una falla en el rotor (en el nivel del análisis multiresolución (AMR) correspondiente). Como ya se mencionó este trabajo se apoya en el análisis mediante corrientes en estado estacionario, enfocándose en el desarrollo de un método de análisis basado en la Transformada Wavelet y la implementación de una arquitectura en hardware que de acuerdo a *Llama 3.1* [109], se refiere al diseño y la organización de los componentes físicos de un sistema de computación o dispositivo electrónico. En otras palabras, es la estructura y el diseño de los elementos que forman la base del funcionamiento de un sistema computacional,

en un FPGA mediante lenguaje VHDL, cabe resaltar que en este trabajo se presenta la implementación en hardware apoyados con el uso de entornos de desarrollo de código en VHDL, para realizar análisis multiespectral (multi-nivel o multi-resolución) en motores de inducción de rotor jaula de ardilla, puntualmente en el análisis de la condición del rotor para detectar daños o fallas como fisuras, barras o anillos rotos.

1.2. Objetivos

El propósito principal del desarrollo de este trabajo es generar un método para la detección de fallas en el rotor de motores de inducción con jaula de ardilla basados en el uso de la Transformada Wavelet Discreta (TWD). Para ello, se realiza el análisis de la firma de corriente, y la implementación de una arquitectura en hardware para probar la factibilidad de utilizar el método en aplicaciones industriales, permitiendo ejecutar el análisis multiespectral en tiempo real de la condición de dichos motores (rotor) en línea (estado permanente).

Con esto se busca ser un apoyo para la determinación del estado de funcionamiento de los motores (salud del rotor); y generar una alternativa para dicho fin, aprovechando la sinergia del trabajo en conjunto de varias herramientas matemáticas y optimizadas para su óptimo desempeño, contribuyendo así en el crecimiento del diagnóstico eléctrico y automático, y aportando un avance en la condición de salud de los motores eléctricos de inducción.

Los objetivos específicos son:

- Desarrollo de un método alternativo para análisis multiespectral del rotor de motores de inducción jaula de ardilla.
- Identificar las señales de interés, realizar el análisis y determinar características específicas del comportamiento de las fallas que se presentan en el rotor de MI con jaula de ardilla.
- Implementar los algoritmos necesarios para la adquisición, el procesamiento y adecuación de los datos adquiridos, que se describen mas adelante.
- Implementar en una FPGA una arquitectura en hardware para el análisis multiespectral del rotor de motores de inducción jaula de ardilla, apoyados en entornos de desarrollos que generan código en VHDL.
- Contruir una plataforma de experimentación y obtener resultados de las pruebas.
- Generar el contenido de una base de datos de la firma de la corriente con el motor en diferente porcentaje de carga, 30% (vacío), 50% (media carga), 100% (carga completa) y 105-110% (sobrecarga).

1.3. Planteamiento del problema

El diagnóstico técnico de las máquinas rotarias de corriente alterna (C.A.), en este caso específico el motor eléctrico de inducción con rotor jaula de ardilla, es de suma importancia para los procesos y las industrias en general; el fallo de un motor puede costar pérdidas de producción, entregas no cumplidas y clientes inconformes, ya que en la actualidad un simple fallo puede impactar negativamente en la rentabilidad de una compañía en corto tiempo. De igual manera los fallos múltiples y repetitivos pueden llegar a reducir la competitividad futura a mediano y largo plazo.

Para analizar el estado, así como las fallas de los motores eléctricos que se pueden presentar en las diferentes zonas como estator, rotor y entrehierro, se utilizan técnicas de pruebas con el motor fuera de operación o también llamadas estáticas, como la medición de resistencia de devanados y su desbalance, la medición de la resistencia a tierra, el índice de polarización y la resistencia dieléctrica entre otras. Para las pruebas dinámicas o con el motor en operación se utiliza el sensado del voltaje y corriente entre otras variables, sin embargo, los métodos hoy en día aplicados para el tratamiento y procesamiento de las señales, no tienen la suficiente capacidad y no dan la confiabilidad y exactitud necesaria respecto a lo requerido en la actualidad.

Los datos y la información adquirida pueden presentar señales contaminadas por ruido y formas de ondas variables o complejas, las cuales no pueden ser analizadas de la manera más adecuada mediante los métodos convencionales con los que se encuentra trabajando la industria, tal es el caso de la Transformada de Fourier y la Transformada Rápida de Fourier. La Transformada Wavelet brinda información con otro enfoque y mayor exactitud en el análisis de señales quitando los inconvenientes y las limitaciones al trabajar con señales complejas y de poca duración que se presentan con frecuencia y son indicativas de las fallas representativas.

Específicamente, la Transformada Rápida de Fourier (en inglés *Fast Fourier Transform- FFT*) tiene una manera de ser aplicada efectivamente, para esto se requieren condiciones como lo son la condición de carga constante, no para la carga variable, ni en condiciones de carga ligera o sin carga. En condiciones de carga ligera presenta la dificultad de distinguir entre rotor sano y con falla, ya que las características de las frecuencias de falla de la barra del rotor rota se presenta muy cercana a la componente fundamental y su amplitud es pequeña en comparación con esta, aunque no hay que olvidar que también hay otros factores que pueden ayudar a la detección y los cuales están ligados a la gravedad de la falla de la barra del rotor y la carga del motor, pues esto hará mayor la amplitud de estas bandas laterales.

Algunos de estos inconvenientes se superan con la aplicación del Método de Transformada de Fourier de Corto Tiempo (en inglés *Short Time Fourier Transform-STFT*), ya que la característica

de este método es que es capaz de diagnosticar fallas en la barra rota del rotor en la condición transitoria, sin embargo, el inconveniente de este método es que se tiene una ventana constante (fijada previamente) para todas las frecuencias, resultando una resolución de frecuencia pobre y pudiendo perderse ciertas características importantes si no entran dentro de esta ventana.

Por ejemplo, una de las fallas que se pueden presentar en el rotor de los motores de corriente alterna con jaula de ardilla, son las barras rotas o fisuradas (figura 2) que producen variaciones en el campo magnético del motor, evidenciándose un mayor consumo de corriente eléctrica, vibración mecánica, pérdida de torque o par motriz y sobrecalentamiento.



Figura 2 – a) Barra rota, b) Barras fisuradas, c) Diagrama de motor de MI. Recuperada de [70].

A causa de eso, hay dos momentos críticos que impactan en la vida del motor, influyendo negativamente en la integridad del rotor y que pueden causar estas u otra falla, uno es el arranque y el segundo es la sobrecarga momentánea [61]. Siendo las principales causas:

- Las altas temperaturas alcanzadas durante la operación.
- Las elevadas fuerzas centrífugas que soportan tanto barras como anillos de corto circuito (especialmente durante regímenes de funcionamiento transitorio).
- Defectos de fabricación en la fundición (los puntos donde se ubican los defectos generan puntos de alta temperatura por elevada resistencia eléctrica).

1.4. Hipótesis

La información adquirida de la firma de la corriente de los MI, puede presentar señales contaminadas por transitorios y ruido, así como tener formas de ondas variables o complejas. Los métodos convencionales utilizados en la industria hoy en día, no poseen la capacidad para el análisis de este tipo de señales.

La generación de un método basado en la Transformada Wavelet Discreta puede eliminar tal inconveniente, logrando que la información obtenida sea más enfocada y específica dando como resultado una mayor certeza a la hora de la evaluación de los datos obtenidos para el diagnóstico de las fallas. La amplitud de las fallas incipientes suele ser muy pequeña en comparación a la de la frecuencia de línea, por lo que no pueden ser detectadas con los métodos convencionales. Es conveniente tener una implementación en hardware para demostrar el correcto funcionamiento del método en la práctica, ya que se busca que éste sea utilizado en las industrias.

1.5. Justificación

Todo proceso industrial que está constituido por un sistema electromecánico (máquinas de producción) tiene como una parte principal y fundamental un motor eléctrico, dentro de los cuales uno de los más utilizados, o mejor dicho el más empleado en este ámbito, es el motor de inducción y en específico el motor asíncrono con jaula de ardilla. Ahora bien aunque este tipo de motores tienen una reducida necesidad de mantenimiento en especial los motores que son cerrados, se tiene el afán, de que en cada lugar en donde se realiza un proceso de fabricación de un producto o trabajo, llevado a cabo con ayuda de motores eléctricos (industria en particular), por conocer la información (condición) de estos, y así saber el estado en que se encuentran tanto estructural como en su funcionamiento y desempeño, debido a que en diversos trabajos o procesos que realizan estos equipos son de suma importancia y críticos para la ejecución de estos trabajos, puesto que lo que se busca es que dichos equipos tengan un desempeño óptimo siendo crucial para esto la aplicación de métodos más adecuados delimitados a fallas específicas y enfocados para cada zona del motor y de esta manera atender todos los requerimientos en precisión al detectar las fallas como en exactitud al realizar los diagnósticos de las fallas.

1.5.1 Uso de TWD (Transformada Wavelet Discreta)

Existen múltiples procesos en los cuales la carga no es constante con variaciones que generan señales con formas complejas, que no pueden ser analizadas de la manera más adecuada por

los métodos convencionales referidos con anterioridad y que se están utilizando en la industria (mencionados en el estado del arte), además, existen otros fenómenos diferentes a las barras rotas, como defectos en los rodamientos de bolas, oscilaciones de voltaje o fluctuaciones de carga que pueden causar la aparición en el espectro de corriente de estado estable de frecuencias similares a las asociadas con los componentes de la banda lateral.

Tomando en cuenta esto, algunos estudios han empezado a utilizar la Transformada Wavelet con éxito en la detección de falla de barra rota del rotor en motores de inducción para todas las condiciones de carga a diferencia de FFT [48]. Una ventaja importante de este método es que conduce a un diagnóstico correcto en casos en los que el enfoque clásico no proporciona resultados tan precisos, como máquinas sin carga o máquinas con carga de par fluctuante.

Además, una de las ventajas de la Transformada Wavelet también es que es una técnica no invasiva y cuando se usa una *Wavelet* madre de alto orden como la Daubechies para la descomposición de la señal (como en este trabajo), la superposición es menor que cuando se usa una de bajo orden, en otras palabras, las *Wavelets* de alto orden se comportan como filtros más ideales.

Así también, la ondícula madre de Daubechies que se utiliza tiene la ventaja de ser más estable y durante la reconstrucción de la señal a partir de los coeficientes de la ondícula no pierde ninguna información [20]. A medida que la ondícula es de mayor nivel, se localiza menos en el tiempo y oscila menos debido a la naturaleza de dilatación de la Transformada Wavelet (o de ondícula). Por lo tanto, se pueden detectar fallas de tipo rápido y bajo con un solo tipo de ondícula.

Por último, pero no menos importante la Transformada Wavelet se puede asociar con eventos temporales, y de igual manera permite detectar cambios sutiles que no es posible observar con los métodos convencionales. En la figura 3 se presentan las *Wavelets* más comúnmente utilizadas para el estudio y análisis mediante el uso de la firma de la corriente del motor.

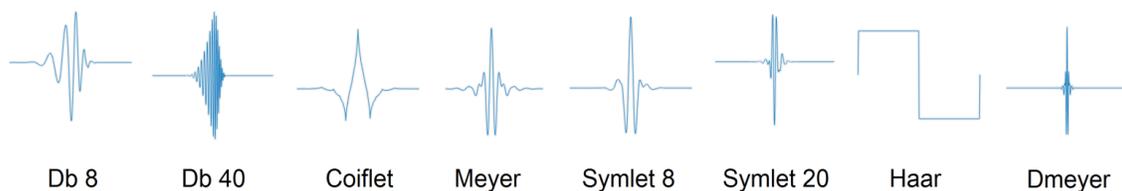


Figura 3. *Wavelets* más comunes. Recuperada de [72].

1.5.2 Método y sistema electrónico

Para obtener un mejor diagnóstico, así como el deseo de toda industria en general por conseguir una mayor exactitud del estado de salud en que se encuentran los motores que emplean, se crea la necesidad de generar un método y sistema que satisfaga tal aspiración, atendiendo a los problemas que se dan en el rotor de jaula de ardilla de los motores de inducción que no son sencillos de detectar ya que no se dispone de conexión eléctrica directa con el mismo, así también a la dificultad de medir las corrientes de baja frecuencia que en él se inducen.

Con el desarrollo de un método alternativo basado en la Transformada Wavelet Discreta y la implementación en hardware para el análisis multiespectral del rotor de motores de inducción con rotor tipo jaula de ardilla, se puede brindar información en tiempo real con mayor exactitud sobre su condición, puntualmente en el análisis de la condición del rotor para detectar daños o fallas como fisuras, barras o anillos rotos, tomando como tiempo real un sistema de hardware y software que tienen restricciones temporales con respecto al cómputo de sus procesamientos, pero es adecuado para un correcto funcionamiento de acuerdo con los conceptos de predictibilidad, estabilidad, controlabilidad y alcanzabilidad, no se habla de velocidad sino de completar una tarea en cierto tiempo con resultado correcto y a tiempo (cumpliendo un tiempo límite o *Deadline*). Por lo tanto, existe la necesidad de demostrar que el método propuesto es un procedimiento eficaz y que al realizarlo de manera ordenada y sistemática se conseguirán los resultados que cumplan con la exactitud esperada y, por lo tanto, cubra la necesidad de obtener un diagnóstico confiable y veraz (que se ajuste a la verdad o la realidad de su condición).

Por otra parte, se consigue que el sistema con tales características tenga la precisión necesaria y que sea capaz de procesar el algoritmo a desarrollar (en tiempo real) y mejorar los resultados respecto a los métodos convencionales, ya que en la literatura que se revisó no se cuenta con algún método enfocado de esta manera específica. Efectuando la implementación de una arquitectura en hardware flexible en una FPGA para el análisis multiespectral que sea suficientemente fiable y redundante para las personas o usuarios que lo requieran, se pretende incentivar la aplicación de este tipo de tecnología para el diagnóstico inteligente del estado de los motores de inducción con rotor jaula de ardilla para dar mayor certeza a la evaluación de la zona del rotor, pudiendo ser además este trabajo la base para una aplicación en la que se integre con IA, *machine learning* o para la industria 4.0.(Internet de las cosas, *big data*, automatización, robótica de procesos, etc.), obteniendo diagnósticos más óptimos y automáticos, lo que está fuera del alcance de este trabajo pero se considera como trabajo a futuro.

1.6 Metodología

En este apartado se describe la metodología para la realización del trabajo desarrollado y con la finalidad de describir las etapas del proceso de investigación para la generación del Método de Análisis con la Transformada Wavelet (MATW)(figura 4) y las herramientas utilizadas durante este ya que estas se pueden dividir en dos clases como:

- Herramientas físicas para la obtención de las señales necesarias para su estudio y análisis.
- Herramientas digitales para el procesamiento y análisis de las señales, así como para el diseño y programación.

La metodología que se siguió de manera general para la implementación del método propuesto se muestra en la figura 4. El método propuesto se desarrolla como un sistema redundante para alcanzar los estándares de confiabilidad en los análisis a realizar en los MI y de esta manera generar mayor certeza y confianza en los resultados, pues se pretende que esta sea una herramienta para posteriormente realizar un diagnóstico inteligente, no invasivo y en línea (con el motor en operación).



Figura 4. Diagrama general del MATW. Parte recuperada de [102].

A continuación, se describe en forma de listado la metodología para la realización del trabajo

- Planteamiento de la idea que se desea realizar y definición de límites, metas y objetivos.
- Investigación literaria (materiales y elementos necesarios para la implementación e instrumentación).
- Estudio de los comportamientos de las máquinas rotatorias de C.A. (fallas del rotor).
- Delimitación del caso de estudio.
- Estudio de las características de cada elemento según los requerimientos necesarios.
- Desarrollo e implementación de instrumentación necesaria para la adquisición de la señal.
- Desarrollo e implementación de mesa de pruebas para motor de inducción.
- Desarrollo del algoritmo utilizando Transformada Wavelet Discreta.
- Implementación de una arquitectura hardware para el análisis multiespectral del rotor del motor de inducción.
- Realización de pruebas controladas y generación de base de datos.
- Análisis de datos y comparación de resultados.
- Conclusiones del método e implementación.

1.7. Contribución

A continuación, se enlistan las aportaciones que se hacen con la realización de este trabajo de tesis:

1. El punto principal es la generación de un nuevo método enfocado y optimizado para la detección de fallas incipientes en el rotor de MI con jaula de ardilla. La propuesta del método incluye una manera de trabajar bajo un procedimiento ordenado y sistemático de las señales para llegar a detectar las fallas incipientes, ya que ha sido pensado para que sea una nueva alternativa en el monitoreo y detección de posibles fallas en el rotor de los motores de inducción, que son los de mayor aplicación en las industrias y en general.
2. También se presenta la implementación de una arquitectura en hardware con parámetros específicos utilizando entornos de desarrollo para la generación de código en VHDL, para comprobar la factibilidad de utilizar el método de forma práctica en tiempo real en la industria para la detección de las fallas en rotor de los MI con jaula de ardilla.

3. Se genera una base de datos de las señales de la firma de la corriente del motor con diferentes condiciones de operación, con las cuales se realiza un estudio comparativo con la finalidad de diferenciar las características para la detección de las fallas.

1.7.1. Aportación al conocimiento

Mediante la realización de un nuevo método que se aplica para la detección de fallas en el rotor de MI con rotor jaula de ardilla por medio del análisis de la firma de corriente utilizando Análisis Multiresolución (AM) basado en la TWD (para identificar patrones específicos), apoyado de un sistema electrónico con software (programas específicos) y una plataforma para experimentación (banco de pruebas), y al llevar a cabo una serie de pruebas que brindan una forma de comprobación rigurosa, transparente y repetible, por medio del uso de la capacidad de razonamiento o inferencia, se genera una nueva forma (método) de llegar a una mejor diagnosis de fallas en el rotor de MI con rotor jaula de ardilla, especialmente en condiciones de baja carga y tomando como referencia los trabajos que se muestran en el estado del arte.

A manera de lista a continuación se presentan los puntos de la aportación al conocimiento previamente mencionados, y de los cuales se hace una comparación del método contra trabajos previos relacionados en el estado del arte (pagina 22).

➤ **Método alternativo de análisis para MI (MATW).**

- 1) Método optimizado.
- 2) Acondicionamiento de señal específico.
- 3) Detección de fallas (baja carga).
- 4) Estado permanente.
- 5) Señales incipientes.

➤ **Implementación de la arquitectura en hardware para análisis multi resolución.**

- 1) Implementación de una arquitectura en hardware específica para apoyo en detección de fallas en MI.

➤ **Base de datos, motor con diferente carga.**

- 1) Generación de una base de datos de motor jaula de ardilla representativo a diferentes capacidades de carga mostrando características específicas del comportamiento de la falla que se presentan en el anillo y barras del rotor de motores de inducción con rotor jaula de ardilla.

Capítulo 2

ESTADO DEL ARTE

2.1. Introducción

Existen múltiples técnicas y métodos de monitoreo que se emplean para el diagnóstico y/o evaluación de la condición en que se encuentran los motores de inducción. El monitoreo de la condición del motor de inducción requiere un amplio conocimiento multidisciplinario, por lo que es un tema desafiante esto se muestra en [1], para ilustrar esto dentro de las tecnologías y técnicas más utilizadas se encuentran el análisis de vibraciones, termografía, ultrasonido, análisis de corrientes y voltajes mejor conocido como MCSA (del inglés Motor Current Signal Analysis) como se muestra en [2], [3], [4], [19], [21], siendo este análisis de la señal de corriente en estudio una de las más utilizadas por sus características, ya que es una técnica no invasiva, práctica y sencilla de adquirir.

Sin embargo, el tipo de señales eléctricas que se encuentran en el análisis de corriente en motores eléctricos de inducción dio paso a la búsqueda de nuevas herramientas que se adecuaran de mejor manera para su análisis. Si bien existen diversos métodos que se pueden utilizar, la Transformada Wavelet en su versión discreta ha demostrado ser adecuada para trabajar con las señales provenientes del uso de los motores de inducción de corriente alterna, las cuales pueden ser generadas por diversas causas o fallas en estos.

A continuación, se aborda la revisión de artículos y trabajos en los cuales se utilizó la TWD para la detección de fallas en el rotor de motores de inducción aplicando la técnica a una señal de corriente adquirida para su análisis.

2.2. Análisis de fallas en el rotor de MI utilizando la TWD.

Existen diversos métodos que se pueden utilizar en el análisis de corriente en los motores eléctricos de inducción, sin embargo, dentro de las múltiples herramientas la Transformada Wavelet Discreta ha demostrado su capacidad para trabajar con las señales eléctricas que estos generan; a continuación se presenta la revisión de la literatura del estado del arte, en la cual se hace uso y aplicación de la Transformada Wavelet Discreta con enfoque en la detección de fallas eléctricas en el rotor del motor eléctrico de inducción, presentando la compilación de la literatura del estado del arte de manera sistemática para que el lector tenga una perspectiva de la tendencia del uso de esta herramienta para detección de dichas fallas en los motores.

La revisión de la literatura con, en el enfoque descrito, comienza con el trabajo desarrollado en el año 2006, por J. Antonino-Daviu, M. Riera-Guasp, J. Roger-Folch, F. Martínez-Giménez, A. Peris [14] que lleva por título 'Validation of a New Method for the Diagnosis of Rotor Bar Failures via Wavelet Transform in Industrial Induction Machines'. En este trabajo los autores proponen un método para el diagnóstico de fallas en las barras del rotor de máquinas de inducción, basado en el análisis de la corriente transitoria del estator en el arranque. La diferencia que mencionan respecto de otros enfoques, es que el núcleo del método es el estudio de las señales wavelet de alto orden resultantes de la descomposición, utilizando una frecuencia de muestreo de 100000 Hz. En este enfoque propuesto se utiliza un modelo numérico de una máquina de inducción para mostrar los efectos de la rotura de una barra. Los resultados obtenidos de los diferentes experimentos realizados bajo diferentes condiciones de máquina (máquina sana y máquina con diferentes niveles de falla) y condiciones de operación (sin carga, carga completa, carga pulsante y voltaje fluctuante) son comparados con los obtenidos mediante el enfoque clásico, que están basados en el análisis de la corriente en régimen permanente mediante la Transformada de Fourier.

Otro artículo publicado el mismo año por varios de los integrantes que publicaron el artículo de la reseña anterior, pero con algunas incorporaciones, es el titulado 'Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines'[15], aquí se optimiza la aplicación de la DWT para detección de barras rotas, en ciertos parámetros de la transformación como son, el tipo de wavelet madre, el número de niveles de descomposición, el orden de la wavelet madre y la frecuencia de muestreo, aquí establecen la frecuencia de muestreo en 5000 mps, con descomposición de 8 y 6 niveles y Wavelet madre Daubechies-44. El artículo muestra cómo el estudio de las señales de alto nivel resultantes de la DWT (utilizando el MATLAB Wavelet Toolbox) de la corriente transitoria de arranque de un motor de inducción permite detectar un armónico característico particular que se genera cuando se ha producido una rotura de la barra del rotor. En el trabajo se aplicaron dos métodos basados en la DWT aplicada a la corriente transitoria de arranque para extraer el armónico de banda lateral durante el arranque y en base a esto dar un

diagnóstico. El primero es un análisis basado en el patrón de las señales DWT de alto nivel (Detalles) y el segundo en un análisis basado en la forma de la señal de aproximación. Concluyendo que de acuerdo a sus resultados, estos muestran la validez de ambos métodos para detectar la presencia de la rotura en una máquina de inducción, incluso en algunos casos en los que la aplicación del enfoque clásico, basado en la Transformada de Fourier de la corriente en régimen permanente, no puede aplicarse o puede conducir a la confusión o a un diagnóstico erróneo.

En el artículo titulado ‘Automatic Online Diagnosis Algorithm for Broken-Bar Detection on Induction Motors Based on Discrete Wavelet Transform for FPGA Implementation’[47], sus autores mencionan que el punto principal o novedad de este es el desarrollo de un algoritmo de diagnóstico automático en línea para la detección de barras rotas en el rotor durante el transitorio de corriente de arranque; su aplicación se basa principalmente en la aplicación de la Transformada Wavelet Discreta al transitorio de corriente de arranque optimizado para la implementación de una matriz de compuertas programables en campo (FPGA), su frecuencia de muestreo es de 300 Hz. De acuerdo a lo manifestado en el artículo, su algoritmo requiere de menor cantidad de cálculos que los algoritmos informados anteriores a este, y mediante otro cálculo cuadrático medio único se determina una función de ponderación que, según su valor, indica claramente que el estado del motor está sano o dañado, aunque la detección de barras parcialmente rotas no es posible.

En este artículo los autores Ahcène Bouzida, Omar Touhami, Rachid Ibtouen, Adel Belouchrani, Maurice Fadel, A. Rezzoug [5], abordan el diagnóstico de fallas de máquinas de inducción basando su estudio en el método de descomposición con la Transformada Wavelet Discreta. Estudian las fallas de las barras rotas y anillos del rotor, utilizando los componentes Wavelet para detectar las diferentes fallas eléctricas, la frecuencia de muestreo utilizada es de 10KHz y se usan 100 000 muestras; además, se realiza el análisis tanto en el dominio del tiempo (con motor current signature analysis-MCSA) como en el de la frecuencia de la señal no estacionaria (los primeros 5 segundos del arranque). Para concluir mencionan que la información que se analiza en las diferentes bandas de frecuencia no resulta ser redundante, y que el uso de la descomposición mediante la TWD tiene un mejor desempeño en señales no estacionarias o de carga variable.

En el artículo que lleva por título ‘Advanced Diagnosis of Outer Cage Damage in Double Squirrel Cage Induction Motors under Time-Varying Conditions Based on Wavelet Analysis’ [18], sus autores proponen un método de diagnóstico basado en la Transformación Wavelet Discreta y las bandas laterales de la corriente del estator se optimiza con respecto a la Wavelet madre seleccionada para la detección sensible en condiciones de operación transitorias. Ya que mencionan que el análisis de espectro de estado estacionario basado en FFT clásico, como el análisis de firma de corriente del motor (MCSA), puede no detectar daños en la jaula exterior en motores de inducción de jaula de ardilla doble, porque la magnitud de los componentes de

frecuencia de falla del rotor (RFFC) en el espectro actual de los motores defectuosos es pequeña debido a la circulación de corriente de baja magnitud en la jaula exterior en condiciones de funcionamiento estable, además de que la probabilidad de una detección errónea es mayor en aplicaciones de carga variable. Los autores concluyen que el método propuesto muestra que de acuerdo al indicador propuesto de falla periódica de tiempo-frecuencia este es efectivo para estimar la severidad de la falla en un motor de inducción de doble jaula.

Dentro de los últimos diez años se encuentra el artículo desarrollado por Pu Shi, Zheng Chen, Yuriy Vagapov [19], en este trabajo presentan la evaluación del rendimiento de diferentes Transformadas Wavelet para diagnóstico de falla de barras de rotor rotas usando wavelets db8, db9, db10, sym7 y sym8 analizando la corriente del estator distorsionada. Se derivan y analizan los coeficientes de Transformada Wavelet Discreta (DWT) de la corriente del estator en una banda de frecuencia específica. En este trabajo se menciona, que como no existe una regla definida para guiar cómo elegir la Wavelet (ondícula) correcta, debido a que las ondas muestreadas son inesperadas, la mayoría de las investigaciones se basan en un enfoque de prueba y error, pero se llega a la conclusión que la wavelet sym8 tiene el mejor resultado para la detección de las barras rotas. Se realiza una comparación con el análisis de espectro basado en FFT para demostrar que las funciones de criterio para seleccionar la ondícula óptima para diagnosticar la falla de las barras rotas del rotor en las máquinas de inducción tienen la capacidad de detectar fallas en motores de inducción bajo carga nominal. De acuerdo a sus resultados concluyen que conforme a las simulaciones y los experimentos realizados se demuestra que, el aumento de la carga y las barras rotas tiene como consecuencia un aumento en la amplitud de los componentes armónicos de un motor de inducción defectuoso, que incluso se puede diagnosticar con precisión el número de barras rotas.

En el artículo que lleva por título 'Detection of Broken Rotor Bar Fault in Induction Motor at Various Load Conditions Using Wavelet Transforms' [20] desarrollado por Sridhar. S, K. Uma Rao, Sukrutha Jade, presentan una metodología para detectar fallas en la barra del rotor bajo condiciones con y sin carga; mediante una simulación, se aplica la metodología propuesta utilizando un modelo en MATLAB / SIMULINK, además presenta un estudio comparativo con diferentes Transformadas Wavelets Discretas para la detección de fallas en la barra rota del rotor. El trabajo muestra que el contenido de energía de los coeficientes Wavelet de la corriente del estator se usa como una característica para la detección de la falla de barra rota del rotor en el motor de inducción para varias cargas mostrando el contenido de energía para diferentes wavelets para máquinas sanas y con falla. En sus conclusiones mencionan que según sus pruebas encuentran que los valores de energía son casi iguales sin carga y 1/4 de carga para diferentes tipos de Wavelets, y son diferentes para cargas más altas para máquinas sanas y defectuosas.

Se menciona que aparte de Dmeyer, las ondículas restantes utilizadas pueden distinguir sustancialmente entre una máquina sana y defectuosa. Aunque la Wavelet de Daubechies se usa ampliamente en este trabajo se indican que las symlets y ReverseBior dan resultados

satisfactorios en comparación con las Wavelets de Daubechies, pero que a mayor orden de ondícula de Daubechies (más de 40) da mejores resultados, sin embargo, mayor es la carga computacional.

En este artículo nombrado 'Rotor failure detection of induction motors by Wavelet transform and Fourier transform in non-stationary condition'[21], se presenta un caso de estudio que utiliza dos métodos que son la FFT y método Wavelet para el diagnóstico de la detección de barras rotas en motores de inducción con rotores tipo jaula de ardilla y de esta manera realizar una comparación, para el método basado en la FFT la detección de fallas se logra estudiando los dos componentes de banda lateral (inferior y superior) que aparecen alrededor del componente de frecuencia de suministro, para el método basado en la Transformada Wavelet se usó una frecuencia de muestreo de 5000 muestras por segundo y 8 niveles de descomposición además se utilizó una Wavelet madre Daubechies-44 y el análisis con DWT se realizó mediante la herramienta *Wavelet toolbox* de MATLAB. Los autores concluyen que el método DWT se puede considerar como un complemento del método FFT tradicional para casos donde existen estados no estacionarios.

En este artículo cuyos autores son A. C. Abhinandan, M. H. Sidram [22], se centra en una de las técnicas que se conoce como análisis de firma de corriente del motor (MCSA). Utilizando la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y Transformada de Wavelet Discreta (DWT), proponen el estudio de frecuencias de banda lateral, que se generan debido a condiciones de falla dentro de la máquina. Estas frecuencias de banda lateral se analizan posteriormente, usando un modelo realizado en la herramienta MATLAB/SIMULINK, se analizan dos condiciones de falla la barra rota del rotor (BRB) y la falla del devanado del estator (SWF), llegando a la conclusión de que los parámetros utilizados como THD y SD mostraron variaciones significativas para determinar el tipo de fallas.

Dentro de los trabajos más recientes de los últimos 5 años enfocados en el análisis de fallas en los rotores de los motores de inducción haciendo uso de la herramienta DWT se encuentra el publicado por Shruti Prins, Mini. V.P., Mayadevi N., Harikumar R. en el artículo titulado 'Detection of Broken Rotor Bars Using Multilevel Wavelet Decomposition'[23], presentan la aplicación de la Transformada Wavelet Discreta para la detección de fallas en línea de barra rota del rotor en un motor de inducción trifásico, a través de la corriente de una fase en el estator considera una descomposición Wavelet de 10 niveles de esta y utilizando la ondícula de Haar como la ondícula madre para el análisis, usaron un análisis estadístico del coeficiente de detalle y encontraron que la desviación media absoluta varía en proporción a la gravedad de la falla.

Según lo observado por los autores concluyen que el coeficiente de correlación, una herramienta eficaz para el análisis estadístico, puede actuar como un índice eficiente para la detección de fallas. Llegando a la conclusión de que la simplicidad computacional de un DWT,

multinivel y la confiabilidad de las herramientas estadísticas como el coeficiente de correlación hacen que su combinación sea un candidato potencial para la detección efectiva de fallas.

Otro artículo publicado el mismo año es el trabajo de W.Dehina, M.Boumehrad, F.Kratz [24], el cual titularon ‘Diagnosis of Rotor and Stator Faults by Fast Fourier Transform and Discrete Wavelet in Induction Machine’, en el se aplican dos métodos: el primero basado en el análisis de la firma de la corriente del estator por la Transformada Rápida de Fourier (FFT) en régimen estacionario y el segundo basado en el análisis por la Transformada Wavelet Discreta (DWT) (utilizando la herramienta MATLAB) con frecuencia de muestreo de 12800Hz y daubechies-44 y 9 niveles de descomposición, el objetivo de esto es realizar el diagnóstico y detección de las fallas en el motor de inducción en el estator de cortocircuito entre vueltas y en el rotor la falla de barra rota, con el análisis basado en la FFT se utiliza el indicador de las bandas laterales y en el basado en la DWT se utiliza la energía almacenada en cada nivel de descomposición obtenida. Concluyendo que para el análisis con la FFT las frecuencias y bandas de frecuencia que caracterizan la falla se presentan claramente en el espectro de corriente del estator y el de DWT es muy sensible a los defectos indicando que da buenos resultados por la energía observada en la descomposición multinivel.

En este trabajo titulado ‘Broken Rotor Bar Fault Diagnosis of a Three-phase Induction Motor using Discrete Wavelet Transform’[54], presentan la aplicación de la Transformada Wavelet para la detección de fallas en la barra rota del rotor en un motor de inducción trifásico, esta se basa en el análisis del coeficiente de detalle que incluye las frecuencias cercanas a la fundamental, esto se realiza mediante la descomposición de señales de corriente de una fase del estator con Wavelet madre db8 y velocidad de muestreo de 6400 [Hz], de igual manera aplican un índice usando el análisis estadístico del coeficiente de detalle, donde encuentran que la desviación absoluta media varía en proporción a la severidad de la falla, mencionado que consecuentemente no solo se puede lograr la detección de fallas, sino que también se puede medir la gravedad de la falla. Para finalizar mencionan que han considerado tres casos de falla del rotor, de una a tres barras rotas y utilizando una amplia banda de frecuencias, calculando las propiedades estadísticas y encontrando que la desviación media absoluta distingue los estados sanos y con falla.

En el artículo titulado ‘Condition Monitoring of Induction Motor for Broken Rotor Bar using Discrete Wavelet Transform & K-nearest Neighbor [26], se realiza la detección de la barra del rotor rota utilizando el procesamiento de señal mediante DWT tomando la decisión de la condición basado en un clasificador KNN, el clasificador KNN se entrena proporcionándole 200 muestras que contienen 25 características cada una y el 80 % de los datos (160 muestras; 40 muestras por clase) se utilizan para el entrenamiento y el resto de los datos del 20 % (40 muestras; 10 muestras de cada clase) se aplican para la validación y las pruebas, esto a partir de los datos calculados. Para esto se realiza la captura de señales de tensión y corriente mediante un montaje experimental y se analizan cuatro condiciones que son: condición de

barra de rotor saludable y tres condiciones de barra de rotor no saludable para la adquisición de datos, se utiliza una frecuencia de muestreo de 25000 Hz utilizando Wavelet madre 'db9' con 7 niveles de descomposición. La conclusión a la que llegan según sus resultados es que la detección de la barra del rotor en una etapa temprana es posible utilizando el procesamiento de señales DWT y el método basado en el clasificador KNN, así también mencionan que observaron que el método también puede indicar y detectar la cantidad de daño de la barra del rotor.

En el artículo realizado por Mohammad Zawad Ali, Xiaodong Liang titulado 'Induction Motor Fault Diagnosis Using Discrete Wavelet Transform' [27], generaron una metodología general utilizando señales de corriente del estator medidas experimentalmente en condiciones de carga completa (100%) de un motor de inducción con y sin falla, mediante la aplicación de la Transformada Wavelet Discreta (DWT) para el procesamiento de la señal se utilizó la herramienta Matlab Wavelet con una frecuencia de muestreo de 15500 [Hz], una ondícula madre Daubechies-44 con 10 niveles de descomposición, posteriormente se evalúan con dos parámetros los valores de umbral y energía en cada nivel de descomposición. Concluyendo de acuerdo a sus resultados que los valores de umbral parecen ser más consistentes que los valores de energía en diferentes ventanas de los datos de medición, así también mencionan que conforme a esto el umbral puede servir como un buen indicador para el diagnóstico de fallas por último indican que sus resultados presentan la efectividad del método propuesto en la aplicación del diagnóstico de fallas en motores.

Los autores de este artículo Nasreddine Lahouasnia, Mohamed Faouzi, Thamiir Deghboudj [28], presentan dos métodos dedicados a la detección de barras rotas de rotor en una máquina de inducción trifásica, estos métodos se basan en la densidad espectral de potencia (PSD) y la Transformada Wavelet Discreta (DWT), con una frecuencia de muestreo de 10000 Hz y 9 niveles de descomposición, de las señales de corriente del estator mediante simulación, adopta un modelo matemático basado en un enfoque de devanado múltiple que representa la jaula del rotor, modelando el motor defectuoso con una, dos y tres barras rotas. De acuerdo a su modelo se realiza el diagnóstico para la detección fallas o defectos mediante la técnica PSD que es un método convencional y con lo cual se concluye que es ineficiente en caso de señales no estacionarias, pero con el uso de la Transformada Wavelet, esta resulta ser una herramienta muy eficaz para detectar defectos específicamente en el estado no estacionario.

En el artículo cuyos autores son Mohammad Zawad Ali, Xiaodong Liang [29], continuaron con su trabajo y lo publicaron con el título 'Threshold-Based Induction Motors Single- and Multifaults Diagnosis Using Discrete Wavelet Transform and Measured Stator Current Signal' la principal diferencia con el desarrollado en el año 2019 es que en los experimentos que se realizaron se crearon cuatro fallas simples y una falla múltiple y durante la prueba de cada caso sano o defectuoso del motor, se establecieron seis cargas de motor (10 %, 30 %, 50 %, 70 %, 85 % y 100 %) y se determinaron las corrientes del estator bajo las seis cargas de motor en lugar de

solo ser a plena carga como en el trabajo ya expuesto con anterioridad, además se implementan dos enfoques probabilísticos convencionales, el análisis de correlación y la estimación del intervalo de confianza y se concluye que el valor de umbral en d8 puede servir como un indicador de falla efectivo, de igual manera se menciona que el análisis de correlación indica que todos los casos defectuosos muestran una relación significativa directa con el motor sano utilizando el valor umbral promedio y en la estimación del IC, se observó que los límites superior e inferior del IC del 95% no se superponen entre sí para diferentes casos, con lo cual se puede caracterizar de manera efectiva una falla del motor.

En el trabajo titulado 'Rotor fault detection in induction motors operated with different types of soft-starters'[30], se plantearon el objetivo de validar un método de diagnóstico para la detección de fallas en el rotor de MI, que se basa en el análisis de corrientes transitorias (ATCSA) durante el arranque del motor, cuando los motores son alimentados mediante un arrancador suave; para esto se lleva a cabo el análisis mediante la aplicación de dos herramientas como la Transformada de Fourier de Tiempo Corto (STFT) y Transformada de Wavelet Discreta (DWT) con 8 niveles de descomposición, aplicándolas a las señales provenientes de tres tipos diferentes de arrancadores suaves en presencia del ruido producido por los dispositivos electrónicos de potencia, las mediciones se realizan en las tres fases y para cada tipo de arrancador suave que actúa como controlador de motor. Los resultados obtenidos tanto de la Transformada continua (STFT) como de la Transformada discreta (DWT) muestran que la técnica de diagnóstico es capaz de detectar con éxito la falla de las barras rotas del rotor incluso si los motores están alimentados por arrancadores suaves. Tenga en cuenta que no se encuentran diferencias significativas entre los modelos de los tres arrancadores suaves. Por los resultados obtenidos concluyen que el ruido de fondo introducido por los componentes electrónicos de potencia no influye en los resultados de la correcta detección de fallos, además, se propone un enfoque basado en el cálculo de la densidad espectral de potencia para el método STFT para evaluar cualitativamente la severidad de la falla.

En el artículo titulado 'A comparative study dedicated to rotor failure detection in induction motors using MCSA, DWT, and EMD techniques' [31], se presenta la detección de falla en la barra del rotor rota en MI de jaula de ardilla (SCIM) de manera experimental bajo diferentes condiciones de carga, utilizando tres técnicas de diagnóstico se realiza una comparación de los resultados entre estos para lograr una decisión de la detección de barras de rotor rotas, la primera técnica utiliza la Transformada Rápida de Fourier (FFT), denomina análisis de firma de corriente del motor (MCSA o MCSA-FFT), la segunda técnica se basa en la Transformada Wavelet discreta (DWT), con una frecuencia de muestreo de 12800Hz una ondícula madre Daubechies-44 con 9 niveles de descomposición, el último método es la descomposición en modo empírico (EMD) donde realizan el análisis de la firma de corriente con el fin de descomponer la señal de corriente del motor en funciones de modo intrínseco (IMF). Generalmente, la anomalía del campo electromagnético en el entrehierro crea componentes armónicos de bandas laterales en los espectros de corriente del estator. Llegando a las conclusiones de que la aplicación con la

FFT la presencia o ausencia de las frecuencias características depende del modo de operación (sin carga o con motor con carga), por lo que es muy difícil detectar fallas en la operación sin carga y que esta técnica no es válida en el régimen no estacionario. El análisis de la corriente del estator en motores de inducción mediante la técnica DWT es sensible a cualquier cambio en la señal de corriente del estator, siendo efectivo tanto para el régimen de operación en estado estacionario como para no estacionario, por último, se menciona que la técnica EMD es muy eficiente para señales no estacionarias, por lo cual las técnicas DWT y EMD tienen ventajas que se consideran un beneficio importante en comparación con el método MCSA.

En el artículo titulado 'Diagnosis and Classification of broken bars fault using DWT and Artificial Neural Network without slip estimation' [32], se presenta un método de diagnóstico automatizado basado en técnicas DWT y ANN para detectar la falla de barras de rotor rotas. El objetivo de este trabajo es superar el procedimiento de estimación de deslizamiento en estado estacionario, el método de diagnóstico utiliza solo la información contenida en el vector espacial actual del estator de la máquina de inducción y no necesita un proceso computacional complicado, se calculó el SPVM de la corriente del estator para el rotor con una barra rota y dos barras rotas para obtener los componentes de frecuencia relacionado luego se aplica la FFT para obtener el espectro SPVM para condiciones saludables y defectuosas, bajo diferentes valores de carga. Se concluye y se señala que los resultados están limitados a máquinas con una potencia de 1,1 KW, sin embargo, los resultados obtenidos del método propuesto muestran un rendimiento óptimo y eficiente con una precisión excelente en la detección de la falla de la barra rota del rotor en el motor de inducción bajo diversas condiciones.

Dentro de los artículos más recientes que se encuentran esta el titulado 'Diagnosis and Detection of Rotor Bars Faults in Induction Motor Using HT and DWT Techniques' de los autores W.Dehina, M.Boumehraz, F.Kratz [33], aquí presentan un nuevo método que igual que el mostrado anteriormente en 2018 en el que se realizan un diagnóstico de fallas usando el denominado Motor Current Signature Analysis (MCSA), ahora se basa en el análisis de la firma de la corriente del estator con la Transformada de Hilbert (HT) y el análisis por la Transformada Wavelet Discreta (DWT) (utilizando MATLAB) con frecuencia de muestreo de 10000 Hz y daubechies-5 y 9 niveles de descomposición, el método propuesto consiste en que la envolvente de corriente del estator se extrae mediante la Transformada de Hilbert y se procesa mediante DWT. El objetivo principal de HT es la eliminación del componente fundamental para permitir una visión más clara de las frecuencias de falla. Esta técnica es efectiva para el procesamiento de señales estacionarias. El análisis y firma de fallas del IM se realiza en estados saludables y defectuosos. De acuerdo a sus resultados concluyen que del análisis de la envolvente de corriente del estator en simulación y experimental se demuestra la presencia de fallas en estado estacionario, así también que a través de la energía almacenada en cada descomposición obtenida por análisis Wavelet se tiene una alta sensibilidad para detectar la falla de barra rota y de acuerdo a esto la eficiencia del enfoque presentado puede ser utilizado para la determinar la falla, así como su severidad.

En el trabajo que lleva por título ‘Broken Rotor Bar and Rotor Eccentricity Fault Detection in Induction Motors Using a Combination of Discrete Wavelet Transform and TeagerKaiser Energy Operator’ [34], se propone un enfoque que combina varias herramientas que son la Transformada Wavelet Discreta (DWT), operador de energía TeagerKaiser (TKEO) y la densidad espectral de potencia (PSD) para detectar la barra rota del rotor y las fallas de excentricidad mixta del rotor de motores de inducción trifásicos de jaula de ardilla a partir de la señal de corriente sacada de manera experimental de una fase del estator. En la primera etapa, se aplica DWT a la señal de corriente del estator, se realiza el muestreo a 10000 Hz con 9 niveles de descomposición, luego se aplica TKEO en algunos de los coeficientes de detalle de DWT y finalmente se usa PSD para extraer la característica requerida para detectar las fallas antes mencionadas. El método propuesto se prueba en un banco de pruebas experimental en varias condiciones de carga y alimentado de tres maneras diferentes, la primera suministrada directamente por la red eléctrica, la segunda forma alimentado por un sistema de accionamiento basado en la técnica de control escalar y la última alimentado por un sistema de accionamiento basado en la técnica de control de par directo (DTC). De acuerdo a sus resultados los autores mencionan que independientemente del tipo de fuente de alimentación el método propuesto podría detectar ambas fallas, y mencionan tres ventajas que son que puede detectar las fallas en diferentes condiciones de falla, con cualquier tipo de fuente de alimentación y se puede identificar el progreso en ambas fallas y estas pueden realizarse en etapas tempranas. Por último, indican que la desventaja de este método es la variación de la amplitud de la componente de falla con el nivel de carga.

Otro de los trabajos realizados recientemente y que se enfocan en el análisis o detección de fallas en el rotor de motores de inducción aplicando la Transformada Wavelet Discreta a una señal de corriente del motor se encuentra el artículo que lleva por título ‘The Performance Evaluation of Machine Learning based Techniques via Stator Current and Stray Flux for Broken Bar Fault in Induction Motors’[35], en este artículo evalúan y comparan varios algoritmos de clasificación que utilizan la corriente del estator y el flujo errante para detectar fallas de barras rotas en la etapa incipiente de los IM, mediante un modelo de motor basado en elementos finitos de escalonamiento de tiempo 2D en ANSYS Maxwell, se construye una configuración experimental para transmitir los datos de corriente del estator y flujo errante para aplicar técnicas de detección basadas en aprendizaje automático. Para el análisis y la detección de la condición se realiza a partir de la Transformada Wavelet Discreta (DWT), se elige la Wavelet db4 con frecuencia de muestreo de 2500 Hz y descomposición de seis niveles, y se analiza el rendimiento de diferentes clasificadores, se utilizan seis algoritmos de clasificación, *Support Vector Machines-SVM*, *k-nearest Neighbor-kNN*, *Ensemble*, *Decision Tree*, *Linear discriminant* y *Naïve Bayes* con 23 sub-clasificadores para evaluar el rendimiento para el diagnóstico de fallas de la barra rota del rotor. Los resultados muestran diferencias entre la simulación y resultados experimentales. Al final se concluye de acuerdo a los resultados que la mayoría de los algoritmos basados en el aprendizaje automático (10 de los 23 clasificadores) proporcionan una

precisión del 100 %, mientras que algunos, como *k-NN* grueso y árboles potenciados por ensemble, muestran un rendimiento más bajo y que *SVM* y los árboles de decisión brindan resultados más confiables tanto para la simulación como para los experimentos.

El estado del arte muestra diversos trabajos que se enfocan en la detección de fallas en el rotor de motores con jaula de ardilla haciendo uso de la TWD y otras herramientas, aplicadas individualmente y/o en conjunto con el fin de aumentar la certeza de la detección, saber la gravedad y diagnosticar las fallas. Se presenta un resumen de los trabajos realizados en un periodo que abarcan los últimos 15 años donde de manera general en la mayoría de los trabajos utilizan la corriente de arranque como señal de estudio, esto debido a que las características y amplitudes aumentan facilitando la identificación de las señales ligadas a las fallas, hasta hace unos 5 años aproximadamente en [23] se realizó la detección de fallas en línea, sin embargo, aunque comparte esta característica con el trabajo aquí expuesto no se tiene ninguna otra similitud, otra característica general que se presenta es el alto muestreo (alta velocidad de muestreo), con excepción de [47], esta característica igual se tiene en el desarrollo, pero ahí se enfocan en la optimización de un algoritmo para tener menor cantidad de cálculos utilizando la corriente de arranque como señal para trabajar. Otro de los atributos que se muestran con reiteración en los distintos trabajos que se presentan son los altos niveles de descomposición, ya que estos van ligados a la tasa de muestreo y entre mayor sea ésta mas niveles se tendrán, algo que no se tiene en el trabajo desarrollado ya que de manera secundaria se busca la optimización de los recursos.

En los trabajos revisados en los últimos 10 años se han realizado comparativas de resultados utilizando diversas Wavelets madre con el objetivo de saber cual es la mejor para su utilización en el análisis de las señales para la detección de las fallas en el rotor, en [19] se realiza la comparativa entre la aplicación de la Wavelet madre Daubechies-8, Daubechies-9, Daubechies-10, Symlet-7 y Symlet-8, como conclusión se menciona que la utilización de la Symlet-8 dio los mejores resultados, por otro lado en [20] se presenta una metodología mediante el uso de una simulación con Matlab/Simulink, en este igual se realizó la comparativa de los resultados utilizando la Wavelet madre Symlet, Daubechies y ReBior, mencionando como conclusión que aunque Symlet se comporta bien a mayor orden la Wavelet Daubechies (a partir de nivel 40) da mejores resultados aunque esto conlleva una mayor carga computacional. En la revisión de la literatura se puede encontrar que como aquí se hace, en [31-34] el trabajo en conjunto de varias herramientas dan mejores resultados y mayor certeza a la hora de detectar las fallas, por último en los años recientes se presentan trabajos donde se enfocan en la utilización de algoritmos como lo son las redes neuronales, las máquinas de vectores de soporte, aprendizaje en conjunto, arboles de desiciones, discriminante lineal entre otros, sin embargo, no hay que perder de vista que para que estos algoritmos puedan desempeñarse de la mejor manera los datos sobre los que se basan y/o son alimentados deben de ser los adecuados y fiables para tener los resultados mas óptimos y precisos.

Como reseña el método desarrollado es inédito dentro de la comunidad científica, basándonos en la revisión literaria y trabajos relacionados, aunque existen diversas similitudes esporádicas con algunos de los trabajos, en ninguno se aborda de la misma forma como se plantea aquí; para realizar la detección de las fallas que se presentan en el rotor de los motores de jaula de ardillas se tiene que el rango de trabajo es el que se encuentra pegado a la frecuencia fundamental, donde se tiene la mayor dificultad para detectar las señales ligadas a las fallas, una de las herramientas que se utiliza para esto son las bandas laterales, sin embargo, dando un nuevo enfoque, solo se utiliza la banda lateral inferior puesto que esta no aparece al menos que se tenga una variación en el campo magnético provocado por cambios físicos en el rotor. La señal de estudio se toma con el motor en funcionamiento (en línea), algo que muy pocos trabajos hacen, esto se hace ya que un objetivo colateral es que el método pueda ser aplicado en sitio (en las industrias) de manera práctica pues se tiene el afán de que realmente sea aplicado.

Las herramientas que se utilizan para el desarrollo de este método se seleccionaron de acuerdo al problema concreto a abordar, estas son el análisis de la firma de la corriente mediante la utilización de bandas laterales, la Transformada Wavelet Discreta y la descomposición multiresolución o multinivel para sacar el rango específico donde se presenta la señal de los coeficientes de detalles relacionados a la falla particular de estudio, todo esto apoyado bajo un filtrado específico, sin el cual no se podrían obtener los resultados óptimos, el trabajo de todas estas herramientas en conjunto hacen sinergia para poder tener un método eficaz y robusto para ser aplicado en la práctica teniendo los resultados óptimos que se necesitan en las industrias de la actualidad.

Capítulo 3

MARCO TEORICO

3.1. Motor eléctrico de inducción con rotor jaula de ardilla

Empecemos por concordar que en este trabajo se toma como definición de motor eléctrico, a toda máquina rotatoria capaz de transformar la energía eléctrica en energía mecánica de rotación. En general todo motor eléctrico está formado por tres partes principales las cuales son [63]:

- 1) Carcasa o *Frame* (parte exterior del motor), conforme a la aplicación del motor NEMA (en español Asociación Nacional de Manufacturas Eléctricas) o IEC (en español Comisión Electrotécnica Internacional), las unidades de medición de todos los motores NEMA están hechos utilizando la medida americana en pulgadas, mientras que la IEC utiliza el Sistema Internacional con milímetros. La carcasa es la parte que cubre y protege al estator y al rotor, el material empleado para su fabricación depende del tipo de motor, de su diseño y de su aplicación, generalmente es metálica con un material como hierro fundido o acero al carbon [70], [101].



Figura 5. Carcasa de un motor de inducción. Imagen recuperada de [101].

- 2) **Estator** (llamado inductor o campos en los motores de corriente continua) conformado por laminaciones de acero al silicio. El estator se encuentra fijado en la carcasa del motor y no tiene movimiento. En el se coloca un bobinado o devanado trifásico desfasado 120° en el espacio [70], [97].

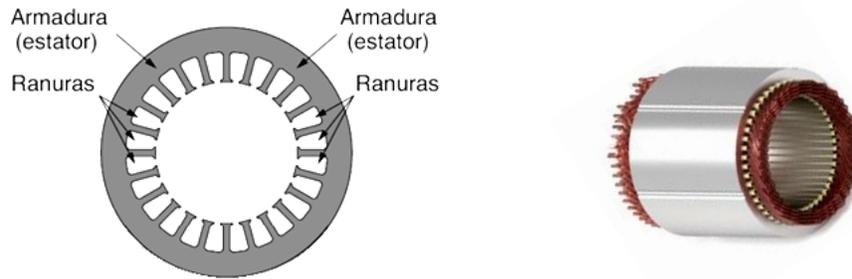


Figura 6. Estator de un motor de inducción. Imagen recuperada de [104].

- 3) **Rotor** (llamado inducido o armadura en los motores de corriente continua) conformado de laminaciones de acero al silicio con orificios o fundición de aluminio o cobre. El rotor es un cilindro que se coloca dentro del estator y que tiene la posibilidad de rotar [97], dicho de otra manera, es el componente giratorio que cuenta con un eje y unas bobinas que se encuentran en su núcleo (estructura cilíndrica) que gira [70].

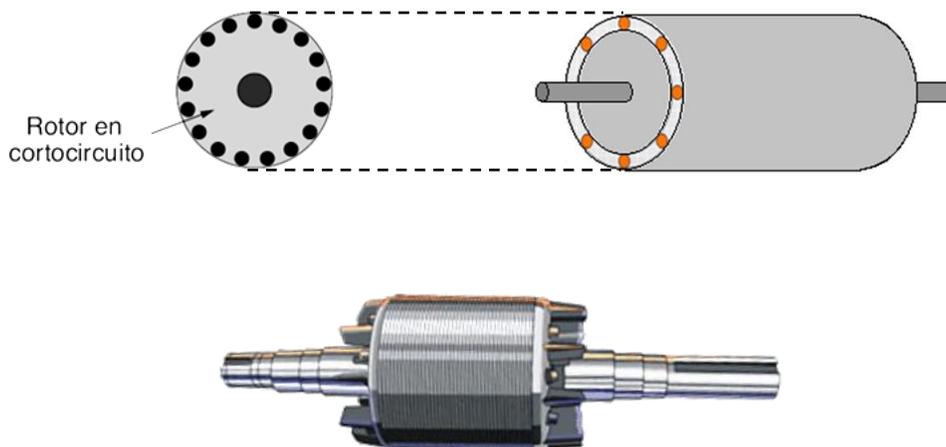


Figura 7. Rotor de un motor de inducción. Imagen recuperada de [104].

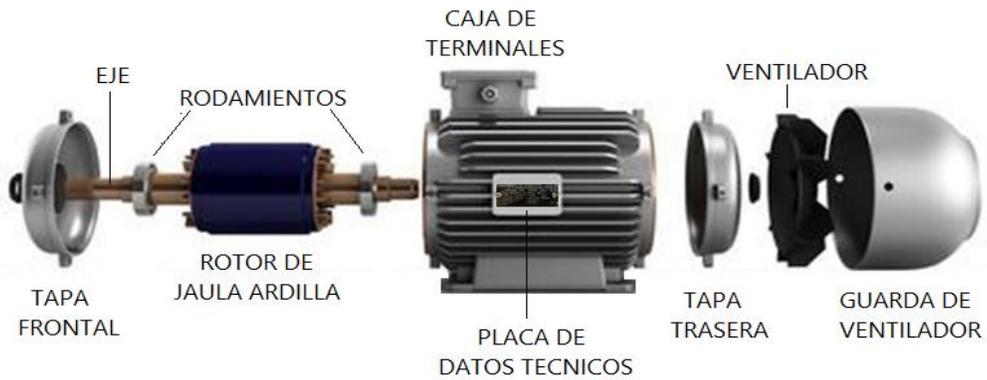


Figura 8. Partes de un motor jaula de ardilla. Recuperada de [102].

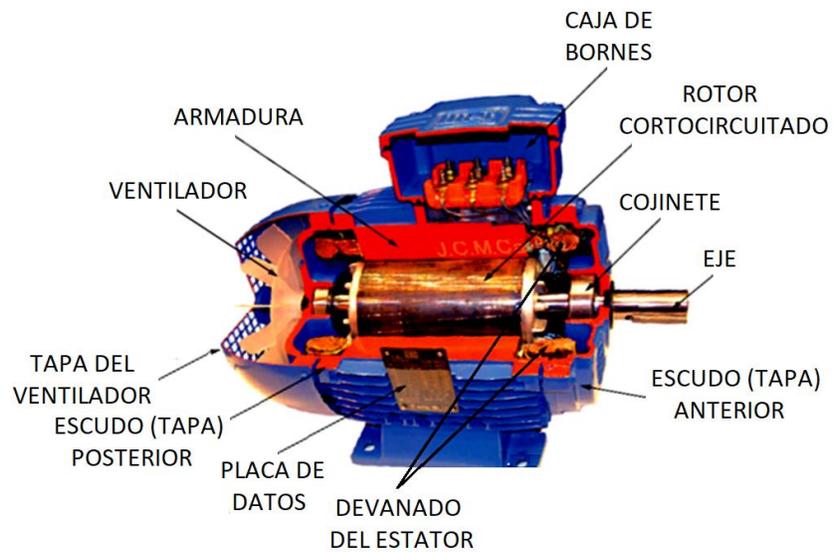


Figura 9. Partes de un motor asíncrono trifásico. Recuperada de [92] (modificada).

Ahora bien, existen múltiples maneras de clasificar a los motores eléctricos, una de la más comunes y que es ampliamente utilizada es atendiendo al tipo de corriente utilizada para su alimentación, clasificándose como:

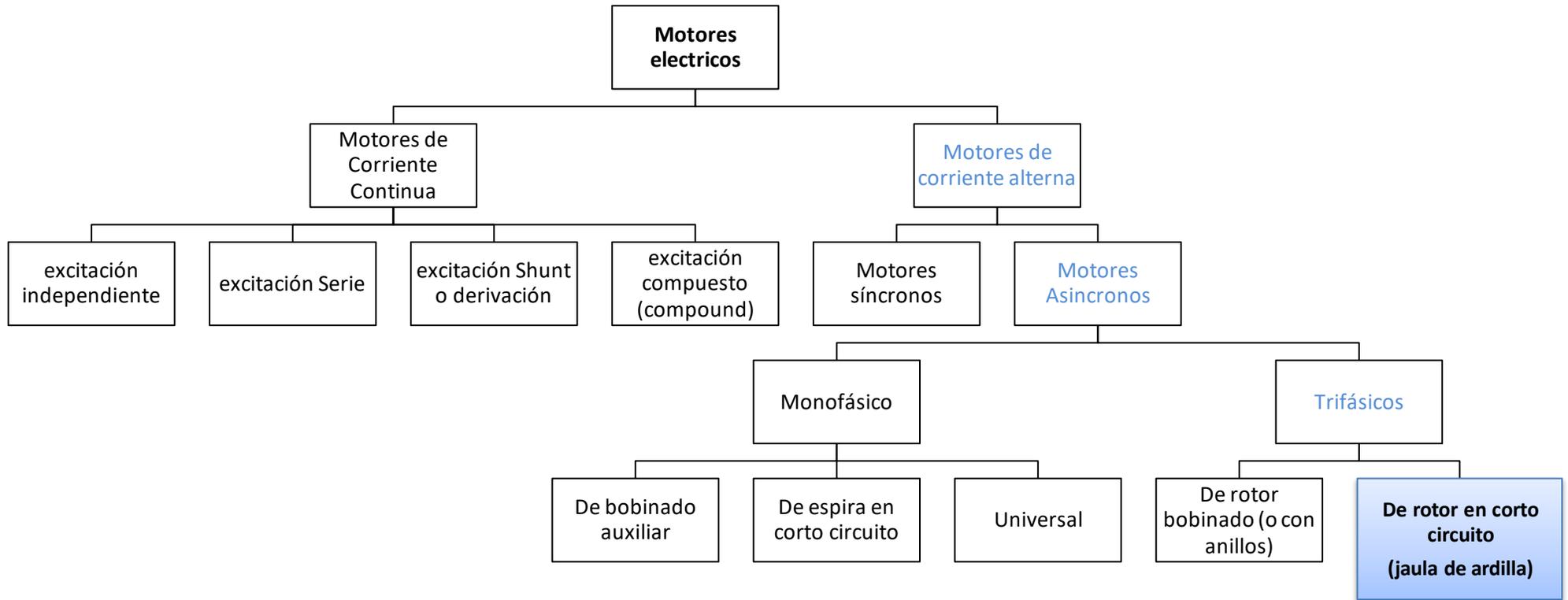


Diagrama 1.- Clasificación de motores eléctricos. Recuperado de [67].

Enfocándonos en el rotor que es la zona de interés para este proyecto, podemos ver que existen diversas maneras de construcción, sin embargo, los más comunes que se emplean en motores asíncronos de corriente alterna son el motor con rotor devanado y motor con jaula de ardilla, siendo de este ultimo tipo los más utilizados los de jaula simple, jaula doble y de ranura profunda, es importante mencionar que en este trabajo solo nos enfocaremos en el estudio y análisis de los motores con jaula simple.

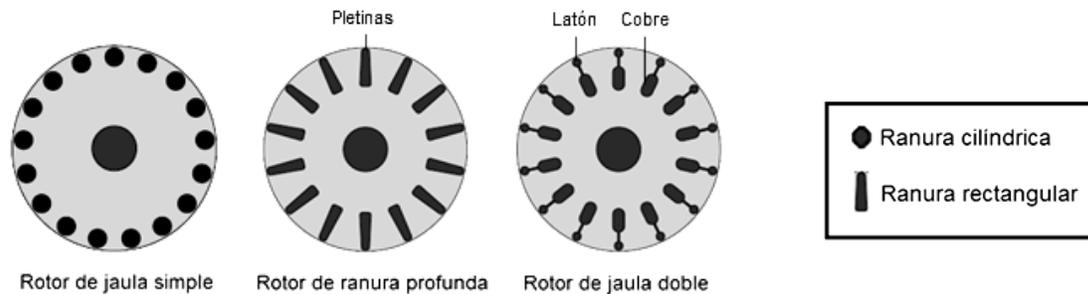


Figura 10. Tipos de rotor de jaula de ardilla. Recuperada de [92].

Durante el arranque directo en línea, la corriente del rotor del MI es muy alta, típicamente de 5 a 6 hasta 8 o 9 veces la corriente nominal. En estas condiciones, las fallas del rotor son más evidentes que en condiciones normales de funcionamiento además la corriente de arranque es menos sensible que la corriente de funcionamiento al nivel de carga del motor, sin embargo, existen dos inconvenientes al tratar con la corriente de arranque los cuales son: la primera que la velocidad del motor cambia constantemente durante el arranque, lo que ocasiona que los componentes de frecuencia de la falla esten cambiando en amplitud y frecuencia, y la segunda es que la corriente de arranque solo se produce durante un pequeño período de tiempo y lo cual no siempre es posible tener esta condición en campo.

Aunque la jaula del motor de inducción es muy rígida comparada con los devanados convencionales, los problemas que en la misma ocurren suelen estar relacionados con las grandes temperaturas alcanzadas en el rotor 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, y particularmente durante los arranques y cambios de régimen de funcionamiento del motor [93].

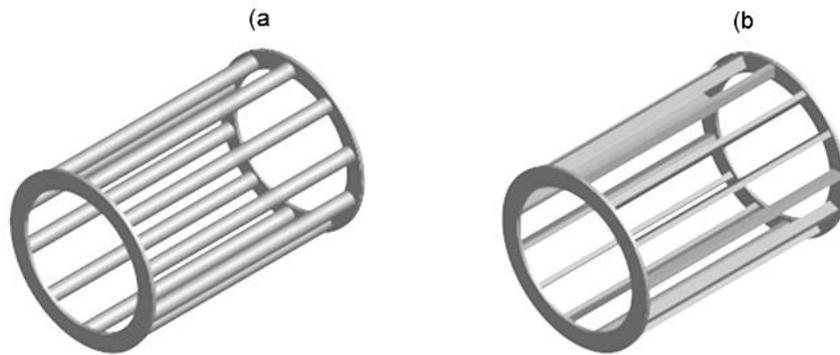


Figura 11. Barras de rotor jaula de ardilla (a circular y (b rectangular. Recuperada de [92].

El origen de tales defectos puede provenir de la elección incorrecta de los materiales que conforman la jaula y la deficiente manufactura de la jaula que pueden suceder 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.

Si la velocidad del rotor fluctúa debido a variaciones de la carga o al propio ciclo de trabajo, especialmente en motores con frecuentes arranques de velocidad variable e inversiones del sentido de giro, etc., se considera una falla que produce alteraciones de la distribución del flujo en el entrehierro que se ven reflejados en pulsaciones de velocidad, en una mayor vibración, en alteraciones de la corriente de alimentación y en el flujo axial de dispersión [93].

3.2. Transformada de Fourier

En el análisis de señales existe un gran número de herramientas que se pueden emplear, entre las que destaca y además una de las más comunes es la Transformada de Fourier [1], [2], [3], gracias a su relativa sencillez de aplicación y su capacidad de entregar una representación del contenido de frecuencias que posee una determinada señal, sin embargo, debido a las limitaciones propias de dicha herramienta, se han desarrollado nuevas herramientas que permiten realizar un análisis de las señales desde otra perspectiva por la necesidad de poder analizar señales que no se comportan en forma estacionaria, y/o que presentan cambios bruscos en intervalos muy pequeños, una de estas herramientas es la Transformada Wavelet como se menciona en [9]. Para entender

de mejor manera dicha herramienta de análisis de señales y observar como esta elimina las limitaciones de la Transformada de Fourier se presenta una breve introducción de ésta para posteriormente pasar a la teoría de la Transformada de Wavelet y la Transformada Wavelet Discreta.

Como se hizo mención en primera instancia se inicia con la revisión de la Transformada de Fourier(en ingles FT-Fourier Transform), para comenzar se debe tener presente que la finalidad de las transformaciones matemáticas que se aplican a las señales es para obtener de ellas más información que aquella que se puede extraer de la señal en el tiempo, siguiendo esta línea la Transformada de Fourier permite descomponer una señal en sus componentes sinusoidales y cosenoidales de diferentes frecuencias y amplitudes, dicho de otra manera, se puede ver como una herramienta o técnica matemática para transformar el punto de vista de la señal de una base en tiempo a una base en frecuencia, como se ilustra esquemáticamente en la figura 12.

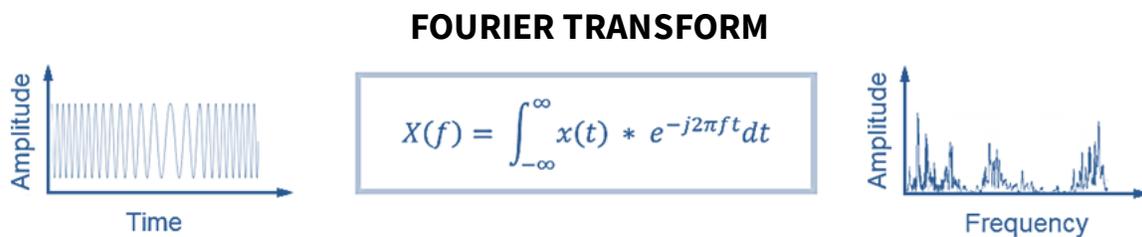


Figura 12. Transformada de Fourier.

En una gran parte de los casos el análisis mediante la Transformada de Fourier resulta útil, sin embargo, al pasar una señal al dominio de la frecuencia se pierde la información referente al tiempo, pues cuando se observa una señal a la cual se le aplico la Transformación de Fourier resulta imposible determinar cuándo ocurre o en qué momento está presente (en el dominio del tiempo) una determinada frecuencia. Cabe mencionar que, si se está trabajando con una señal estacionaria y/o periódica, dicho de otra manera, si las propiedades de la señal que se está analizando no cambian demasiado en el tiempo, esto no resulta ser una gran desventaja.

Sin embargo, un importante número de señales de estudio y en especial en la práctica presentan características no estacionarias o transitorias, tales como una tendencia, cambios abruptos, paros y arranques, etc. Estas características no estacionarias de las señales resultantes suelen ser las secciones de mayor interés, y la Transformada de Fourier no está preparada en su totalidad para detectarlas y/o analizarlas de la manera más adecuada posible.

3.3. Transformada de Fourier de Tiempo Corto.

Dando paso a la Transformada de Fourier de Tiempo Corto (en inglés STFT - Short Time Fourier Transform) [4], se observa que es una variante que pretende corregir la deficiencia presentada por la Transformada de Fourier respecto al tiempo, este método fue utilizado en [9], [10] para la detección de fallas en motores de inducción. En 1946 Denis Gabor tomó como base la Transformada de Fourier y la adaptó para poder analizar una pequeña sección de la señal en un determinado tiempo, se podría decir de otra manera que mediante una especie de ventana, esta adaptación es la que se conoce como Transformada de Fourier de Tiempo Corto, la cual consiste en llevar una señal del plano del tiempo al plano bidimensional de tiempo y frecuencia, como se observa graficamente en la figura 13.

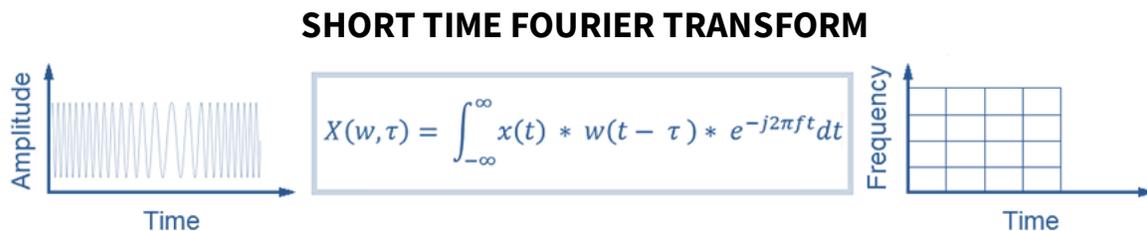


Figura 13. Transformada de Fourier de Tiempo corto.

La STFT representa una especie de relación directa entre el dominio del tiempo y el de la frecuencia de una señal, ya que por su naturaleza puede proveer algo de información de cuándo (tiempo) y a qué frecuencia de una señal ocurre un determinado evento debido a la naturaleza de la ventana seleccionada, sin embargo, solamente se puede obtener dicha información con una precisión limitada que depende del tamaño de la sección o ventana seleccionada, siendo la relación más directa entre la información del tiempo y la frecuencia una mejora que resulta útil, pero la limitación del método surge al seleccionar la ventana de tiempo, puesto que al escogerla de un determinado tamaño dicha ventana es la misma para todas las frecuencias, y si no es lo suficientemente pequeña puede llegar a no ser lo suficientemente precisa para el análisis de la señal ya que muchas señales requieren un mayor acercamiento, de modo tal que sea posible variar el tamaño de la ventana para tener una mayor flexibilidad y determinar con mayor precisión el tiempo o la frecuencia.

3.4. Transformada Wavelet

Siendo la Transformada Wavelet (en inglés WT- Wavelet Transform)[12],[15] una técnica mediante ventanas con regiones de tamaño variable, esta representa el paso lógico siguiente a la STFT ya que el análisis mediante la Transformada Wavelet permite el uso de intervalos grandes de tiempo en aquellos segmentos en los que se requiere mayor precisión en baja frecuencia, y regiones más pequeñas donde se requiere información en alta frecuencia como se puede ver en los trabajos [13], [14] para la detección de fallas en motores de inducción, esta idea se muestra en forma esquemática en la figura 14.

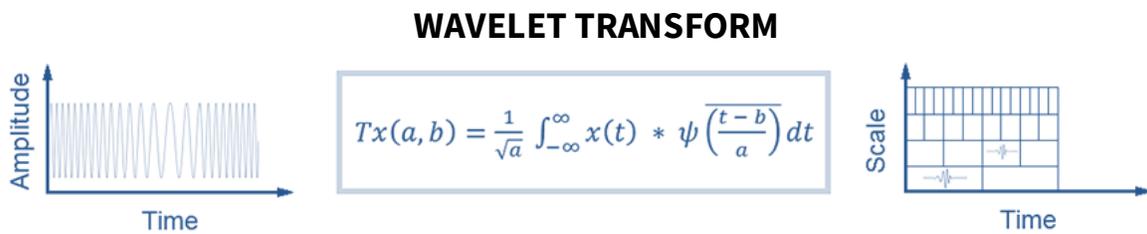


Figura 14. Transformada Wavelet Continua.

De manera más formal y antes de abordar un poco de la teoría sobre la Transformada Wavelet debemos definir que es una Wavelet (ondícula). Una función Wavelet es una onda de corta duración donde su energía se encuentra concentrada en el tiempo, es decir tiene energía finita. Por definición una función $\psi \in L^2(\mathbb{R})$ (números reales) es una Wavelet si tiene promedio cero [16], es decir:

$$\int_{\mathbb{R}} \psi = 0 \tag{1}$$

Hay una variedad de Wavelets como se muestra en [1], [14], [26], [52] que tienen propiedades específicas y se pueden usar para el análisis de señales en diversos campos de las ciencias, como imágenes por computadora, monitoreo cardíaco, eliminación de ruido de señales sísmicas, compresión de audio y video, solución rápida de ecuaciones diferenciales parciales, etc., pero también en la supervisión del estado de motores eléctricos que se la parte que en este trabajo abordamos.

Dentro del análisis con Wavelets hay varias familias que se utilizan para la aplicación de la Transformada Wavelet, como, por ejemplo, Gaussian, Morlet, Mexican Hat, Daubechies, Symlets, Coiflets, Biorthogonal Spline y Wavelets complejas, sin embargo, los tipos de Wavelet más típicos utilizados en el monitoreo de condición de máquinas eléctricas son los que se muestran en la figura 15 y sus variantes en diferentes niveles.

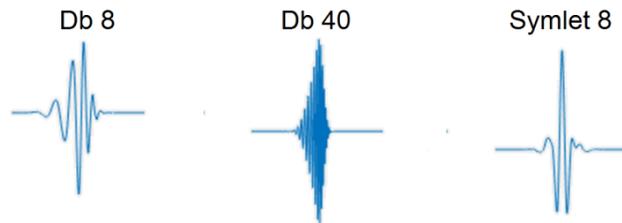


Figura 15. Wavelets más comunes en análisis de señales de MI. Recuperada de [72].

La Transformada Wavelet continua [15], [16], [17], [18], [19] es similar a la Transformada de Fourier de tiempo corto excepto que se reemplaza $g(t - b)e^{i\xi x}$ por $\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)$, en donde b es el factor de traslación y a es el factor de dilatación o escalamiento de la Wavelet madre $\psi(x)$, a esta transformación se le conoce como Transformada Wavelet Continua. La Wavelet madre permite analizar la señal en *ventanas de tamaño arbitrario*, lo cual se realiza con el factor de escalamiento a y el análisis a lo largo del eje temporal se realiza con el factor de traslación b [16].

La transformada Wavelet de una señal continua $x(t)$ con respecto a la función Wavelet se define como

$$Tx(a, b) = \omega(a) \int_{\mathbb{R}} x(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (2)$$

Donde $\omega(\mathbf{a})$ es una función de peso y $\bar{\psi}$ corresponde al complejo conjugado. Cabe señalar que una función Wavelet puede ser real o compleja, generalmente $\omega(\mathbf{a})$ se toma como $1/\sqrt{a}$ para tener conservación de la energía. Por lo tanto, la transformada Wavelet se escribe como [16], [98]:

$$Tx(a, b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{\mathbb{R}} x(t) \overline{\psi\left(\frac{t-b}{a}\right)} dt \quad (3)$$

En esta ecuación, el producto de la Wavelet y la señal se integran sobre el rango de la señal, que formalmente hablando es una convolución. La función Wavelet normalizada se escribe de manera compacta como [16]:

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) \quad (4)$$

donde la normalización es con respecto a la energía de la Wavelet, y se puede expresar de manera compacta la Transformada Wavelet como un producto interno:

$$Tx(a, b) = \langle x, \psi_{a,b} \rangle \quad (5)$$

La Wavelet debe tener soporte localizado alrededor del origen. Intuitivamente debemos pedir que [16]:

$$\int t\psi(t)dt < \infty \quad (6)$$

Esto asegura que la Wavelet está realmente concentrada alrededor del intervalo $[-L, L]$ donde L es la varianza [16].

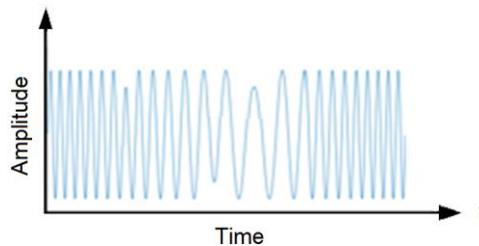


Figura 16- Señal no periódica.

El parámetro escala o scale (s ó a) usado en el análisis Wavelet es similar a la escala usada en la elaboración de mapas, solo que en el análisis con *Wavelet* las bajas frecuencias (altas escalas) corresponden a la información global de una señal (la tendencia de la señal), mientras que las altas frecuencias (bajas escalas) corresponden a información detallada de patrones ocultos de la señal (parte de la señal con duración corta de tiempo).

3.5. Transformada Wavelet Discreta

Para aplicar la Transformada Wavelet a una serie de datos numéricos, se hace necesario implementar una Transformada Discreta [15], [16], [17], [18], [19] y [98]. Considerando la Transformada Wavelet de una señal continua $x(t)$, pero con parámetros de traslación y escalamiento a y b discretos. Una manera natural de muestrear los parámetros a es usando discretización logarítmica de la escala a y ligarlo al tamaño de paso de b , es decir, moviéndose en pasos discretos a cada localización de b el cual es proporcional a la escala a . Esta discretización de la *Wavelet* tiene la siguiente forma:

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{a_0^m}} \psi\left(\frac{t - nb_0 a_0^m}{a_0^m}\right) \quad (7)$$

donde $m, n \in \mathbb{Z}$ (números enteros) controlan el escalamiento y la traslación respectivamente; a_0 es el tamaño de paso de dilatación fijo mayor que 1 y b es el parámetro de localización que debe ser mayor que cero. De la ecuación (7), el tamaño de paso de la traslación $\delta b = b_0 a_0^m$ es directamente proporcional a la escala Wavelet a_0^m . Por lo tanto, la Transformada Wavelet de la señal continua $x(t)$ usando *Wavelets discretas* de la forma (7) está dada por [16]:

$$T_{m,n}x = \int_{\mathbb{R}} x(t) * \frac{1}{a_0^{m/2}} \psi(a_0^{-m}t - nb_0) dt \quad (8)$$

La cual se puede también expresar como un producto interno de la siguiente forma:

$$T_{m,n}x = \langle x, \psi_{m,n} \rangle \quad (9)$$

en donde $T_{m,n}x$ son los valores de la Transformada Wavelet Discreta (DWT) y los valores $T_{m,n}$ se les conoce como **coeficientes Wavelet o coeficientes de detalle** estos son los que permiten determinar que tan buena es la representación en el espacio Wavelet de una señal utilizando esta descomposición. *Los marcos de Wavelets proporcionan el marco teórico para estudiar Wavelets discretas ya que se construyen muestreando los parámetros del tiempo y escala de una Transformada Wavelet Continua.*

Los valores más comunes de a_0 y b_0 son 2 y 1 respectivamente. Al escalamiento logarítmico en potencias de dos de los tamaños de paso de la traslación y la dilatación se le conoce cómo arreglo malla diádica. Sustituyendo $a_0 = 2$ y $b_0 = 1$ en la ecuación (7), la Wavelet de la malla diádica se escribe como [16]:

$$\psi_{m,n}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \psi\left(\frac{t - n(1)(2^m)}{2^m}\right) \quad (10)$$

Que simplificando la expresión queda:

$$\psi_{m,n}(t) = 2^{-m/2} \psi(2^{-m}t - n) \quad (11)$$

La Transformada Wavelet Discreta tiene asociada una ecuación de dilatación (o escalamiento) y su función de escalamiento, la cual contiene información sobre la suavidad de la señal, además de tener una expresión análoga a la función Wavelet [16]:

$$\phi_{m,n}(t) = 2^{-m/2} \phi(2^{-m}t - n) \quad (12)$$

La cual cumple que

$$\int_{\mathbb{R}} \phi_{0,0}(t) dt = 1 \quad (13)$$

en donde $\phi_{0,0} = \phi(t)$ generalmente se le llama función de escalamiento. La función de escalamiento es ortogonal (perpendicular, el producto escalar es cero) a las traslaciones, pero no a las dilataciones. Si se convoluciona la **función de escalamiento** con la señal, entonces obtenemos los **coeficientes de aproximación** [16]:

$$S_{m,n} = \int_{\mathbb{R}} x(t)\psi_{m,n}(t)dt \quad (14)$$

A los coeficientes de aproximación a la escala m se les conoce como **aproximación discreta** de la señal en esa escala. Es posible generar una **aproximación continua** de la señal mediante series que tienen la forma [16], [987]:

$$x_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{m,n}\phi_{m,n}(t) \quad (15)$$

en donde $x_m(t)$ es una versión suave que depende de la función de escalamiento de la señal $x(t)$ a la escala m . Podemos representar la señal $x(t)$ mediante una expansión en series combinadas de coeficientes de aproximación y coeficientes de detalle de la siguiente manera:

$$x(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_{m_0,n}\phi_{m_0,n}(t) + \sum_{m=-\infty}^{m_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n}\psi_{m,n}(t) \quad (16)$$

En esta ecuación, la señal continua original se descompone como una aproximación de sí misma, a una escala arbitraria m_0 , agregándole una sucesión de detalles que están por debajo de la escala m_0 .

La señal de detalle a la escala m se define como

$$d_m(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} T_{m,n}\psi_{m,n}(t) \quad (17)$$

Así que la ecuación (16) se puede reescribir como:

$$x(t) = x_{m_0}(t) + \sum_{m=-\infty}^{m_0} d_m(t) \quad (18)$$

De esta ecuación se puede ver que:

$$x_{m-1}(t) = x_m(t) + d_m(t) \quad (19)$$

es decir, que si agregamos la señal de detalle a una escala arbitraria m a la aproximación a la misma escala, entonces obtenemos la aproximación de la señal a una resolución mayor, a este proceso se le llama **representación multirresolución**.

El análisis de ondículas discretas y el algoritmo rápido asociado se pueden colocar convenientemente en el marco del filtrado, un marco no necesariamente es una base [16]. Usamos el término filtro de cuadratura (siglas en inglés QF) para denotar un operador lineal que convoluciona y diezma [98].

La idea para aplicar la Transformada Wavelet a una serie de datos numéricos, e implementar la Transformada discreta fue desarrollada por Mallat en 1988, quien diseñó un algoritmo basado en un banco de filtros que permite obtener una Transformada Wavelet en forma instantánea a partir de los datos de interés.

Una forma más sencilla de comprender el modo de operación de esta transformada es pensar que la señal en base de tiempo es pasada por varios filtros pasa bajas y pasa altas (diadicos), los cuales separan las partes de la señal de alta frecuencia de las de baja frecuencia, este procedimiento es recursivo repitiéndose en una porción de la señal hasta que se haya descompuesto la señal en un determinado número. De este modo, se tienen un grupo de señales que representan a la misma señal, pero todas ellas corresponden a diferentes bandas de frecuencias. Un ejemplo ilustrativo de una señal no estacionaria es el que se muestra en la figura 16, donde se observa una señal de frecuencias diferentes en distintos instantes de tiempo.

3.6. Filtros en cuadratura

Un hecho que aportó a la evolución del estudio de las Wavelets se dio en 1985 por Stephane Mallat donde estableció la relación de los filtros espejo de cuadratura, los algoritmos piramidales y las bases orto-normales (es una base ortogonal, en la cual la norma de cada elemento que la compone es unitaria) de las Wavelets.

Un banco de filtros consiste en un conjunto de dos filtros digitales multi-tasa, generalmente conectados en paralelo, que utiliza dos decimadores en la parte del análisis de señales y dos interpoladores en la parte de síntesis de señales [16], [98].

Al proceso de descomposición realizado por el banco de filtros se le llama análisis, el cual consiste en analizar la señal en términos de sus componentes en cada sub-banda y a la salida del análisis se le conoce como señal de sub-banda, la cual tiene tantas sub-bandas como filtros tenga el banco de filtros. Al proceso de reconstrucción se le llama síntesis, que consiste en reconstruir la señal completa resultante del proceso de filtrado. [16][98]

A este tipo de banco de filtros se le llama filtro espejo en cuadratura de dos canales o de dos bandas (en inglés QMF-Quadrature mirror filters) como se muestra en la figura 17.

Los filtros pasa-bajas y pasa-altas en la sección de análisis presentan las respuestas al impulso H y G respectivamente. Análogamente, los filtros pasa-bajas y pasa-altas en la sección de síntesis presentan las respuestas al impulso H^* y G^* , respectivamente [16].

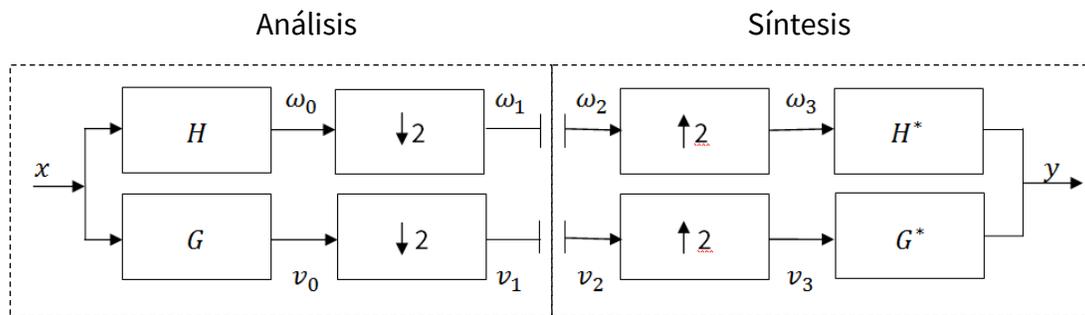


Figura 17. Banco de filtro de dos canales. Recuperada de [16].

El término “cuadratura” se debe a que las respuestas en frecuencias de los filtros pasan baja y pasa alta son simétricos alrededor del punto de “cuadratura” $\frac{\pi}{2}$. Consideremos el espectro la respuesta de filtro, para señales reales, las frecuencias van de 0 a π . Si dividimos esto en dos secciones pasa-bajas y pasa-altas ideales, luego los dividimos a la mitad otra vez, es decir, en el punto $\frac{\pi}{2}$. El término “espejo” se debe a que las magnitudes de frecuencia de los filtros pasa-baja son una el reflejo de las magnitudes de frecuencia de los filtros pasa-alta [16].

Reiteramos que el análisis de ondículas discretas y el algoritmo rápido asociado se pueden colocar convenientemente en el marco del filtrado. Considere una señal discreta $f = \{f_n\}$, que podría ser finita o infinita. Si no se especifica lo contrario, asumir que la sucesión es doblemente infinita, es decir, el índice n va de $-\infty$ a $+\infty$ [98].

Usando el término filtro para denotar un operador de convolución, suponga que h y f están en $l_1(\mathbb{Z})$. El operador de filtro H que actúa sobre f está dado por

$$(Hf)_n = \sum_{k \in \mathbb{Z}} h_{n-k} f_k \quad (20)$$

Si la secuencia de filtro h_k tiene un soporte finito, tenemos un filtro de respuesta de impulso finito (FIR); de lo contrario, tenemos un filtro de respuesta de impulso infinito (IIR).

Usamos el término filtro de cuadratura (QF) para denotar un operador lineal que convoluciona y diezma. Definiendo un operador QF de convolución-decimación H_Q y su adjunto H_Q^* mediante las siguientes fórmulas [98]:

$$(H_Q f)_k = \sum_{l \in \mathbb{Z}} h_{l-2k} f_l \quad k \in \mathbb{Z} \quad (21)$$

y

$$(H_Q^* f)_k = \sum_{l \in \mathbb{Z}} \bar{h}_{k-2l} f_l \quad k \in \mathbb{Z} \quad (22)$$

Un filtro de cuadratura individual no es invertible, ya que pierde información en el paso de diezmo. Sin embargo, es posible encontrar un par de QFs para que cada uno conserve la información perdida por el otro. Tal par de QF se pueden combinar en un operador invertible. Por conveniencia, podemos suprimir el subíndice Q para la notación de filtros en cuadratura, para evitar confusión.

Un par de QFs H y G que satisfagan

$$g_k = (-1)^k \bar{h}_{1-k} \quad (23)$$

se llama un **conjunto de filtros de espejo en cuadratura** (QMF). Un par de QF H y G se denomina conjunto de QF ortogonales si se cumplen las siguientes condiciones:

$$HH^* = GG^* = I \quad (23.1)$$

$$GH^* = HG^* = 0 \quad (23.2)$$

$$H^*H + G^*G = I \quad (23.3)$$

$$H1 = \sqrt{2} 1, 1 = (\dots, 1, 1, 1, \dots)^T \quad (23.4)$$

No hay FIR QMF de reconstrucción exacta ortogonal simétrica. Las condiciones QF ortogonales recién dadas implican que:

$$H^*1 = \frac{1}{\sqrt{2}} 1, \quad G1 = 0, \quad |G^*1| = \frac{1}{\sqrt{2}} 1 \quad (23.5)$$

donde el valor absoluto en $|G^*1|$ está destinado a la entrada.

Asociado con el filtro H , defina

$$H(\omega) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} h_k e^{-ik\omega} \quad (24)$$

Se dice que el filtro H es de paso bajo si el soporte de $H(\omega)$ contiene 0; de lo contrario, se dice que es de paso alto G .

El algoritmo Wavelet rápido se puede representar a través de QF:

Wavelet de descomposición:

$$c_{j-1} = Hc_j, \quad d_{j-1} = Gc_j \quad (25)$$

Wavelet de reconstrucción:

$$c_j = H^*c_{j-1} + G^*d_{j-1} \quad (26)$$

3.7. Análisis multi-resolución o multi-espectral

Las ondículas son una herramienta de análisis con las cuales se puede describir matemáticamente el incremento en la información necesaria para pasar de una aproximación más gruesa o de baja resolución a una aproximación de mayor resolución, esto fue establecido por Mallat pues colocó esta idea en el marco del análisis multiresolución.

La idea intuitiva del análisis multiresolución es proyectar una función $f \in L^2(\mathbb{R})$ sobre una sucesión de subespacios V_j, V_{j+1} tales que su proyección sea aproximaciones cada vez más finas de f , dichos subespacios V_j se obtienen mediante la función de escalamiento (13), mientras que los sub-espacios de resoluciones se obtienen mediante la función Wavelet (4) [16].

El análisis multiresolución de $L_2(\mathbb{R})$ consta de una secuencia anidada de sub-espacios cerrados $\cdots V_{j-1} \subset V_j \subset V_{j+1} \cdots$ para aproximar funciones $L_2(\mathbb{R})$. El análisis multiresolución cumple las siguientes condiciones [16], [98]:

1. $\cup_{j=-\infty}^{\infty} V_j$ es densa en $L_2(\mathbb{R})$.
2. $\cap_{j=-\infty}^{\infty} V_j = \{0\}$.
3. $f(x) \in V_j$ si y solo si $f(2x) \in V_{j+1}, \forall j \in \mathbb{Z}$.
4. Existe una función $f(x)$ tal que $\{f(x - k): k \in \mathbb{Z}\}$ forma una base incondicional (también conocida como base de Riesz) para V_0 .

Note que $\{f(2^j x - k): k \in \mathbb{Z}\}$ es una base incondicional para V_j .

Dada esta base incondicional de traslación-invariante, estamos buscando si existe una base ortonormal traslación-invariante, la respuesta a esto es afirmativa. Existe una función $\phi(x)$ tal que $\int_{-\infty}^{\infty} \phi(x) dx = 1$ y que $\{\phi(x - k)\}_{k \in \mathbb{Z}}$ forma una base ortonormal para V_0 . La función $\phi(x)$ se denomina función de escalamiento Wavelet u ondícula padre.

La siguiente es una breve descripción de la construcción de $\phi(x)$ de la base incondicional $\{f(x - k)\}_{k \in \mathbb{Z}}$ basada en el método de Fourier.

La familia de integrales se traduce de una sola función $\phi^{o.n.}(x) \in L_1(\mathbb{R}) \cap L_2(\mathbb{R})$ es un conjunto ortonormal si y solo si

$$\sum_{k \in \mathbb{Z}} |\hat{\phi}^{o.n.}(\omega + 2\pi k)|^2 = \frac{1}{2\pi} \quad (27)$$

para todo $\omega \in \mathbb{R}$. Dada la base incondicional $\{f(x - k)\}: k \in \mathbb{Z}$, sea

$$M(\omega) = \left(2\pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} |\hat{f}(\omega + 2k\pi)|^2 \right)^{-1/2} \quad (28)$$

Y sea $\phi(x)$ dada por:

$$\hat{\phi}(x) = M(\omega)\hat{f}(\omega) \quad (29)$$

Se puede comprobar fácilmente que $\phi(x)$ satisface (3). Así $\{\phi(x - k)\}_{k \in \mathbb{Z}}$ forma una base ortonormal para V_0 . Observe que $\{\phi_{j,k}(x) = \sqrt{2^j} \phi(2^j x - k): k \in \mathbb{Z}\}$ es entonces una base ortonormal para V_j . Dado que $V_0 \subset V_1$, la función de escalado $\phi(x)$ se puede representar como una combinación lineal de funciones $\phi_{1,k}(x)$:

$$\phi(x) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} h_k \phi_{1,k}(x) \quad (30)$$

para algunos coeficientes h_k , $k \in \mathbb{Z}$. La ecuación anterior se llama ecuación de dos escalas o ecuación de escala. La secuencia de coeficientes $\{h_k: k \in \mathbb{Z}\}$ tiene las propiedades [98].

$$\sum_{k \in \mathbb{Z}} h_k = \sqrt{2} \quad \sum_{k \in \mathbb{Z}} h_k^2 = 1 \quad (31)$$

Para un análisis multirresolución arbitrario de $L_2(\mathbb{R})$, existe una función $\psi(x)$ tal que $\{\psi_{j,k}(x) = \sqrt{2^j} \psi(2^j x - k): k \in \mathbb{Z}\}$ forma una base ortonormal de la diferencia espacio W_j . Así, $\{\psi_{j,k}(x): j, k \in \mathbb{Z}\}$ forma una base ortonormal para $L_2(\mathbb{R})$. La función $\psi(x)$ se denomina función Wavelet o Wavelet madre. Como $\psi(x) \in W_0 \subset V_1$, se puede representar como [98]:

$$\psi(x) = \sum_{k \in \mathbb{Z}} g_k \phi_{1,k}(x) \quad (32)$$

para algunos coeficientes g_k , $k \in \mathbb{Z}$. Una posibilidad para la elección de estos coeficientes puede establecerse para relacionarse con h_k por

$$g_k = (-1)^k \bar{h}_{1-k} \quad (33)$$

Esto es, esencialmente sólo una secuencia h de dos escalas que gobierna el análisis multirresolución y su descomposición Wavelet.

En la mayoría de las señales son las componentes de baja frecuencia las que le otorgan a la señal la mayor parte de su información, mientras que las componentes de alta frecuencia se encargan de incorporar características más particulares, es por ello que se subdividen las componentes de una señal en dos categorías: Aproximaciones (baja frecuencia) y Detalles (alta frecuencia). Luego surge la idea de separar estas dos componentes siendo lo más intuitivo a través de filtros, esto queda ejemplificado en la figura 18.

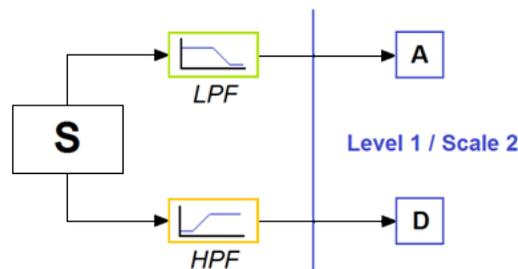


Figura 18. Separación de la señal con Filtros. Recuperada de [71] (modificada).

Sin embargo, para muchas señales de mayor complejidad no basta con dos bandas de frecuencias (alta y baja), sino que debe hacerse una descomposición de más niveles para poder separar las características y poder analizarlas independientemente, dando origen a la idea de filtros multiniveles, para realizar esto basta con hacer recursivo el proceso de filtrado, es decir, aplicar el mismo procedimiento a las señales de salida de la primera etapa, y así sucesivamente hasta el nivel de precisión que se desee, esto origina una descomposición multi-nivel conocida como ramificación o árbol de descomposición Wavelet, cuya imagen se puede ver en la figura 19.

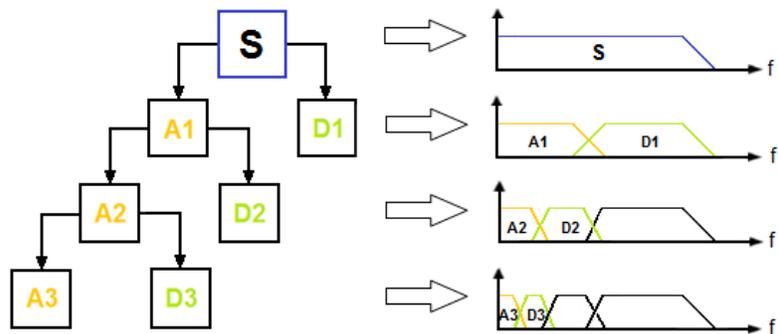


Figura 19. Árbol de descomposición y sub-bandas de frecuencia.

Obsérvese que D1 resulta ser la componente de más alta frecuencia de la señal, y A3 la de menor frecuencia. Al ser descompuesta la señal en mayor cantidad de bandas de frecuencia se posee una información más detallada acerca de la señal S, por lo que esta metodología es conocida como multirresolución. El concepto del análisis multirresolución (MRA) [15], [16], es el corazón de la teoría de Wavelets, en donde una función puede verse a varios niveles de aproximaciones o “resoluciones”. Aplicando el MRA podemos dividir una función complicada en varias funciones simples y estudiarlas por separado.

En teoría, como se trata de un proceso recursivo se podría realizar en forma sucesiva infinitas veces, sin embargo, en la práctica, sólo se puede descomponer hasta que un intervalo o nivel posea una sola muestra. Podría pensarse en forma intuitiva que se obtienen resultados óptimos con un mayor número de niveles de descomposición, pero esto no siempre es así, lo recomendable una ramificación que vaya de acuerdo a la naturaleza de la señal de estudio, o bien elegir métodos que buscan la descomposición óptima, como, por ejemplo, el de la entropía.

En los puntos anteriores se explicó brevemente la base teórica acerca de la descomposición Wavelet y al ser una transformación es deseable que se pueda realizar su inversa, para poder reconstruir la señal original a partir de los datos resultantes, ha este proceso se le conoce como reconstrucción Wavelet o Transformada Inversa de Wavelet Discreta.

La metodología de esto es que a partir de los coeficientes A_i y D_i (i depende del número de niveles) debe obtenerse la señal S esto queda ilustrado en la figura 20.

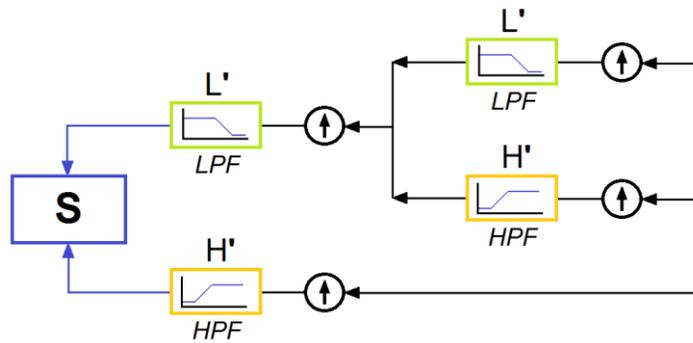


Figura 20. Reconstrucción Wavelet. Recuperada de [71].

En este caso se debe realizar una sobre-representación de la muestra para compensar el sub-muestreo realizado en el proceso de descomposición, luego pasa por un proceso de filtrado, para finalmente reconstruir la señal S . *La etapa crítica en este proceso es el filtrado, pues la elección de los filtros es determinante en la calidad de la reconstrucción o síntesis, parte antagonica al análisis figura 21.*

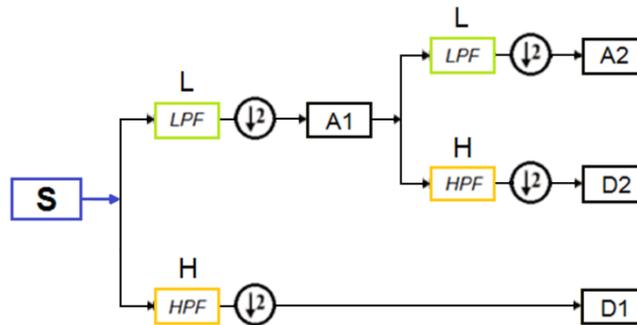


Figura 21. Árbol de descomposición usando DWT.

Capítulo 4

CASO DE ESTUDIO

4.1. Principio de funcionamiento

El amplio estudio de los motores de inducción ha arrojado múltiples hallazgos de su funcionamiento, esta sección se enfoca en el desarrollo y la explicación del caso de estudio, que abarca el funcionamiento y características de comportamiento del rotor de los motores de inducción con jaula de ardilla simple, en las cuales se apoya una parte del proyecto. Dentro de los diversos estudios de esta zona del motor se ha mostrado que las barras y anillo rotos producen componentes de frecuencia inducidas características en el espectro de corriente en $[(1 \pm 2s) * f]$, donde "s" es la frecuencia de deslizamiento y "f" es la frecuencia de suministro o fundamental [73-75].

Como dato importante se sabe desde la década de 1920 que un devanado de rotor asimétrico (desequilibrado), ya sea en un motor de inducción trifásico de jaula o de anillo deslizante, inducirá un voltaje en el devanado del estator a una frecuencia de $f(1 - 2s)$ Hz y, por lo tanto, conducirá una corriente a esa frecuencia en el estator. La variación cíclica de la corriente causada por una barra de rotor rota produce una variación de par al doble de la frecuencia de deslizamiento y esto produce una variación de velocidad que es una función de la inercia del tren de transmisión. Esto normalmente causa una reducción en la magnitud de la componente de corriente $f(1 - 2s)$ y aparece una nueva componente de corriente en $f(1 + 2s)$ y su magnitud puede mejorarse mediante la modulación del tercer flujo armónico de tiempo en el estator [75].

Cuanto mayor sea la inercia del tren de transmisión, mayor será la resistencia a la oscilación del par y la velocidad a $2sf$ y, por lo tanto, menor será la magnitud de la banda lateral superior (derecha) a $+2sf$ en comparación con la banda lateral inferior (izquierda) $-2sf$ alrededor de f que es la componente de suministro o fundamental. Por lo tanto, las roturas del devanado de la jaula producen dos bandas laterales a $\pm 2sf$ alrededor de f ,

como se ilustra en la figura 22 y se da por la ecuación antes mencionada, cabe mencionar que la magnitud del componente de frecuencia de suministro puede ser de 20 a 1000 veces mayor que la magnitud de las bandas laterales [75].

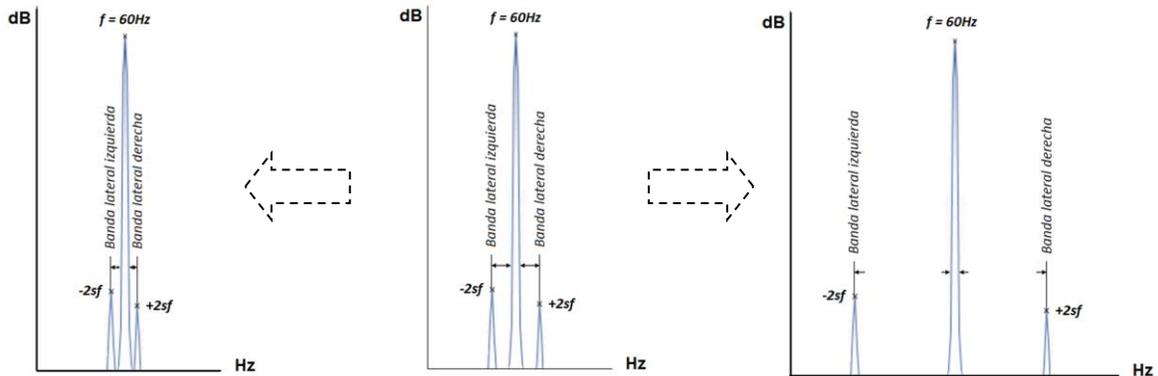


Figura 22. Ilustración de las bandas laterales.

En resumen, las anomalías del campo electromagnético en el entrehierro crean componentes armónicos de bandas laterales en los espectros de corriente del estator. El análisis de la corriente del estator en el motor de inducción mediante la técnica de la Transformada Wavelet Discreta (DWT - Discrete Wavelet Transform) es adecuado para detectar las fallas de barra rota del rotor (BRB - Broken Rotor Bar). La DWT es sensible a cualquier cambio en la señal de corriente del estator, y además es eficaz para ambos regímenes de funcionamiento de las señales: estacionario y no estacionario [81].

Por otra parte, como bien se sabe las máquinas asíncronas o motores de inducción están constituidas por tres elementos fundamentales en lo general, donde el estator está conformado por una carcasa que es la parte fija, y una serie de laminaciones con ranuras en bloque que permiten el paso o flujo de campo magnético giratorio por ellas con facilidad y los devanados conformados por espiras en los que se generan polos magnéticos al ser alimentados con corriente alterna trifásica en nuestro caso. Estos devanados crean un flujo de campo magnético en el entre hierro y por ello se le llama inductor.

Dicho de otra manera, el bobinado del estator que es recorrido por un sistema equilibrado de corrientes que da lugar, en virtud del Teorema de Ferraris, a un campo magnético giratorio cuya velocidad es la conocida como velocidad de sincronismo (n_1), esta se

calcula a partir de la frecuencia de línea o fundamental f_1 de las corrientes del estator y el número de polos pares mediante el siguiente cociente [90-93].

$$n_1 = \frac{60f_1}{p} \quad (34)$$

Teorema de Ferraris

Si a un devanado trifásico equilibrado (formado por tres fases idénticas desfasadas entre sí en el espacio $2\pi/3$ radianes eléctricos) se le alimenta con un sistema trifásico equilibrado de corrientes perfectamente sinusoidales (de igual valor eficaz y desfasadas entre sí $2\pi/3$ radianes en el tiempo) se obtiene una f.m.m. giratoria de amplitud constante (igual a $3/2$ del valor máximo F M en el espacio y en el tiempo de la f.m.m. generada por una sola fase) y velocidad constante.

El segundo elemento sería el rotor que es la parte giratoria conformada por un eje o flecha central con una serie de laminaciones en bloque o paquete con ranuras en las cuales se funden una serie de conductores conocidas como barras cerradas con un par de anillos en sus extremos que cortocircuitan a cada barra conductora. En los motores con rotor jaula de ardilla el campo giratorio creado en el estator genera fuerzas electromotrices (f.e.m.s.) en el devanado del rotor y al estar este en cortocircuito aparecen corrientes que a su vez generan un campo magnético, que al interactuar con el campo giratorio del estator lo mueven a una velocidad cercana, pero por debajo de la de sincronismo conocida como velocidad mecánica del motor (n), de tal manera que la expresión general para este tipo de máquinas está dada por

$$f_2 = f_1 - \frac{n * p}{60} \quad (35)$$

Fuerza electromotriz

Es la fuerza que hace desplazar a los electrones de un conductor que se mueve en un campo magnético en una dirección determinada, lo cual establece una diferencia de potencial, y por consiguiente en el conductor se genera una fuerza electromotriz inducida [95].

Y el entrehierro, espacio que existe entre el estator y el rotor, siendo este el que conforma el acoplamiento entre la parte magnética (eléctrica) y mecánica del motor. El campo magnético resultante en el entrehierro es el resultado de las fuerzas magnetomotrices (f.m.m.s.) combinadas de los devanados del inductor y el inducido que actúan en esa región [91].

Es importante mencionar que como se ve en el capítulo tres estas tres partes no son todas las que constituyen a un motor de inducción trifásico comúnmente utilizado, sin embargo, esto es suficiente para llegar a entender los puntos sobre los que se trabajaron para el desarrollo de este trabajo.

Fuerza magnetomotriz

Es la fuerza que permite mantener (que exista) el campo magnético en un circuito electromagnético [92], la fuerza magnetomotriz hace que un campo magnético aparezca en los circuitos magnéticos, y se mide en amperios-vuelta (Av)[94]. Matemáticamente la fuerza magnetomotriz es directamente proporcional a la corriente (I) que recorre el circuito, siendo la constante de proporcionalidad el número de espiras (N) que lo forman.

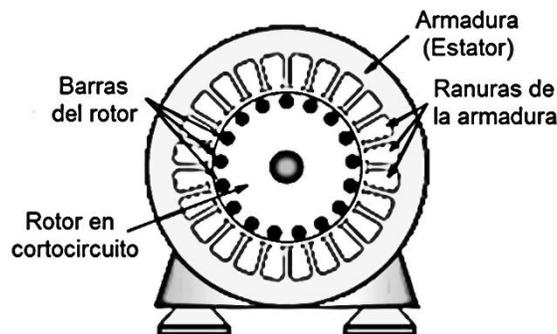


Figura 23. Partes generales de un motor asíncrono con rotor en corto circuito. Recuperada de [92].

A continuación, se presentan algunos conceptos importantes que se deben tener presentes en el estudio de los motores eléctricos, estos son, las diferencias entre ángulos geométricos, magnéticos y eléctricos, a continuación, se muestran de manera gráfica en las imágenes de la figura 24 donde se representa una máquina rotatoria bipolar (dos polos) y una tetrapolar (cuatro polos) siendo estas usualmente las más utilizadas en lo general. La línea media entre un polo y el siguiente contiguo se denomina línea neutral y la distancia entre dos polos consecutivos se denomina paso polar esto toma relevancia ya que para una máquina bipolar coinciden los grados geométricos (físicos) con los grados eléctricos, en cambio en una máquina tetrapolar una revolución del rotor o mejor dicho un ciclo completo o revolución corresponde a 360 grados geométricos que en el caso de los grados eléctricos se consideran 360 grados entre dos polos contiguos con la misma polaridad que para este caso serían dos ciclos magnéticos completos como se observa igual en la figura 24, siendo de gran importancia como ya se dijo el conocimiento y el saber la diferencia de cada uno de estos elementos que son parte de la teoría que conllevan los motores de inducción .

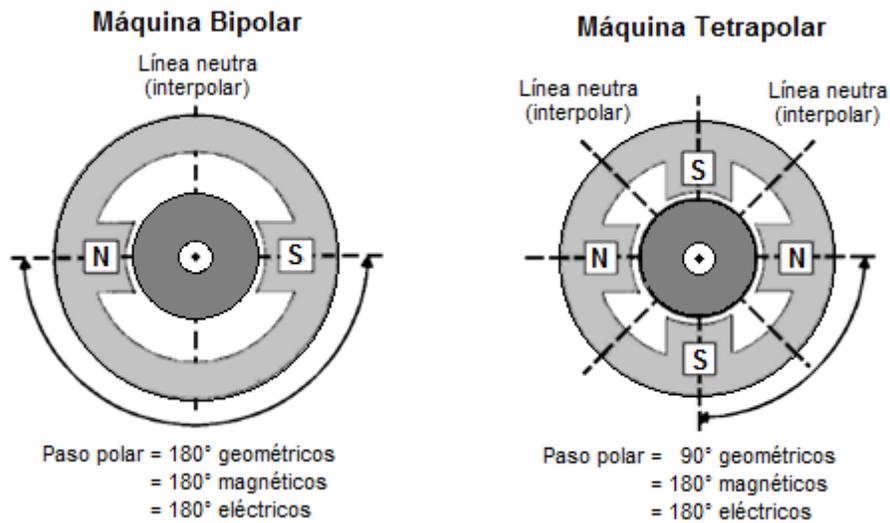


Figura 24. Paso polar, ángulos geométricos, magnéticos y eléctricos.

Rescapitulando, en resumen, como el rotor gira a una velocidad diferente a la del campo magnético del estator, sus bobinas están sometidas a la acción de un flujo magnético variable y se inducen f.e.m.s de rotación en ellas, y ya que el devanado del rotor está en cortocircuito, estas f.e.m.s producen la circulación de corrientes en el rotor que, al interactuar con el campo magnético del estator, esto origina un par en el eje de la máquina.

Por la Ley de Lenz, este par mecánico intentará reducir las variaciones de flujo magnético en el devanado del rotor y, por lo tanto, tratará de hacerlo girar a la misma velocidad que el campo magnético giratorio (ya que las variaciones de flujo en las bobinas del rotor son debidas al movimiento relativo del campo giratorio con respecto al rotor), pero sin conseguirlo nunca, ya que entonces no habría corrientes en el rotor y por consiguiente tampoco par en el eje de la máquina.

LEY DE LENZ

La F.e.m. inducida tiene un sentido tal que, los efectos magnéticos de la corriente eléctrica inducida tienden a oponerse a la causa (variación de flujo) [95]. Dicho de otra manera, en todos los casos de inducción electromagnética las fuerzas electromagnéticas inducidas tienen un sentido tal que las corrientes que producen son opuestas a la causa que la origina. La ley de Lenz establece el sentido (dirección) de la fuerza electromotriz inducida y por tanto, de la corriente eléctrica inducida.

La velocidad de estas máquinas es, pues, ligeramente distinta de la de sincronismo, de ahí su nombre de asíncronas. Por otra parte, las corrientes que circulan por el rotor aparecen por inducción electromagnética, de ahí su otra variante de nombre de máquinas de inducción.

La diferencia relativa entre las velocidades del flujo magnético del estator (síncrona) y del rotor (mecánica) es conocida como “deslizamiento”. Se denomina deslizamiento s a la siguiente relación [91]:

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} \quad (36)$$

Donde:

n = velocidad de giro del rotor [r.p.m.]

n_1 = velocidad de sincronismo [r.p.m.]

Ω = velocidad de giro del rotor [rad/s]

Ω_1 = velocidad de sincronismo [rad/s]

Los deslizamientos a plena carga de este tipo de motores varían del 3 al 8 por ciento [91]. Sustituyendo la ecuación (34) en (36) se expresa de la siguiente manera:

$$s = \frac{\frac{60 * f_1}{p} - n}{\frac{60 * f_1}{p}} \quad (37)$$

Ahora los conductores del devanado rotórico (barras) ven girar el campo originado por el bobinado del estator con una velocidad relativa n_2 (valor de la velocidad del campo giratorio, velocidad de sincronismo, desde el punto de las barras).

$$n_2 = n_1 - n = s * n_1 \quad (38)$$

En consecuencia, como este campo magnético tiene p pares de polos, sucede que un conductor del rotor en un minuto ha visto pasar frente a él $n_2 * p$ ciclos magnéticos (cada par de polos constituye un ciclo de la onda del campo magnético en el entrehierro, la cual se va repitiendo en el siguiente par de polos y así sucesivamente en todos los pares de polos de la máquina). Cada ciclo magnético induce un periodo de la onda temporal de f.e.m. al girar por delante de un conductor del rotor. Esto hace que en las fases del rotor se inducen unas f.e.m.s cuya frecuencia es de $n_2 * p$ ciclos por minuto; es decir, una frecuencia f_2 que medida en Hz (ciclos por segundo) se puede calcular como:

$$f_2 = \frac{n_2 * p}{60} \Rightarrow f_2 = \frac{(s * n_1) * p}{60} = s \left(\frac{60 * f_1 * p}{60} \right) \quad (39)$$

Donde:

f_2 = frecuencia en las fases del rotor.

n_2 = velocidad relativa de campo giratorio vista por conductores del rotor.

p = pares de polos.

Luego, teniendo en cuenta la relación (34) y sustituyendo se deduce de lo anterior que en las fases del rotor hay una frecuencia que se expresa según la siguiente relación.

$$f_2 = s * f_1 \quad (40)$$

Recordando que el deslizamiento s de una máquina asíncrona en condiciones normales de funcionamiento es pequeño, esto significa que la frecuencia en el rotor f_2 es pequeña, muy inferior a la del estator f_1 , con un valor mínimo aproximadamente 20 veces o más. Las f.e.m.s inducidas sobre las fases del rotor provocan la circulación de corrientes cuya frecuencia también es f_2 . Estas corrientes al circular por las fases del rotor originan, en virtud del Teorema de Ferraris, otro campo giratorio cuya velocidad relativa con respecto al rotor se calcula mediante una expresión similar a (34):

$$\frac{60 * f_2}{p} = \frac{60 (s * f_1)}{p} = s * n_1 = n_1 - n = n_2 \quad (41)$$

Su *velocidad absoluta* se obtiene teniendo en cuenta que el rotor está girando con una velocidad n , de acuerdo (38) se expresa como:

$$n_1 = n_2 + n = (n_1 - n) + n \quad (42)$$

Luego, el campo magnético del rotor gira a la misma velocidad de sincronismo que el del estator. Al final, se obtiene que el campo magnético total en el entrehierro, debido al efecto conjunto de las corrientes del estator y del rotor, gira a la velocidad de sincronismo n_1 .

El hecho de que los campos magnéticos del estator y rotor giren a la misma velocidad es importante, porque así la posición relativa de ambos campos no varía con el tiempo y la máquina produce un par constante en el eje (sin pulsaciones en cada vuelta). Esta igualdad de velocidades es debida a que ambos devanados, el del estator y el del rotor, tienen el mismo número de polos. *El que los dos devanados puedan tener diferente número de fases no influye para que generen campos giratorios de igual velocidad*, como se puede apreciar observando las relaciones (34) y (41). A continuación, se muestra de manera gráfica la interacción de los campos magnéticos entre rotor y estator.

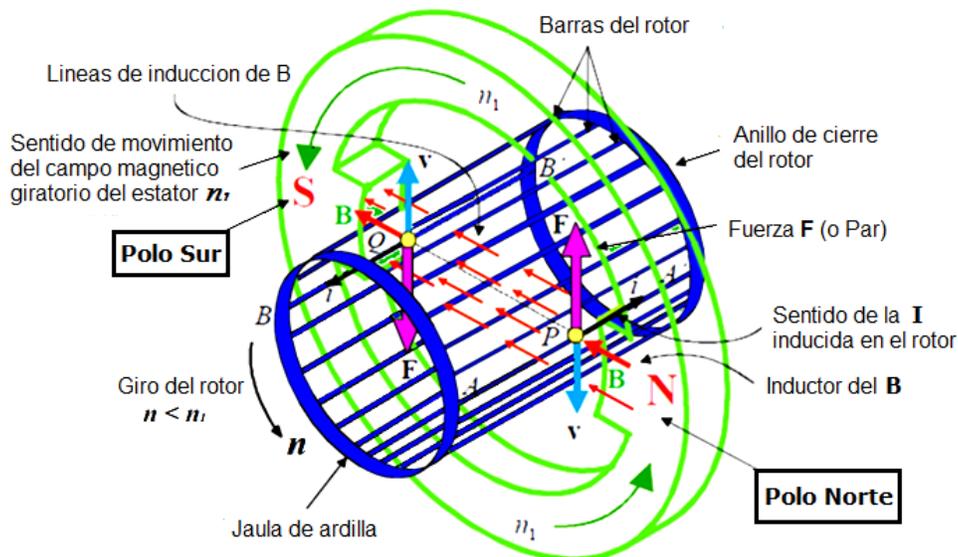


Figura 25. F.m.m y campo giratorio. Recuperada de [108] (modificada).

4.2 Frecuencias de estudio y rango de interés

A continuación, se presenta la delimitación y cálculo del rango de frecuencias de interés (f_2) que se consideraron para el desarrollo y la generación del método, las cuales competen a la detección de las fallas en el rotor y que proporcionarán los medios para el estudio y objetivo principal planteado del presente trabajo.

Siendo las frecuencias generadas en el rotor la parte fundamental de estudio, de acuerdo a lo expuesto con anterioridad y recordando, se sabe que cada ciclo magnético induce un periodo de la onda temporal de f.e.m. al girar por delante de una barra del rotor, esto hace que en las fases del rotor se induzcan unas f.e.m.s cuya frecuencia es de n_2 por p ciclos por minuto; es decir, una frecuencia f_2 que medida en Hz está dada por:

$$f_2 = \frac{n_2 * p}{60}$$

Esta frecuencia es generada por las f.e.m.s inducidas sobre las fases del rotor que a su vez provocan la circulación de corrientes cuya frecuencia es f_2 siendo esta la frecuencia de interés para nuestro análisis, estas corrientes al circular por las fases del rotor originan otro campo giratorio cuya velocidad relativa con respecto al rotor se calcula con:

$$n_2 = \frac{60 * f_2}{p} = \frac{60 (s * f_1)}{p} = s * n_1 = n_1 - n$$

Ahora, si se revisa la información que hasta ahora se tiene, notaremos que hacen falta varios datos pues lo único con lo que se cuenta son los datos teóricos propuestos de funcionamiento del motor (alimentación, número de polos), otro de los datos con el que se cuenta es el deslizamiento que de acuerdo a la literatura (así se toma) en los motores de inducción a plena carga varía del 3 al 8 por ciento, otro dato faltante que se puede inferir es la frecuencia fundamental o de línea, esta se puede establecer ya que en este caso específico y por la zona geográfica de origen (México) la distribución de energía eléctrica la tiene alrededor de los 60 Hz. Para el número de polos se consideran dos casos en particular de motores estos son los bipolares y los tetrapolares, ya que usualmente son los más utilizados en la gran mayoría de las aplicaciones.

Observando la expresión anterior nuevamente, vemos que aun teniendo todos estos datos se requieren datos adicionales para calcular n_2 (velocidad relativa de campo giratorio vista por conductores del rotor) en primera instancia y posteriormente f_2 , sin embargo, estos se pueden obtener ya con los datos que se tienen, ahora se procede a sacar las **frecuencias de interés en el rotor** y para esto utilizaremos la siguiente expresión.

$$n_2 = \frac{60 * f_2}{p} \quad \Rightarrow \quad f_2 = \frac{n_2 * p}{60}$$

Como primer paso se calcula la velocidad de sincronismo en función del número par de polos para ambos casos ya que se requiere para el cálculo posterior de n_2 .

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

Para motor bipolar

$$n_{11} = \frac{60 (60)}{1} = 3600 \text{ rpm}$$

Para motor tetrapolar

$$n_{12} = \frac{60 (60)}{2} = 1800 \text{ rpm}$$

Donde:

n_1 = velocidad de sincronismo.

n_{11} = velocidad de sincronismo motor bipolar.

n_{12} = velocidad de sincronismo motor tetrapolar.

Teniendo estos resultados y orientado por los datos encontrados en la literatura referente al estudio de los motores de inducción, se establece que el estudio de las fallas se realice lo más cercano a la frecuencia de línea (eliminando en lo posible únicamente la frecuencia de 60Hz) para detectar las fallas incipientes o tempranas cuando su amplitud es más baja, estableciendo el 0.5 % de deslizamiento como límite inferior y 8 % como límite superior ya que después de esto la falla es totalmente evidente y visible. Con los datos iniciales y los que se calcularon se efectúa el cálculo de n_2 a partir de la siguiente expresión [75], [95].

$$n_2 = n_1 - n = s * n_1$$

Para motor bipolar

$$n_{211} = s_1 * n_{11} = 0.005 * 3600 \text{ rpm} = 18 \text{ rpm}$$

$$n_{213} = s_2 * n_{11} = 0.08 * 3600 \text{ rpm} = 288 \text{ rpm}$$

Para motor tetrapolar

$$n_{222} = s_1 * n_{12} = 0.005 * 1800 \text{ rpm} = 9 \text{ rpm}$$

$$n_{224} = s_2 * n_{12} = 0.08 * 1800 \text{ rpm} = 144 \text{ rpm}$$

Donde:

s_1 = Deslizamiento mínimo a plena carga.

s_2 = Deslizamiento máximo a plena carga.

n_2 = Velocidad relativa vista por conductores del rotor.

n_{211} = Vel. relativa uno, vista por conductores del rotor con deslizamiento mín. motor bipolar.

n_{222} = Vel. relativa dos, vista por conductores del rotor con deslizamiento mín. motor tetrapolar.

n_{213} = Vel. relativa tres, vista por conductores del rotor con deslizamiento máx. motor bipolar.

n_{224} = Vel. relativa cuatro, vista por conductores del rotor con deslizamiento máx. motor tetrapolar.

Ahora con los datos necesarios obtenidos ya se tienen todos los datos para el cálculo de las frecuencias, se continúa con la aplicación de la ecuación que determina el **rango de frecuencias de interés** para este trabajo, de igual manera, esto nos permitirá definir y delimitar las características técnicas de operación de los elementos a diseñar (diseño e implementación de sistemas causales).

$$f_2 = \frac{n_2 * p}{60}$$

Para motor bipolar

Para 0.5 % de deslizamiento

$$f_{211} = \frac{n_{211} * p}{60} = \frac{18 * 1}{60} = 0.3 \text{ Hz}$$

Para 8 % de deslizamiento

$$f_{231} = \frac{n_{223} * p}{60} = \frac{288 * 1}{60} = 4.8 \text{ Hz}$$

Para motor tetrapolar

Para 0.5 % de deslizamiento

$$f_{222} = \frac{n_{222} * p}{60} = \frac{9 * 2}{60} = 0.3 \text{ Hz}$$

Para 8 % de deslizamiento

$$f_{242} = \frac{n_{224} * p}{60} = \frac{144 * 2}{60} = 4.8 \text{ Hz}$$

Donde:

f_{211} = frecuencia en barras de rotor con velocidad relativa uno de motor bipolar.

f_{222} = frecuencia en barras de rotor con velocidad relativa dos de motor tetrapolar.

f_{231} = frecuencia en barras de rotor con velocidad relativa tres de motor bipolar.

f_{242} = frecuencia en barras de rotor con velocidad relativa cuatro de motor tetrapolar.

De los resultados obtenidos se deduce que la frecuencia en las barras del rotor será siempre la misma de acuerdo al porcentaje de deslizamiento e independientemente del número de polos del motor, así también, se infiere que el tipo de motor no es un elemento que influya en los cálculos, por lo que se observa la relación directa entre el deslizamiento y las frecuencias generadas en las barras del rotor sea cual sea en número de polos del motor. Estos resultados se pueden corroborar con la siguiente ecuación, con dicha ecuación se puede confirmar que las frecuencias de interés para este estudio están relacionadas directamente con el deslizamiento del motor mostrada a continuación, por lo cual se puede deducir igual que estas frecuencias cambiarán conforme aumente o disminuya la carga en el motor (o el deslizamiento) con una relación directa entre ellas.

$$f_2 = s * f_1$$

Para 0.5%

$$f_2 = 0.005 * 60 = 0.3Hz$$

Para 8%

$$f_2 = 0.08 * 60 = 4.8Hz$$

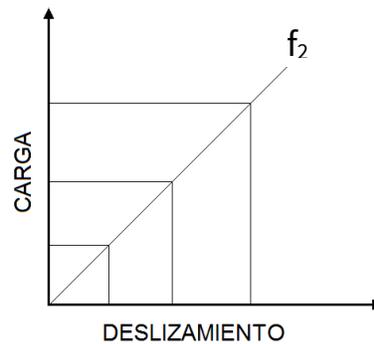


Figura 26. Relación deslizamiento-carga.

Después de haber obtenido y corroborado los resultados se delimita el rango mínimo y máximo de trabajo o la banda de las frecuencias de interés resultantes para este estudio, quedando de $0.3 Hz$ y $4.8 Hz$ respectivamente, de acuerdo a los valores del deslizamiento establecidos por los resultados teóricos.

Para determinar las frecuencias que se utilizan para el diseño de los elementos encargados del preprocesamiento se parte de la frecuencia de línea como la frecuencia de origen, esto para determinar la banda de frecuencias en la cual se observarán las señales ligadas a anomalías en el rotor, reflejadas en la corriente de alimentación del motor, ya que estas generan frecuencias a causa del desequilibrio presente en el campo magnético por consecuencia de una fisura o agrietamiento en una barra conductora.

Realizados los cálculos se tiene un rango de frecuencias de $55.2 - 59.7 \text{ Hz}$ para la banda lateral izquierda, nuevamente reiterando que estas frecuencias están directamente relacionadas a un deslizamiento de 0.5% a 8% establecidos en un principio y fundamentados en la literatura consultada.

En las siguientes figuras podemos observar de manera gráfica la representación del ancho de banda que comprenden las frecuencias resultantes para la banda lateral izquierda (figura 27), así también como para las dos bandas laterales (figura 28), cabe mencionar que estas frecuencias son teóricas por lo que para el diseño de los elementos prácticos, específicamente el de los filtros especiales se debe de considerar que sean causales, por tal motivo se tienen que tomar algunas consideraciones extras para las pendientes de transición buscando la respuesta más adecuada para su óptimo diseño y aplicación.

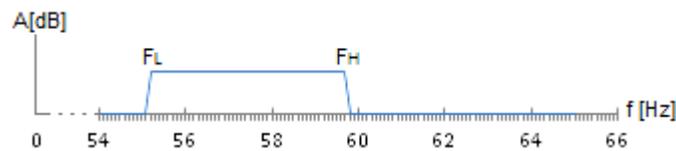


Figura 27. Frecuencias de una banda lateral. Recuperada de [72].

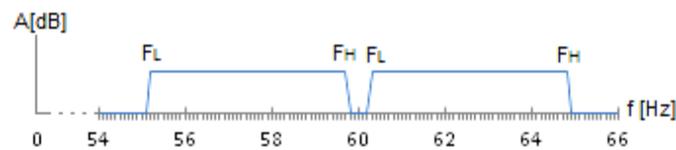


Figura 28. Frecuencias de dos bandas laterales. Recuperada de [72].

Después de haber realizado los cálculos y obtener los datos que son utilizados para el diseño del pre-procesamiento de la señal (simulación, práctico), se realizó el diseño de los elementos prácticos, estos con apoyo de la herramienta FdaTool de MATLAB, sin embargo, cabe recordar que al diseñar el o los filtros necesarios para el desarrollo del proyecto se tomaron en consideración diversos aspectos para su funcionamiento práctico y viabilidad para que estos pudieran ser implementados (causal) de la manera más adecuada, buscando siempre las mejores respuestas en los resultados.

Después de diversas pruebas, y tomando como base los datos obtenidos se realizó el diseño del filtro pasa banda para el pre-procesamiento de la señal, siguiendo la banda de frecuencia ya establecida para el deslizamiento de 0.5-8 %, quedando como un filtro FIR de tipo Window Kaiser, con frecuencia de muestreo de 720 Hz (por el ADC empleado), con las frecuencias 55.3 Hz y 59.6 Hz optimizadas como frecuencias borde mínima y máxima respectivamente, estas frecuencias son consideradas con una banda de transición de 0.4 Hz en ambos bordes para forzar su causalidad quedando de 54.9 y 60 Hz como las frecuencias de corte en los extremos inferior y superior respectivamente, a partir de estos datos se diseñó el filtro pasa banda (F.P.B) con la herramienta de Matlab “Filter Designer” sacando sus coeficientes y su respuesta en frecuencia, obteniendo los resultados en dB y normalizado mostrados en las figuras 29 y 30 respectivamente.

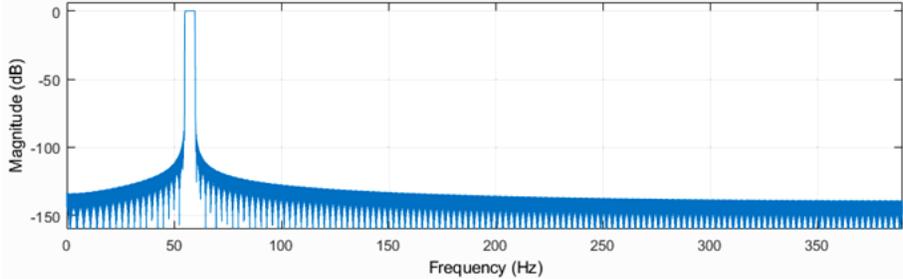


Figura 29. Respuesta en frecuencia de Filtro Pasa bandas en dB. Recuperada de [72].

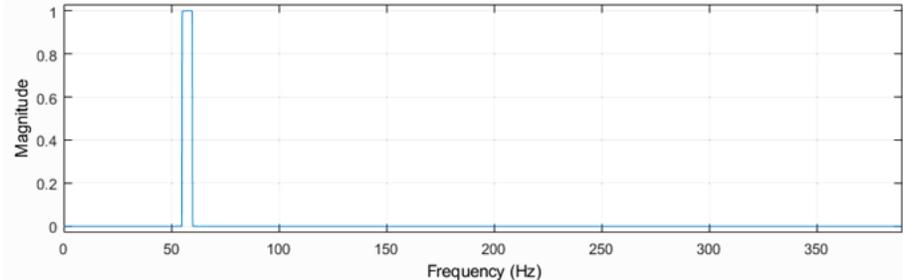


Figura 30. Respuesta en frecuencia de Filtro Pasa bandas normalizado. Recuperada de [72].

Como resultado del diseño del filtro cuya respuesta en frecuencia se muestra en la figura 29, con una cantidad de 9034 coeficientes como resultado, este filtro conforma una parte importante del sistema de pre-procesamiento de la señal cuyo trabajo es acondicionar y delimitar la señal para poder obtener un mejor y más sencillo análisis de las señales de estudio, resaltando únicamente las características y señales importantes para detectar las fallas en el rotor de los motores de inducción jaula de ardilla, e igualmente, tiene la intención de eliminar la frecuencia de línea que puede eclipsar las señales ligadas a la falla cercanas a ésta.

Capítulo 5

MÉTODO

5.1. Introducción al método

El método desarrollado en este trabajo se basa en diversas herramientas teóricas y matemáticas, con la adopción de estas tecnologías se buscó generar una sinergia positiva para el diagnóstico inteligente en los motores eléctricos que por si solos no poseen.

Como lo menciona el título de este escrito dentro del método se desarrolla una arquitectura hardware para el análisis multiespectral de máquinas rotativas de C.A. (corriente alterna), este trabajo se enfoca en la identificación de las señales ligadas a la falla en el rotor de jaula de ardilla, bajo la hipótesis de que no se requiere de manera imperante una alta tasa de muestreo y por ende una gran descomposición con múltiples niveles para obtener la identificación de las fallas, es decir que mediante la aplicación de un convertidor analógico a digital (*ADC- analog-to-digital converter*) de alta resolución en conjunto con una descomposición reducida (de pocos niveles) se puede obtener la identificación de las fallas y por lo tanto saber el estado en que se encuentra el rotor, enfatizando que en este trabajo tomamos el camino de la alta resolución y no el de el alto muestreo que generalmente se utiliza.

El método consta de cuatro partes principales, donde cada una de ellas son imprescindibles para el óptimo desempeño en la detección de las fallas en el rotor, ya que si alguna de estas partes hiciera falta el método no tendría el potencial que tiene puesto que **es un método con el potencial de detectar las fallas en etapas incipientes o tempranas**, siendo esto una condición extrema y extremadamente complicada para la identificación de las fallas en los motores eléctricos utilizando los métodos convencionales.

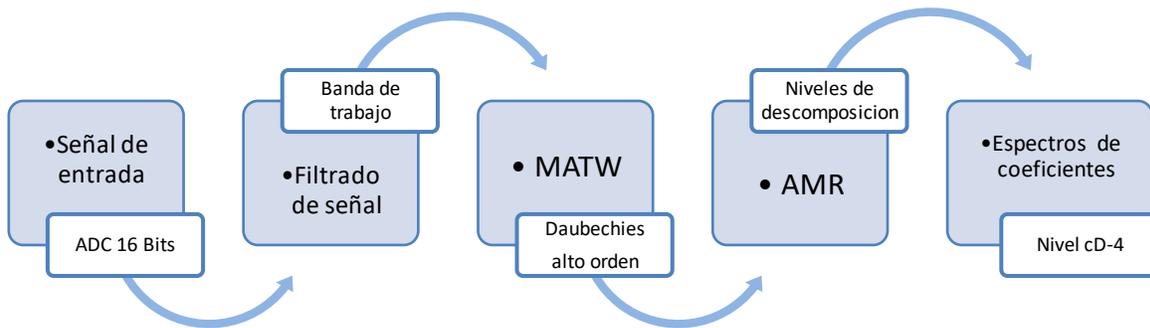


Diagrama 2. Secuencia del método.

Para la identificación de las señales conocemos de antemano que las bajas frecuencias tienen una mayor duración en el tiempo y para este caso lo que tiene mayor peso en importancia es la frecuencia (Alta resolución en frecuencia), por otro parte las frecuencias altas suelen ser muy breves y localizadas en el tiempo (Alta resolución en tiempo) siendo más complicadas de analizar, partiendo de esto las señales que se buscan en el estudio se encontrarán en la alta resolución en tiempo esto quiere decir que son señales de muy corta duración, bajo esto se diseña, desarrolla, implementa y prueban los sistemas y/o módulos para determinar la manera más adecuada de funcionamiento, con el fin de obtener óptimos resultados para detectar las fallas de manera temprana.

La Transformada Wavelet y su aplicación en hardware la Transformada Wavelet Discreta es una de las herramientas más actuales que se utiliza para el análisis de las señales, esta herramienta matemática tiene un compromiso de Tiempo-Frecuencia el cual para obtener un buen desempeño nos tenemos que apoyar en otra herramienta como lo es el principio de incertidumbre ya que su funcionamiento es análogo a la de una balanza pues se tienen pares de magnitudes que no podemos conocer al mismo tiempo con total exactitud. En la siguiente tabla se muestran las diferentes técnicas utilizadas en el método desarrollado las cuales por separado tiene un amplio campo de aplicación, pero con limitaciones cada una, sin embargo, aplicándose en conjunto y complementadas con otra herramienta como lo es el filtrado de señales estas son potenciadas, fortaleciendo sus capacidades en conjunto más allá de lo que podrían por si solas.

Técnicas aplicadas en el método		
Análisis de Firma de Corriente de Motor (MCSA-Motor Current Signature Analysis)	Análisis con transformada wavelet discreta (ADWT-Analysis discrete wavelet transform)	Análisis multiresolución (AMR-Analysis Multiresolution)

Tabla 1. Técnicas utilizadas para el desarrollo del método

5.2 Pre-procesamiento

Este es el primer módulo que conformó el sistema encargado de aplicar el método desarrollado para la detección de las fallas tempranas en el rotor jaula de ardilla, en primera instancia se integra por dos partes, la primera es un sistema cuya función es la de adquirir la información y adaptarla para que los datos ingresen de manera adecuada al segundo sistema, está encargado del pre-procesamiento de la señal el cual tiene como finalidad aumentar la calidad de los datos y disminuir o eliminando el error en estos.

Existen múltiples maneras de modificar, mapear o manipular una señal con el objetivo de resaltar ciertas características sutiles que suelen ser de gran interés, en este capítulo se explica brevemente en qué consiste la manipulación de la señal realizada en el pre-procesamiento para este trabajo, así como los esquemas individuales y general que componen al módulo acondicionador de la señal conformado en un principio por un sistema aditivo de señal (S.A.S) y un módulo supresor de banda de frecuencia fundamental (MSFF), los cuales tienen como finalidad evitar superposición de señales, limitar la banda de trabajo, evitar antialiasing de la señal y mejorar la visualización de las características de la señal.

Las señales se pueden manipular de diferentes formas, una de las formas más sencillas es el escalado de la amplitud de una señal por una constante A, se obtiene multiplicando el valor de cada muestra de la señal por A.

$$Y(n) = A n(x) \quad -\infty < n < \infty$$

Otra forma de manipulación es la suma de dos señales $x_1(n)$ y $x_2(n)$ dando como resultado una señal $y(n)$ cuyo valor en cualquier instante es igual a la suma de los valores en ese instante de las dos señales de partida, es decir

$$Y(n) = x_1(n) + x_2(n) \quad -\infty < n < \infty$$

Nota: Las dos señales deben de tener la misma cantidad de datos y/o la misma frecuencia de muestreo.

En primer lugar, como se comentó con anterioridad se comenzó con un sistema conformado por dos elementos que trabajan en conjunto y que están encargados del pre-procesamiento de la señal el cual consta de un sistema aditivo de señal y un módulo supresor de frecuencia fundamental. Posteriormente después de realizar diversas pruebas y comparaciones se evolucionó a otro sistema encargado de la mismas tarea de manera mas eficiente, para esto el punto de partida fue el de establecer un valor mínimo y máximo certero para detectar las fallas y siendo acertada la determinación del rango de trabajo, como resultado se generó un unico módulo encargado del pre-procesamiento, el cual envía lo datos que entran al MATW, y a la salida de la aplicación de este se realiza un post-procesamiento para mejorar aún más los resultados que se obtuvieron.

5.2.1 Sistema aditivo de señal (S.A.S)

Uno de los elementos que fue parte del primer módulo acondicionador de señal es el sistema aditivo de señal (SAS), los dos diagramas que se muestran a continuación (Diagrama 2 y 3) exponen los sistemas aditivos teóricos a los cuales ingresan los datos obtenidos del objeto de estudio (motor de inducción trifásico rotor jaula de ardilla), el objetivo de esto es poder realizar un mejor análisis, y realizar con mayor facilidad la detección de las fallas en el rotor (aumentando la amplitud de la señal), realizando un trabajo similar al de una lupa para el apoyo en la detección de estas. Para el desarrollo de este proyecto se trabajo de manera unilateral en un primer momento, únicamente con la aplicación del sistema aditivo de señal de una banda lateral (izquierda), ya que de acuerdo a la teoría la banda lateral izquierda solo aparece en el espectro al existir una falla en el rotor (Diagrama 3), eliminando errores por confusión al no reconocer o distinguir las señales que se presentan, asegurando con esto que las señales que aparezcan en el espectro sean realmente las que indican y están relacionadas a una falla en este.

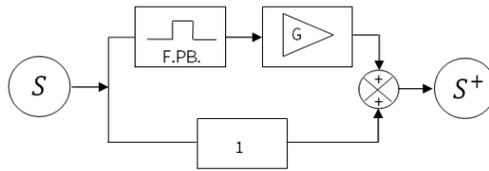
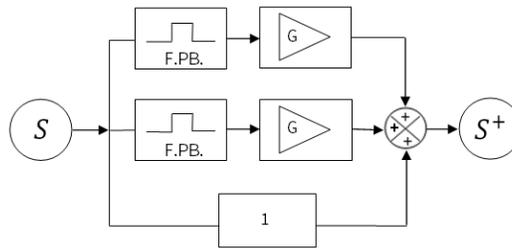


Diagrama 3. Sistema aditivo de señal (S.A.S) de una banda.



Diagramas 4. Sistema aditivo de señal (S.A.S) de dos bandas.

5.2.2 Módulo supresor de frecuencia fundamental (MSFF).

Por otro lado, en los diagramas mostrados a continuación se representa el módulo supresor de la frecuencia fundamental o de línea (MSFF), este puede ser implementado de dos formas según los requerimientos necesarios, por una parte, se puede implementar mediante un filtro pasa bajas para el análisis de una banda lateral y por otra mediante un supresor de banda para el caso del análisis de las dos bandas laterales (según sea el caso requerido). Para el desarrollo de este trabajo se ópto en por utilizar únicamente el módulo supresor de frecuencia fundamental con un filtro pasa bajas con frecuencia de corte en **59.7 Hz** teórica, esto para generar un funcionamiento óptimo haciendo eficiente el proceso y la disposición de recursos a la hora de ser implementado.



Diagrama 5. MSFF con filtro pasa bajas.



Diagrama 6. MSFF con filtro supresor.

El objetivo principal que buscan ambos módulos es el mismo, ya antes mencionado, aunque la configuración en ambos son similares cuentan con una importante diferencia ya que uno trabaja para una sola banda lateral, utilizando un filtro pasa bajas para el módulo supresor de frecuencia fundamental, mientras que el otro trabaja en ambas bandas, utiliza un filtro supresor (notch) para el módulo supresor de frecuencia fundamental utilizando más recursos al ser implementado, cabe mencionar que aunque ambos módulos están conformados por un solo elemento, dicho filtro no es común ni genérico, ya que además de ser específico para la detección de fallas cercanas a la frecuencia de línea por las frecuencias específicas calculadas, de igual manera, debe de poseer la característica de ser restrictivo acercándose a un filtro ideal para poder cumplir con su funcionamiento de manera adecuada y suprimir la frecuencia de línea para evitar que las señales cercanas que se buscan sean eclipsadas, todo esto optimizando los recurso.

5.2.3 Módulo de pre-procesamiento de la señal

La yuxtaposición del sistema aditivo de señal (S.A.S) y el módulo supresor de frecuencia fundamental (MSFF) dio como resultado el primer módulo encargado (pre-procesamiento) del acondicionamiento de la señal y responsable del mejoramiento de las condiciones para la detección de las fallas tempranas en los motores de inducción (MI), este módulo se muestra a continuación en el siguiente diagrama. En el desarrollo de este proyecto se trabajó en primera instancia únicamente con el llamado módulo acondicionador de señal de una banda lateral (MAS-1BL), sistema que se optimizó y dio paso al que se implementó físicamente el cual se muestra más adelante.

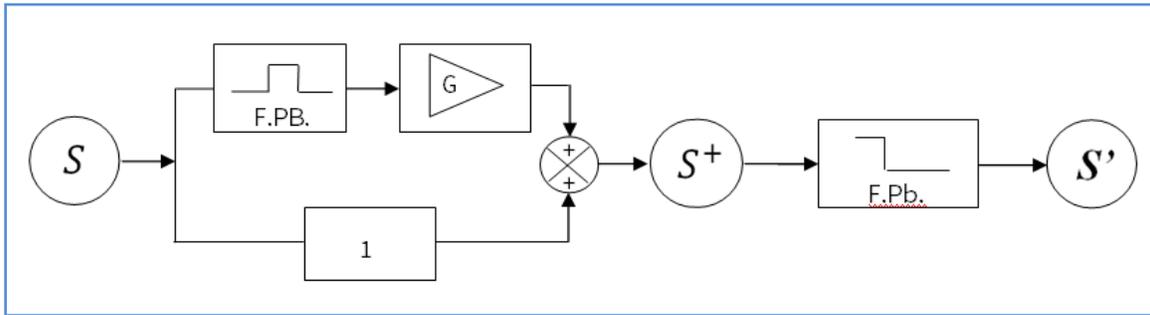


Diagrama 7. Módulo acondicionador de señal una banda lateral.

Los dos diagramas de flujo que se muestran a continuación indica el proceso en bloques que lleva la señal de estudio para adecuarla y ajustarla antes de su entrada al análisis con TWD, para una banda lateral diagrama 1 y para las dos bandas laterales diagrama 2, cabe mencionar que en este trabajo se implementó únicamente la secuencia del diagrama 1, sin embargo, teóricamente desde un comienzo se plantearon ambas secuencias de desarrollo.



Diagrama de flujo 1. Módulo acondicionador de señal una banda lateral.



Diagrama de flujo 2. Módulo acondicionador de la señal dos bandas laterales.

Después de haber realizado diversas pruebas, analizando el desempeño del módulo, la utilización de recursos y la optimización del proceso se determinó modificar el MAS-1BL, y evolucionar a un sistema fusionando la operación de los dos elementos que lo conforman (S.A.S, MSFF) en un solo sistema más robusto, esto nuevamente basado en los resultados, análisis y enseñanzas del primer sistema de acondicionamiento de la señal implementado.

Este nuevo sistema proporciona mejores resultados en el pre-procesamiento y adecuación de la señal de entrada al análisis MATW, además de tener una ejecución y procesamiento de los datos más rápida, a este sistema se le denominó sistema de pre-procesamiento y acondicionamiento de señal de una banda lateral (SPAS-1BL). El cual tiene como elemento principal un Filtro Pasa Banda exclusivo de selección específica (FPB-ESE), este tiene varias consideraciones que son imperantes que se tenga en cuenta para su desarrollo y posterior implementación ya que su buen desempeño va ligado a que se comporte lo más cercano a un filtro ideal.

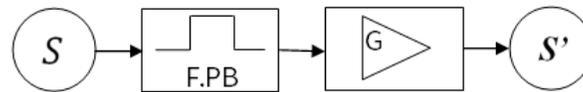


Diagrama 8. SPAS de una banda lateral.

El diagrama de flujo 3 correspondiente al sistema antes mencionado (SPAS-1BL), en este se puede observar el proceso tan esbelto que lleva la señal de estudio para adecuarla y ajustarla de la mejor manera de acuerdo a las exigencias requeridas para su óptimo análisis, esto teniendo siempre presente la aplicación, antes de su entrada al MATW para la detección de fallas tempranas en el rotor jaula de ardilla de los motores de inducción, la reducción de los elementos para el proceso del pre-procesamiento aumenta la especialización de sus atributos, particularidad así como su optimización.



Diagrama de flujo 3. SPAS de una banda lateral.

5.3 MATW y post-procesamiento

5.3.1 Árbol de descomposición

El paso que prosigue después de realizar la adquisición y acondicionamiento de la señal, es la aplicación de la señal al árbol de descomposición para el análisis multi-resolución, para esto se deben de considerar algunos aspectos, el primero es la elección de una ondícula madre en la cual se tiene que considerar la correlación de esta con las señales de estudio además de esto, así mismo, se deben de calcular los niveles de descomposición necesarios, y el número de estos resultara de acuerdo a la frecuencia de muestreo utilizada (en el caso de análisis con software el número de muestras), esto se puede llevar a cabo mediante una expresión la cual es utilizada con algunas variaciones, por ejemplo para el número total de niveles de descomposición de acuerdo a [79] pueden ser calculados por:

$$N = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{f_s}{f_L} \right)}{\log (2)} \right) + 2$$

La expresión que se muestra anteriormente no es la única que se utiliza para este fin, en [81] se utiliza la siguiente expresión para encontrar el límite de los niveles de descomposición en el cual el estudio se basa en el análisis de los detalles y en este trabajo se utiliza que:

$$N = \text{int} \left(\frac{\log \left(\frac{f_s}{f_L} \right)}{\log (2)} \right)$$

Donde:

f_s = frecuencia de muestreo.

f_L = frecuencia de línea o fundamental.

Existen múltiples variaciones de la ecuación que es aplicada para determinar el límite de los niveles de descomposición, sin embargo, la ecuación elegida para el cálculo de los niveles de descomposición o ramas en este trabajo es la que se muestra a continuación.

$$n + 1 = \text{int} \left(\frac{\log\left(\frac{f_s}{f_L}\right)}{\log(2)} \right) + 1$$

De acuerdo al propósito principal y a los datos específicos requeridos para este trabajo en particular, donde se tiene como frecuencia de línea 60 Hz de acuerdo a nuestra región geográfica (México) y la frecuencia de muestreo de 720 Hz, que es el resultado de la operación del módulo de adquisición de datos y la placa con sistema embebido utilizada quedando de la siguiente manera.

$$n + 1 = \text{int} \left(\frac{\log\left(\frac{720}{60}\right)}{\log(2)} \right) + 1 = \text{int} (3.58) + 1 = 4$$

El resultado que arroja el cálculo realizado utilizando la frecuencia de muestreo y la frecuencia de línea correspondientes, arroja que el árbol de descomposición estará conformado por 4 niveles (figura 31), una cosa que hay que recordar es que el árbol de descomposición tiene una estructura diezmada diádica, esto quiere decir que por cada nivel que aumenta las muestras se reducen en potencias de dos, este tipo de estructura optimiza las características del sistema ya que evita tener redundancia en los datos de salida (coeficientes de aproximación C_A , coeficientes de detalle C_D). Esto se puede ver en el árbol de descomposición multinivel, en el se muestran los cuatro niveles con las respectivas salidas de los coeficientes de detalle y la salida para el nivel cuatro de los coeficientes de aproximación.

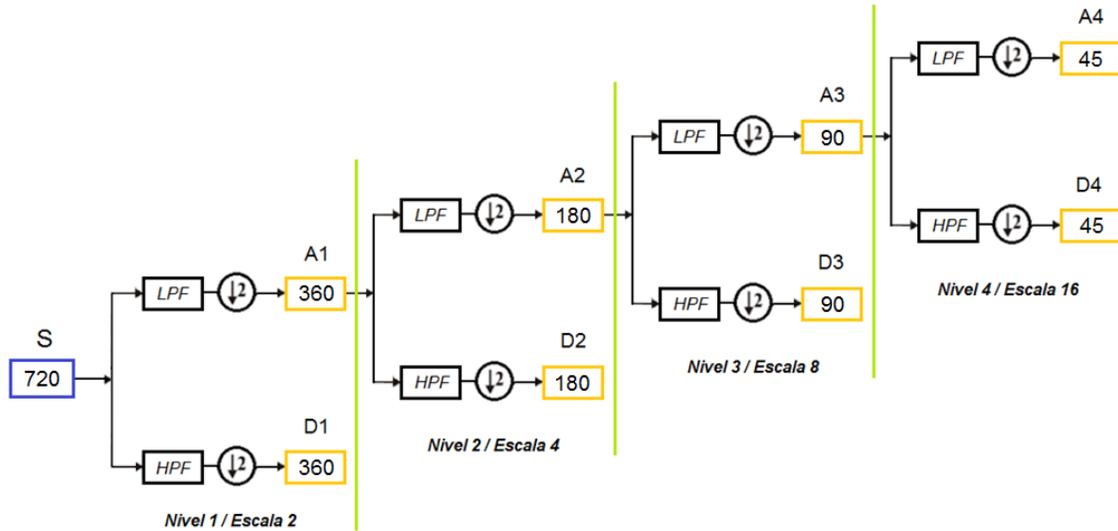


Figura 31.- Árbol de descomposición.

Recordemos que esta transformada (TWD) corresponde a un banco de filtros en octava, y de acuerdo a el planteamiento de Mallat se puede implementar con una cascada de filtros FIR pasa-bajas y pasa-altas seguidos de sub-muestreo por un factor 2, todo esto usando Filtros de cuadratura (QF), este término lo usamos para denotar un operador lineal que convolucionan y diezma. En el Anexo 11 se muestra el ejemplo para el diseño del filtro pasa banda para HDL en el que se basa la implementación del árbol de descomposición.

La tabla 2 muestra los anchos de banda con los que queda cada nivel para los detalles o señales de alta frecuencia, así como para las aproximaciones o señales de bajas frecuencias, en esta tabla podemos ver que nuestra zona de interés se enfoca principalmente en el nivel cuatro de detalles, ya que en este nivel se encuentran las señales de interés o frecuencias de interés, esta tabla también confirma que la ecuación aplicada para la elección de los niveles es acertada y adecuada.

Nivel	Aproximación	Detalle
1	A1 : [0 , 360]	D1 : [360 , 720]
2	A2 : [0 , 180]	D2 : [180 , 360]
3	A3 : [0 , 90]	D3 : [90 , 195]
4	A4 : [0 , 45]	D4 : [45 , 90]

Tabla 2- Bandas de frecuencias en Hz para la TWD con $F_s = 720 \text{ Hz}$.

Como ya se había mencionado la elección de la ondícula madre es de suma importancia y se debe de tener en cuenta la correlación que tiene con la señal de estudio, en este trabajo la ondícula de Daubechies-44 (db44) es la que se selecciona como la ondícula madre porque proporciona una señal de detalle más precisa con armónicos más bajos y a medida que la ondícula es de mayor nivel, se localiza menos en el tiempo y oscila menos debido a la naturaleza de dilatación de la Transformada Wavelet, esto quiere decir que a mayor nivel se va comportando como un filtro más ideal.

Para la realización del análisis de la señal que sale del SPFS-1BL se utilizó la herramienta software Matlab (Anexo 1) y Python (Apéndice C), solo se presentará el realizado en Matlab la cual contiene un algoritmo específico en los programas (para el editor) para el análisis de las señales con la Transformada Wavelet Discreta de 1D (para nuestro análisis).

5.3.2 Análisis con MATLAB

El análisis de la señal en este trabajo se realizó con dos herramientas que contiene el programa Matlab, el primero es la aplicación “Wavelet analyzer” sección “Wavelet 1-D” y la segunda es mediante el editor a través de código escrito (Anexo 1), para calcular el número de niveles de descomposición y realizar el análisis multi-nivel esta herramienta utiliza la expresión $[c, l] = \text{wavedec}(x, n, \text{wname})$ esta devuelve la descomposición en ondículas de la señal 1-D “x” en el nivel “n” usando la ondícula específica “wname”. La estructura de descomposición de salida consta del vector de descomposición Wavelet “c” y el vector de contabilidad “l”, que contiene el número de coeficientes por nivel [72].

El nivel de descomposición es especificado como un número entero positivo la función “wavedec” no impone una restricción de nivel máximo. Si los efectos de los límites no son una preocupación en la aplicación, se utiliza la regla que establece “n” menor o igual que:

$$\text{fix}(\log_2(\text{length}(x)))$$

Donde:

x = Señal de entrada.

fix- Redondeo hacia cero.

Log2= Logaritmo base 2

$$\text{fix}(\log_2(9912)) = 13.2749604721406 = 13$$

El resultado de la aplicación de la fórmula anterior dio como resultado un árbol con 13 niveles ya que para este cálculo se utiliza la cantidad total de muestras a diferencia de lo visto anteriormente en donde se realiza el cálculo de los niveles con la frecuencia de muestreo.

A partir de este resultado ya se tiene la noción de la cantidad de los niveles del árbol de descomposición, lo cual se usa para analizar las señales de las muestras adquiridas en las pruebas realizadas al motor con rotor jaula de ardilla, esto empleando la aplicación de Matlab “Wavelet analyzer” sección “Wavelet 1-D” las cuales se muestran en la figura 32.

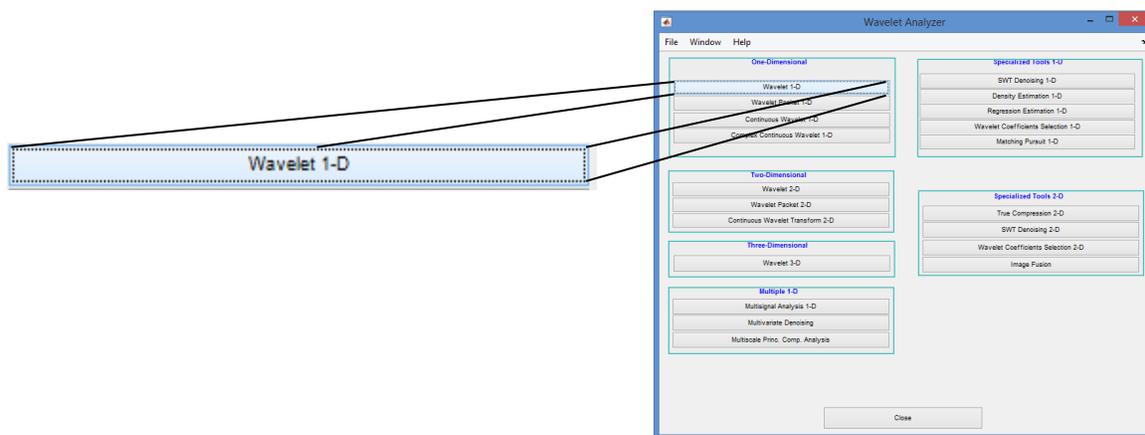


Figura 32. Pantalla de la aplicación Wavelet 1-D de MATLAB.

Con los resultados de las pruebas realizadas con esta herramienta se observó que aunque la descomposición se podía realizar hasta en nivel 12 se tiene en el análisis limitaciones propias de la aplicación que no son un inconveniente para su utilización, respecto a la cantidad de niveles de descomposición, a los cuales se les aplico el pre-procesamiento, (se obtuvieron 100 muestras con el motor saludable y 100 con el motor con falla), el nivel máximo donde se observa alguna señal perceptible o de magnitud significativa (Apéndice D) en las señales obtenidas fue el nivel 4 de descomposición, esto conviene perfectamente con la ecuación que se aplica para determinar el límite de los niveles de descomposición utilizando la frecuencia de muestreo.

5.3.3 Post-procesamiento

La segunda herramienta que se utilizo para el análisis de la señal fue el editor de Matlab, mediante este se utilizo código que realiza el análisis de la señal teniendo presente la frecuencia de muestreo, el nivel 4 como máximo para la descomposición y la Wavelet madre daubechies 44 (db-44). Por otra parte, igualmente mediante el uso del editor se realizó un post-procesamiento para aumentar la exactitud a la hora de identificar el estado en que se encuentre el motor, esto quiere decir que la señal es optimizada, para esto en los resultados se tienen en cuenta los efectos de borde de las ventanas presentes, dichos bordes son inherentes al análisis. Esta optimización de la señal de los resultados se realiza puesto que se utiliza una medida de tendencia central (cálculo de la energía de la señal) como parámetro para distinguir entre estados del motor y determinar si se detectó o no una falla en el rotor de jaula de ardilla, evidentemente se puede inferir que si los resultados varían en gran cantidad no se pueda determinar con precisión la relación entre resultado y condición.

Con este fin se realizaron pruebas en las cuales se establecieron tres criterios particulares, los cuales son aplicados a la señal resultante del análisis multi resolución y en específico al nivel cuatro de detalles, ya que es el nivel donde se espera encontrar las señales ligadas a la falla en el MI.

El primer criterio que se propuso fue establecer la señal integra para su análisis, tal y como resulta del árbol de descomposición, esto quiere decir que se consideran incluso los bordes de la ventana, este criterio se tomara como base para determinar un mejor o pero desempeño de los siguientes criterios establecidos, como segundo criterio se estableció que a la señal resultante se le aplicara un post-procesamiento, que consta del la eliminación de los bordes de la ventana en una longitud de datos igual a la del kernel utilizado, esto con la finalidad de eliminar los valores que pudieran afectar al análisis y a la precisión de los resultados a causa de la gran diferencia y variabilidad de los datos presentes en esta parte (borde de la ventana), este criterio se estableció de acuerdo al funcionamiento de la herramienta matemática en el análisis que es la convolución, y el

tercer criterio que se estableció fue una optimización de criterio anteriormente mencionado, en este al igual que en el anterior se eliminan los bordes de la ventana pero la longitud de esto es la del kernel más algunos datos extra (14 datos en ambos lados de la ventana), la cantidad de estos datos se estableció con un estudio estadístico realizado a las gráficas resultantes de todas las pruebas realizadas, el objetivo de esto es reducir al mínimo las variaciones que afectan con la uniformidad de los resultados. A continuación, se muestra de manera gráfica la implementación de los tres criterios utilizados para la aplicación del post-procesamiento utilizado en el método desarrollado.

En la figura 33 se muestra el resultado de los criterios establecidos para realizar el post-procesamiento de la señal resultante del nivel 4 de detalles, donde Energy 1 está ligada a la señal resultante a la que se le aplica el criterio 1, Energy 2 está ligada a la señal resultante a la que se le aplica el criterio 2 y Energy 3 está ligada a la señal optimizada y a la cual se le aplica el criterio 3.

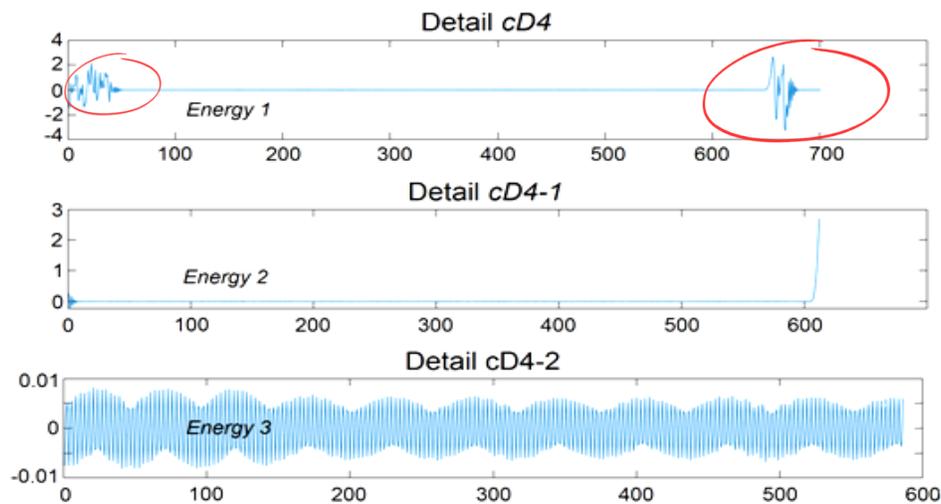


Figura 33. Señales de criterios aplicados

Los datos de estas señales son de suma importancia ya que constituyen la información de la cual sacando el índice de energía de dichas señales se puede determinar ciertas características específicas del comportamiento de la falla que se presenta o no en el rotor jaula de ardilla de MI, y a partir de esto lograr ver la diferencia entre un motor salubre o con falla, en vacío o con carga y sus combinaciones, de manera muy clara proporcionándonos la capacidad de dar su diagnóstico de manera certera.

Capítulo 6

IMPLEMENTACIÓN Y PRUEBAS

6.1. Sistema electrónico

El método desarrollado está ligado a un sistema electrónico implementado para la aplicación de este de manera práctica (en campo). En esta sección se describen los elementos que lo componen y el proceso de elaboración del sistema electrónico, empezando desde el diseño, pasando por los cálculos necesario, las consideraciones, el desarrollo y hasta la implementación electrónica. La figura 34 muestra el diagrama de la estructura general del proyecto, dentro de la cual se encuentran el bloque de instrumentación, una parte esencial del sistema electrónico, que en conjunto con parte del bloque de desarrollo constituyen la parte electrónica del proyecto.

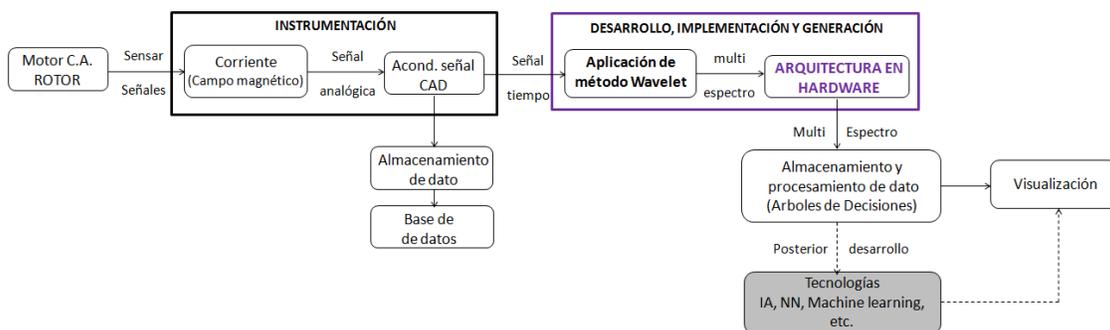


Figura 34 - Esquema general del proyecto.

En el esquema general del proyecto de la figura 34 se observa que partimos del establecimiento puntual del elemento de estudio, el cual es el rotor del motor de inducción (MI) o motor asíncrono de rotor jaula de ardilla. En este trabajo la adquisición de la señal que se requiere para realizar el análisis para la detección de fallas en el rotor de los motores de jaula de ardilla, se realiza mediante la recolección de los datos de la señal de corriente (a esto se le conoce como análisis de la firma de la corriente), la cual está estrechamente ligada con los campos magnéticos. Esto es de gran importancia, ya que para la adquisición de los datos de señal o firma de corriente se utiliza una pinza amperimétrica también conocida como transformador de corriente (TC) (descrita en Anexo 3), el cual utiliza el campo magnético para su funcionamiento, esto es muy útil y conveniente ya que proporciona la capacidad de realizar un sistema no invasivo de fácil colocación en motores trabajando (en operación), con esto no se requiere que el motor pare o tenga un lapso o tiempo de inhabilitación siguiendo en operación continua desempeñando su trabajo. Nuevamente esto es algo muy favorable para la realización de diagnósticos en los motores ya que el diagnóstico se puede realizar de manera dinámica en el momento, ambulatoria y periódica manteniéndolo sencillo, rápido y sin complicaciones.

La señal proveniente del sensor (pinza amperimétrica) es de naturaleza alterna ya que la señal de estudio tiene esta característica pues es propia del funcionamiento de los motores que utilizan la corriente alterna (C.A.) como fuente de energía para su funcionamiento. A causa de esto no es posible conectar o acoplar directamente la salida de esta con cualquier sistema o placa electrónica digital, ya que este tipo de tecnología por lo general trabajan con voltajes positivos únicamente (o negativos en ciertos casos específicos), por tal motivo es imprescindible usar algún elemento pasivo o activo que realice el acoplamiento para que la placa o sistema electrónico pueda trabajar adecuadamente con los datos obtenidos.

Este acoplamiento se puede realizar de diferentes maneras como bien se mencionó, ya sea con elementos pasivos en conjunto con un arreglo transistorizado, o con elementos activos utilizando arreglos con amplificadores operacionales (A.O.), también conocidos como **op-amp** por sus siglas en inglés (*operational amplifier*), o aún mejor puede ser con alguna placa o módulo que realice este proceso de conversión. En este trabajo se emplea esta última opción la cual establece en lo subsiguiente ciertas condiciones, ya que las características de este elemento fijan los valores de algunas variables principales y de peso dentro del método para su resultado.

6.2 Instrumentación electrónica

6.2.1 Sensor de corriente

Algunas consideraciones importantes que se deben realizar respecto al sistema electrónico y específicamente sobre las características del módulo convertidor, es que los parámetros de salida de la pinza utilizada SCT-013-100 (Anexo 3), que se indican en la tabla 3 proporcionada por su fabricante YHDC, tiene una salida de 0 a 50 mA los cuales (y esto es lo importante a considerar) son datos de tipo RMS, esto toma relevancia ya que sabemos que la salida de la pinza o sensor es alterna lo cual indica que el signo y la magnitud de los datos varían al ser valores máximos o picos en esta señal. Por ejemplo, en el caso de los sensores con salida de $\pm 1V$ RMS, la tensión de pico será $\pm 1.414V$, y la tensión pico a pico $2.828V$.

Tabla de parámetros técnicos					
Modelo	SCT-013-100	SCT-013-005	SCT-013-010	SCT-013-015	SCT-013-020
Entrada de corriente	0-100A	0-5A	0-10A	0-15A	0-20A
Tipo de salida	0-50mA	0-1V	0-1V	0-1V	0-1V
Modelo	SCT-013-025	SCT-013-030	SCT-013-050	SCT-013-060	SCT-013-000V
Entrada de corriente	0-25A	0-30A	0-50A	0-60A	0-100A
Tipo de salida	0-1V	0-1V	0-1V	0-1V	0-1V

Tabla 3. Tabla técnica de Parámetros de Pinzas SCT-013. Extraída de [105].

Conociendo esta información y tomando en cuenta las consideraciones pertinentes, se parte de aquí para sacar el valor de la resistencia de carga (burden) necesaria para el acoplamiento del sensor (TC) con el módulo convertidor, no se debe olvidar que se tienen que considerar los valores máximos (pico, pico-pico) que salen del sensor, por otro lado también se debe de seleccionar el valor del amplificador programable de ganancia (PGA-programmable gain amplifier) del ADS1115, ya que a partir de esa elección se tiene una resolución en específica. Esto se puede ver en la tabla de PGA localizada en el Anexo 4.

Por ejemplo, si se considera un valor de PGA como 4 (FOUR) tenemos un valor de referencia de $1.024 V_{pico}$ lo cual nos da una resolución de $31.2 \mu V$ por paso, eso aunado al método de conversión que utiliza el módulo nos da una gran exactitud. A continuación, se muestran los cálculos realizados para la obtención de la resistencia de carga (burden) necesaria.

Relaciones de voltaje máximo y RMS

$$V_{RMS} = \frac{V_{pico}}{\sqrt{2}}$$

$$V_{MAX} = V_{pico} = \sqrt{2} * V_{RMS} = \sqrt{2} * R * I_{Rms}$$

$$V_{p-p} = 2 * V_{pico} = 2 * \sqrt{2} * R * I_{Rms}$$

Corriente máxima de salida de la pinza SCT-013-100 $I_{RMS} = 50 \text{ mA} \sim$ (Alterna)

$$I_{RMS} = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$

$$I_p = \sqrt{2} * I_{RMS} = \sqrt{2} * 50 \text{ mA} = 70.7106 \text{ mA}$$

$$I_{p-p} = 2 * 70.7106 \text{ mA} = \mathbf{141.4212 \text{ mA}}$$

Seleccionando el voltaje de referencia del amplificador de ganancia programable del ADS1115 en cuatro o configurado el PGA-4 se tiene un voltaje de referencia de $\pm 1.024\text{V}$, este valor nos da la posibilidad de poder calcular el valor de la resistencia burden específica para esta configuración. Limitado por el voltaje máximo de alimentación del Arduino Due el cual trabaja con niveles de voltaje máximo de 3.3 V (Anexo 5).

Cálculo de resistencia de carga para PGA-4.

$$V_{pico} = \mathbf{1.024 \text{ V}} \quad ; \quad V_{p-p} = \mathbf{2.048 \text{ V}}$$

$$V_{p-p} = 2 * V_{pico} = 2 * \sqrt{2} * R * I_{Rms}$$

$$R = \frac{V_{p-p}}{2 * \sqrt{2} * I_{Rms}} = \frac{2.048 \text{ V}}{2 * \sqrt{2} * 50 \text{ mA}} = \frac{1.024}{70.710678 \text{ mA}} = 14.4815 \text{ } \Omega \text{ } \mathbf{PGA 4}$$

Otra consideración que se debe tener en cuenta es el valor de la resistencia o valores del arreglo de resistencias comerciales que se acercan más al valor sacado teóricamente, a continuación, se muestran los valores de las resistencias que se usan en un arreglo paralelo para la obtención del valor más próximo al sacado teóricamente.

$$R = 15 \text{ } \Omega \text{ } \parallel 390 \text{ } \Omega = 14.44 \text{ } \Omega \text{ } \text{Real}$$

Análogamente se muestran los cálculos realizados para la obtención de la resistencia de carga necesaria para la selección del amplificador de ganancia programable configurado en 8 (EIGHT), ambos arreglos se utilizaron y se observó su comportamiento de operación.

Cálculo de resistencia de carga para PGA-8

$$V_{pico} = \mathbf{0.512 \text{ V}} \quad ; \quad V_{p-p} = \mathbf{1.024 \text{ V}}$$

$$R = \frac{V_{p-p}}{2 * \sqrt{2} * I_{Rms}} = \frac{1.024 \text{ V}}{2 * \sqrt{2} * 50 \text{ mA}} = \frac{0.512}{70.710678 \text{ mA}} = 7.24 \text{ } \Omega$$

Valores de resistencias comerciales que se acercan más al valor sacado teóricamente para PGA-8, igual que en la parte anterior se utilizó un arreglo en paralelo para la obtención del valor más próximo al sacado teóricamente.

$$R = 12 \Omega \parallel 18 \Omega = 7.2 \Omega \quad \text{PGA 8}$$

$$R = 12 \Omega \parallel 18.7 \Omega = 7.3 \Omega \quad \text{Real}$$

Para este caso el dato de la relación de la pinza es de 100A - 50mA y se estableció un voltaje de referencia de 0.512V por la elección del PGA-8, por lo cual la relación de corriente por cada mili-volt queda como:

$$\text{Relacion_corriente} = \frac{512 \text{ mV}}{100 \text{ A}} = 0.00512 \text{ mV/A} = 5.12 \mu\text{V/A}$$

Esto indica que cada 5.12 μV (195 veces menor que 1 mV) en el convertidor equivalen a un Ampere de corriente sensado en el motor, esto es a lo que se le denomina resolución siendo esta relación lineal.

Nota: Advertencia, la tensión o voltaje a medir no debe exceder la ganancia que se selecciona en el ADC (PGA- Vref) ni la alimentación VDD +0.3 del módulo, ya que se corre el riesgo de dañar o destruir el circuito ADS1115.

6.2.2 Módulo de conversión analógica a digital

En este trabajo se utilizó un módulo de conversión analógica a digital para realizar el trabajo de la adquisición de los datos, este realiza la conversión utilizando el método sigma delta (tabla comparativa apéndice A), el interés y la decisión de elegir emplear un ADC como el ADS1115 es el obtener una mayor exactitud al adquirir la señal de estudio, además con esto se libera al procesador de la placa de adquisición y adecuación de la señal (Arduino Due) de este trabajo, y tiene características superiores en comparación con el módulo convertidor incorporado en la placa embebida, igualmente el módulo AD1115 tiene la característica de poder configurarse para realizar mediciones de tensiones negativas dicho elemento es muy importante y conveniente ya que se adecúa perfectamente a las características y prestaciones que requiere en el sistema aquí desarrollado. A continuación, en la figura 35, se muestra la conexión realizada entre el sensor de corriente y el módulo de adquisición de datos.

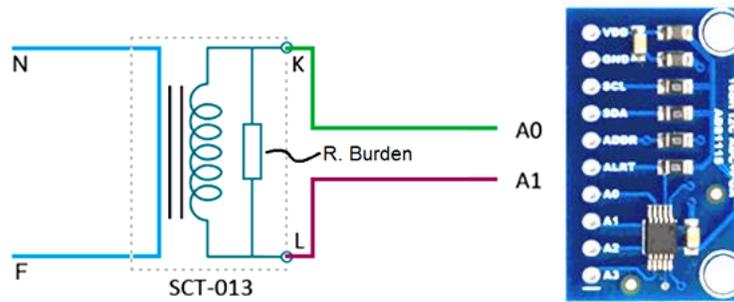


Figura 35. Conexión de pinza SCT-013-100 con ADS1115.

Otra de las características del módulo convertidor analógico a digital es que su frecuencia de muestreo máxima es de 860 muestras por segundo (MPS) teórica, y realizando los cálculos correspondientes esto nos indica que realiza una muestra cada 1.16 milisegundos (teórica). Con esto se puede hacer una inferencia de acuerdo a lo visto en la sección del árbol de descomposición, la cual es que el árbol resultante con este muestreo resultara un árbol de descomposición reducido o de pocos niveles de descomposición. Esta característica contribuye en una de los diferenciadores con respecto a los trabajos enfocados en el mismo problema y es que la mayoría de los enfoques en este aspecto se inclinan por la decisión de tomar el camino del alto muestreo y no de la alta resolución.

$$1 \text{ seg.} = 1000 \text{ ms} \quad ; \quad 860 \text{ mps} = 1 \text{ seg.} / 860 \text{ muestras}$$

$$1000 \text{ ms} / 860 \text{ muestras} = 1.16279 \text{ ms/muestra}$$

Otro elemento más a considerar es la duración del ciclo de trabajo (tiempo en que se tarda en ejecutar el código) que realiza la adquisición de los datos y la configuración del ADS1115, realiza la lectura de la señal muestreada, las operaciones de ajuste de corriente a voltaje y nivel de amplitud de la señal de interés, esta ejecución que incluye todo esto se demora 1384 microsegundos o 1.384 milisegundos, este dato fue obtenido con el programa llamado “Programa para cálculo de duración de ciclo de trabajo” localizado en el Apéndice F, este programa se utilizó con el único propósito de determinar los tiempos prácticos entre muestras recolectadas, esto se puede realizar gracias a que el sistema embebido puede ser utilizado para trabajar en tiempo real.

De acuerdo a los resultados de los datos obtenidos por el programa antes mencionado se tiene que aunque el convertidor analógico a digital realice el muestreo a 860 mps teóricamente, que es lo mismo que una muestra cada 1.16279 milisegundo o 1162.79 microsegundos, el ciclo de trabajo supera estos tiempos al ser de 1.38 milisegundos o 1384 microsegundos, entonces el resultado de la medición real es que cada lectura tarda 0.22 milisegundos más que lo descrito teóricamente pues se tiene una velocidad de muestreo mayor que la teórica, esto se da por la manera y velocidad de transmisión de los datos (transmisión serial), el tipo de datos y la cantidad de estos, de el dato real anterior del ciclo de trabajo se ve que la cantidad de muestras se reduce de la capacidad máxima del módulo convertidor quedando con 720 mps.

1 segundo = 1000 milisegundos

1000 ms / 1.38 ms por muestra = **720 mps**

Cabe mencionar que no hay que olvidar que este resultado nos da por las características propias del sistema utilizado, proporcionándonos 12 puntos muestreados por cada ciclo de la señal de la frecuencia fundamental. Esto no es un inconveniente para la utilización del módulo en la realización de este trabajo, ya que basándonos en el Teorema de Nyquist-shannon o teorema de muestreo se tienen las condiciones para obtener un buen resultado en el análisis de la señal.

Teorema de Muestreo de Nyquist

El Teorema de Muestreo de Nyquist explica la relación entre la velocidad de muestreo y la frecuencia de la señal medida. Afirma que la velocidad de muestreo f_s debe ser mayor que el doble del componente de frecuencia más alto en la señal medida. Esta frecuencia por lo general se conoce como la frecuencia Nyquist, f_N .

$$f_s > 2 * f_N$$

Este principio indica que la señal analógica original se puede recuperar perfectamente de los valores discretos producidos por el muestreo, aunque parezca haberse descartado tanta información de las señales.

6.3 Dispositivo electrónico

Todo lo realizado hasta este punto es estrictamente necesario para el diseño, selección y consecuente implementación en hardware de la Transformada Wavelet Discreta para realizar el análisis multi-resolución. El sistema electrónico que se implementó en un primer momento se desarrolló en dos etapas, estas están constituidas por cuatro elementos, en la primera etapa el sistema encargado de la adquisición de la señal de estudio se conformó por una pinza de corriente (sensor de corriente) con capacidad de 0 a 100A (modelo SCT-013) con una precisión de 1-2%, a la cual se le implementó una resistencia de carga (burden) a la salida (calculada específicamente) la cual llega al

convertidor analógico a digital (ADS1115) que tiene una resolución de 16 bits o 15 y uno de signo según su aplicación lo requiera, en este caso se utilizó en configuración diferencial la cual nos proporciona la capacidad de poder tener valores tanto positivos como negativos permitiendo sensar la onda completa de la señal sin necesidad de algún elemento extra, ya que por su naturaleza la señal de estudio es alterna. Continuando, este convertidor se encarga de digitalizar la señal de estudio con un muestreo de 860 MPS máximo (teórico) para posteriormente enviar la señal ya digitalizada a un sistema embebido el cual en este caso es una placa de desarrollo Arduino Due (Anexo 5) a través de comunicación I2C, en esta placa embebida se realiza la configuración y comunicación con el convertidor analógico a digital, así como también las operaciones (ajuste de la señal) necesarias para trabajar y enviar los datos a la FPGA.

La placa de desarrollo con la FPGA utilizada es una Cyclone 4 de Altera (Anexo 8), en esta se implementa un *core* (de acuerdo al modelo de lenguaje de gran tamaño Llama 3.1 [108] los programas núcleos o *cores* en inglés de FPGA son bloques de código pre-diseñados y pre-verificados que implementan funciones específicas y pueden ser fácilmente integrados en un diseño de FPGA) para la comunicación serial (UART) con la placa embebida Arduino Due y Arduino Uno (Anexo 6), el segundo es el encargado de desplegar el resultado en este caso en el monitor serial del IDE de Arduino, y un *core* con las bases del método basado en la Transformada Wavelet Discreta, en la figura 36 se muestra el esquema del sistema electrónico en conjunto en su primer etapa (Sistema utilizando Arduino UNO), y en el Apéndice B se encuentra el diagrama de conexiones del mismo.

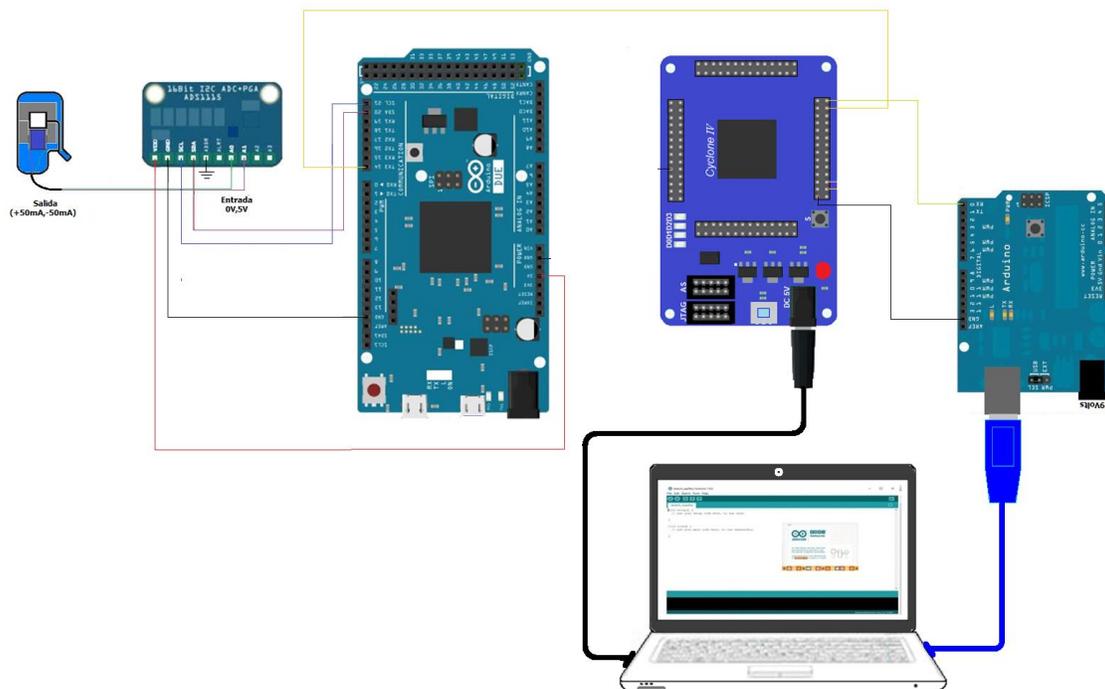


Figura 36. Esquema de la implementación del sistema para obtener los datos. Sensor de corriente, CAD, arduino Due, placa de desarrollo cyclone IV y arduino uno (primera implementación).

Después de haber realizado pruebas con el primer sistema electrónico que fue implementado, se realizó el análisis de los resultados de desempeño y se determinó evolucionarlo a un nuevo sistema electrónico en una segunda etapa, se realizaron algunas modificaciones mejorando y optimizando ciertos aspectos que se pueden apreciar en el sistema final que se obtuvo, con el cual se realizaron las pruebas al motor con jaula de ardilla que se muestra en la figura 37.

Como se mencionó con anterioridad el segundo sistema electrónico (final) está basado en el desarrollado previamente y tiene cierta similitud en los elementos que lo conforman, ya que a partir del funcionamiento y los resultados previamente obtenido se realizó la optimización. El diagrama final muestra en primera instancia el bloque encargado de la adquisición de la señal de estudio consiste de un sensor (SCT-013) o pinza de corriente (TC) con un rango de operación de 0 a 100A con una precisión de 1-2%, a la cual se le debe implementar una resistencia *burden* (de carga) a la salida, con valor del arreglo en paralelo de 12Ω II $18.7 \Omega = 7.3 \Omega$ (se busco el valor más cercano al calculado teóricamente), para su acoplamiento al convertidor analógico a digital (ADS1115), para la compatibilidad de niveles de voltaje de operación entre el CAD (convertidor analógico a digital) y el arduino Due se utilizó el amplificador de ganancia programable *PGA* 8.

El módulo convertidor se utilizó en configuración diferencial la cual nos brinda la capacidad de poder adquirir valores tanto positivos como negativos proporcionando la capacidad de sensor la onda completa de la señal, este convertidor se encarga de digitalizar la señal de estudio con un muestreo real de 720 MPS (configurada en operación máxima teórica posible). Al igual que en sistema de la etapa anterior la señal ya digitalizada se envía a una placa embebida modelo Arduino Due a través de comunicación I2C (ADS1115-Arduino Due), en esta placa embebida se realiza la configuración, la comunicación con el convertidor analógico a digital, la transformación, adecuación y ajuste de la señal, para trabajar y enviar a la FPGA como un dato numérico que representa la señal digitalizada del sensor de corriente.

El siguiente elemento del sistema está conformada por la placa FPGA Cyclone 4 de Altera, en esta se implementa un *core* para la comunicación serial (UART) con la placa embebida Arduino Due y el módulo FT232RL (Anexo 7), el segundo es el encargado de transferir el resultado proveniente de la FPGA en modo serial a un dispositivo de cómputo a través de un puerto USB, en el dispositivo de cómputo se muestran los resultados en una interfaz de usuario gráfica (GUI- graphical user interface) desarrollada en Python.

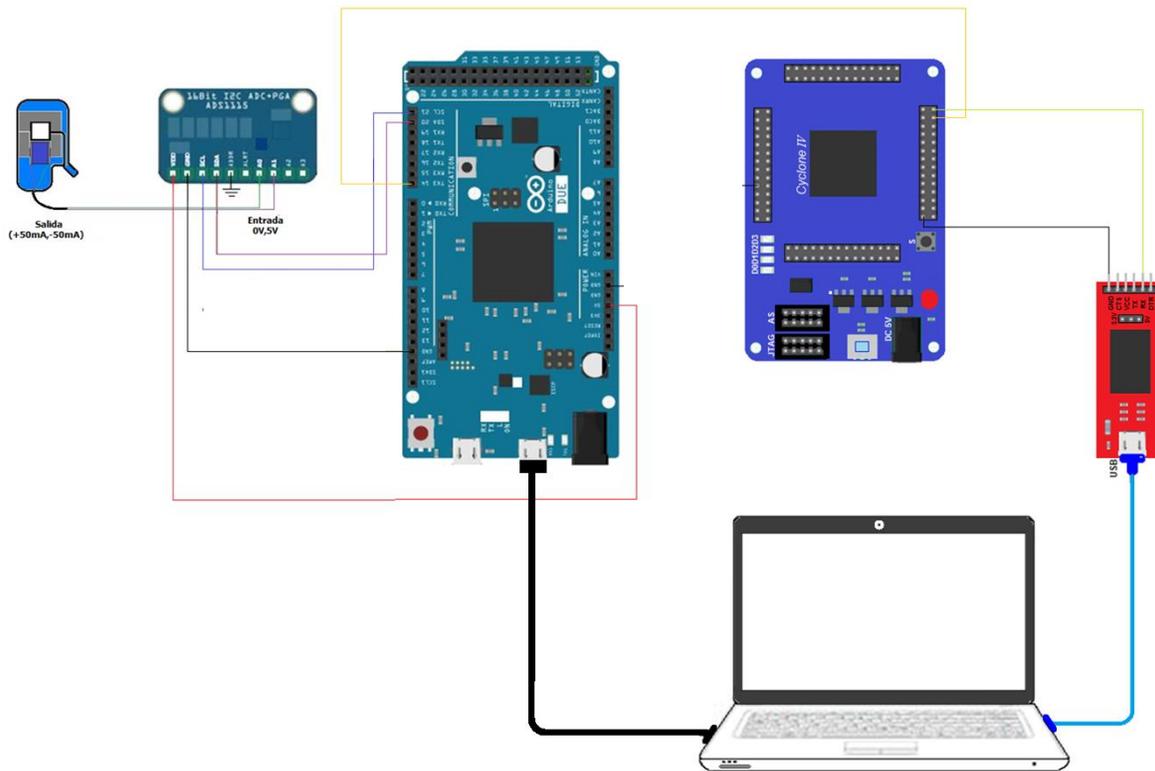


Figura 37. Esquema de la implementación del sistema para obtener los datos. Sensor de corriente, CAD, arduino Due, placa de desarrollo cyclone IV y módulo de comunicación FT232RL (implementación final).

Es importante describir el funcionamiento de la estructura interna diseñada, desarrollada e implementada dentro de la FPGA ya que es una de las partes más importantes y fundamentales del desarrollo de este proyecto, puesto que dentro de esta se encuentra uno de los dos elementos que son los pilares sobre los que se desarrolla este método, estos son la implementación de una arquitectura hardware y el análisis multispectral para la determinación del estado del rotor de motores de inducción jaula de ardilla.

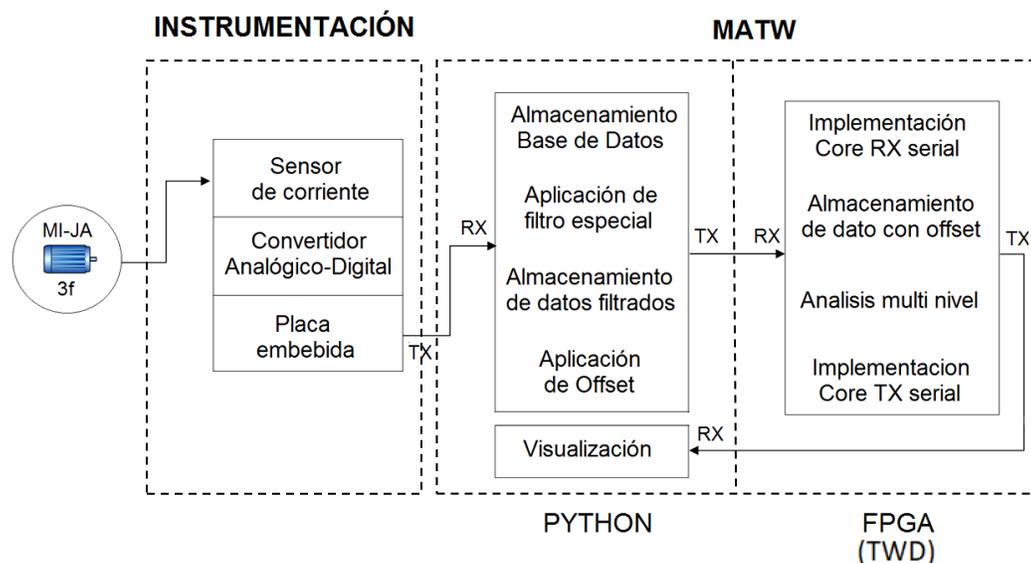


Figura 38. Diagrama completo específico de las partes que componen la implementación del método.

La parte interna está conformada por dos puertos periféricos independientes que son, el primero por el que ingresa la información con la cual se va a trabajar que es un UART-RX y el segundo que es puerto de salida conformado por un puerto de transmisión UART-TX, la parte más importante que se encuentra dentro de la FPGA es la implementación de la TWD que se aplica a los datos de entrada, esta se basa en la manera en la que Stéphane Georges Mallat desarrollo el análisis multiresolución utilizando Wavelets (ondículas en español), su desarrollo consta de diversos bloques de filtros pasa bajas y pasa altas puestos en cascada donde la salida diezmada proveniente de la salida del filtro pasa bajas es la entrada del siguiente nivel, conformado por otro par de filtros un pasa bajas y un filtro pasa altas, y así consecutivamente. De acuerdo a lo visto anteriormente la secuencia en cascada para nuestro caso específico es de cuatro niveles teniendo un especial interés en el cuarto, ya que es en el cual se encuentran las frecuencias de interés para el análisis de las fallas en los rotores de los motores de inducción con jaula de ardilla. A continuación, se muestra el diagrama de los filtros FIR implementados (figura 39) para cada nivel que conforma el árbol de descomposición, tanto para las ramas de coeficientes de detalles como de aproximaciones.

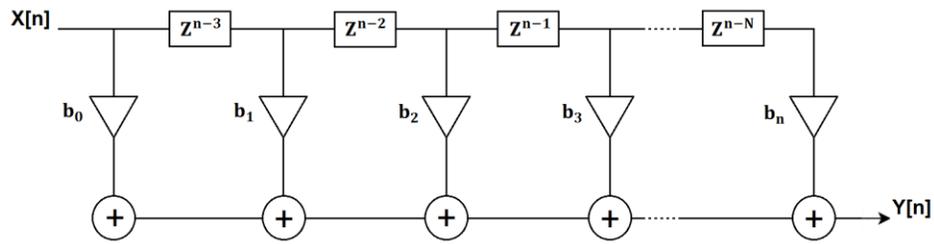


Figura 39. Diagrama de Filtro digital FIR.

Donde:

$x[n]$ = Secuencia de entrada

$y[n]$ = Secuencia de salida filtrada

B_n = Valor de los coeficientes “b” no recursivos

$Z^{[n-N]}$]= retardo de las muestras según su estrada

La arquitectura del FPGA no fue considerada para ser diseñada u optimizar los recursos contenidos en ésta como parte de este trabajo, ya que el objetivo principal de la tesis es el desarrollo del método para la detección de las fallas en el rotor de MI. Sin embargo se consideró realizar una implementación en hardware que pueda ser utilizada en las operaciones de manera práctica en la industria, es por ello que aparece como parte del titulo de la tesis, para ello, se utilizaron entornos de desarrollo para generar el código en VHDL de los bloques que conforma la arquitectura con los elementos del cyclone IV bajo optimización de criterios configurables en Matlab (Anexo 8, Anexo 12) para el análisis multi nivel. Se utilizaron cores de uso libre para la parte de la comunicación de entrada y salida de la placa de desarrollo de la FPGA cyclone IV.

La placa cyclone IV se compone de los elementos mostrados en el Anexo 8, con los que se conforma la arquitectura utilizada para el proceso de TWD y contiene los siguientes modulos: core RX serial, core TX serial, almacenamiento de datos con offset y análisis multi nivel. Donde core RX serial, core TX serial se obtuvieron del repositorio de Opencores, el almacenamiento de datos con offset se generó en Quartus II, que es un progama que realiza la concatenación de dos bytes de entrada provenientes del arduino Due para adecuar la señal digitalizada de la firma de la corriente a longitudes propias de los coeficientes utilizados en los procesos de filtrado. El código para el analisis multi nivel que comprende el árbol de descomposición conformado de los filtros en cuadratura y se generó con *HDL generator* de Matlab.

El procesamiento en paralelo en la FPGA, comienza por las características inherentes de este tipo de tecnología, posteriormente dentro de la implementación de la descripción de hardware se desarrollan rutinas que se ejecutan de manera independiente lo que provee de funcionamiento en paralelo y por último, la disposición de la estructura del árbol de descomposición que se utiliza para la descomposición multi nivel, tiene dispuestos los elementos para trabajar de manera paralela sin la necesidad de depender de procesos secuenciales a este nivel.

6.4 Banco de pruebas

Por otra parte, se desarrollaron los elementos que apoyan con la recolección de los datos para su análisis, algo no menos importante ya que son la base del estudio, para esto se diseñó e implementó un banco de trabajo (pruebas) para realizar la simulación de las condiciones y adquisición de los datos de la firma de la corriente del motor de inducción con rotor jaula de ardilla. En el banco de pruebas se realiza la simulación de la carga al motor aplicando una fuerza externa, la cual realiza la función de sustituir (realizar el mismo efecto) la carga real por trabajo en el motor.

En la figura 40 se muestra la configuración del banco de pruebas el cual está constituido por tres elementos principales que son el freno hidráulico encargado de proporcionar la transformación de la fuerza para un frenado más fácil, ligado a la simulación de la carga real, el disco de freno utilizado como elemento en el cual las pastillas del freno hidráulico apliquen la fuerza para la simulación de la carga en el motor y la estructura o base en la cual se fijan los elementos antes mencionados al igual que el sujeto de prueba (motor) .

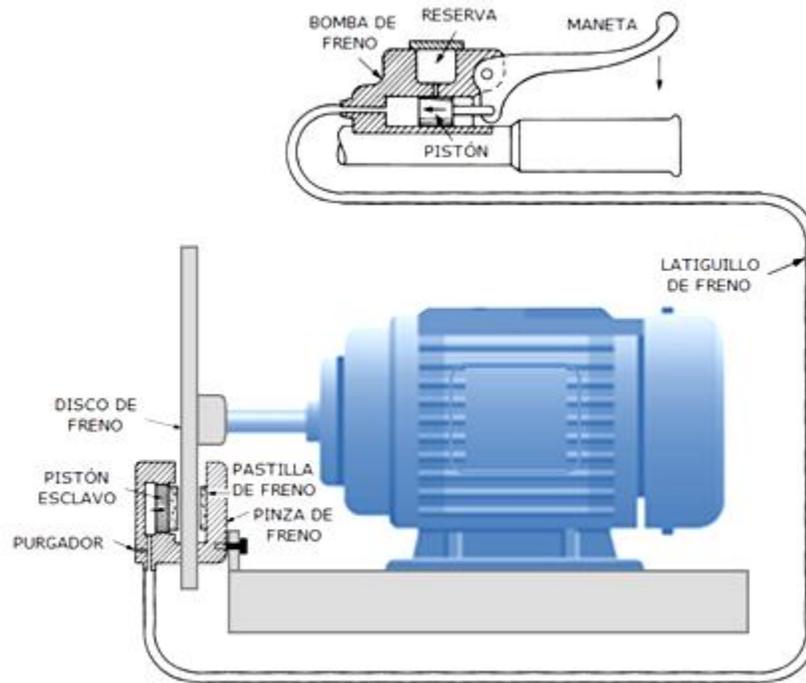


Figura 40. Banco o base de pruebas.

Para realizar las pruebas con una menor desviación en las lecturas de los datos y realizar lo más homogéneo la recolección de estos de acuerdo a la carga aplicada al motor, se optó por diseñar e implementar la instrumentación electrónica que permitiera dicho trabajo, para esto se desarrollaron e implementaron dos sistemas cuya diferencia fundamental es la capacidad de trabajo.

El primer sistema que se desarrolló para el sistema electrónico de frenado se basó en el módulo de control para motores L298N, este sistema se conformó por una placa embebida modelo Arduino UNO encargada de la recepción de los datos provenientes vía bluetooth para el control del motor a pasos, un módulo L298N encargado del giro del motor a pasos y un motor a pasos NEMA 17 de 0.4A con ángulo de paso de 1.8 grados y 3 lb/in o 338 mN-m encargado de realizar el frenado a través de la conexión con el freno hidráulico, en la figura 41 se muestra una representación gráfica de lo descrito para el primer sistema electrónico de frenado .

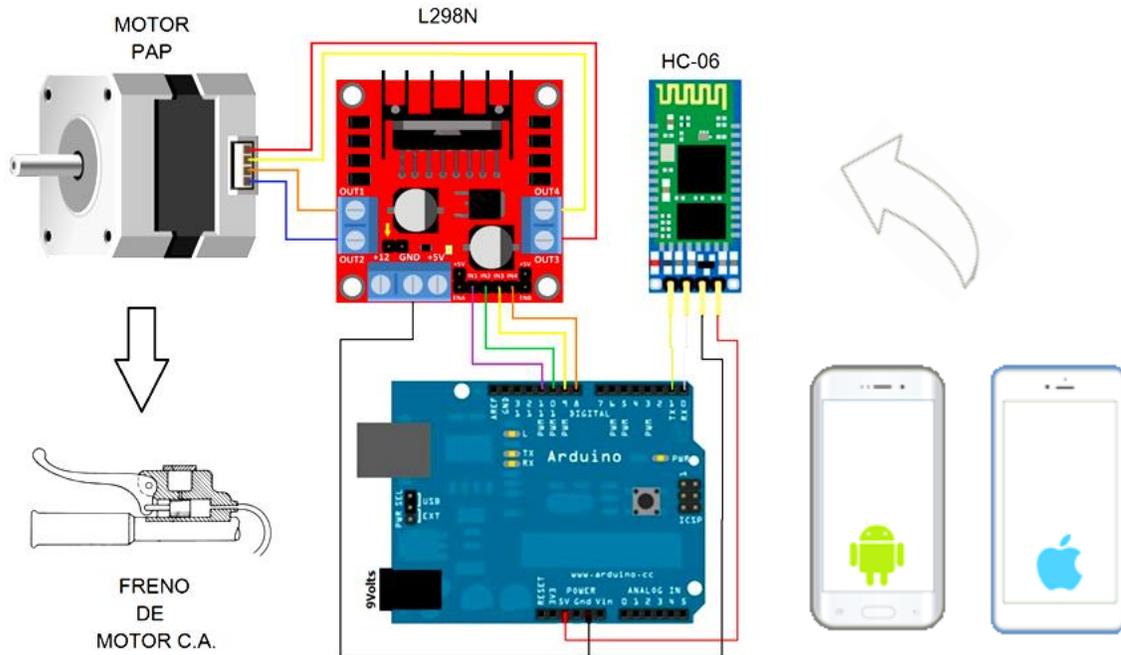


Figura 41. Sistema con módulo L298N.

Posteriormente se ópto por optimizar e implementar un segundo sistema electrónico para el frenado, mejorando principalmente su capacidad de trabajo, ya que en las pruebas preliminares de funcionamiento el sistema basado en el módulo controlador de motores L298N mostró algunos inconvenientes para un funcionamiento adecuado y continuo en las pruebas (calentamiento, falta de potencia, sin regulación de corriente), consecuentemente el sistema no era lo más adecuado para las recolección de los datos, en base a lo observado en este sistema se diseñó un nuevo sistema de frenado esté basado en el Driver TB6600.

Este sistema está conformado por un módulo HC06 para una comunicación Bluetooth , este es el encargado de recibir las instrucciones de giro del motor, una aplicación de teléfono encargada de enviar las instrucciones de giro del motor, una placa embebida modelo Arduino UNO basada en el microcontrolador ATmega328P encargada de la recepción de los datos para el control del motor a pasos, un Driver TB6600 encargado del giro y control de la corriente del motor a pasos y un motor a pasos NEMA 17 de 1.8A con ángulo de paso de 1.8 grados y 6 kg/cm o 588 mN-m encargado de realizar el frenado a través de la conexión con el freno hidráulico, en la figura 42 se muestra la representación gráfica. En el anexo 11 “Configuraciones de conexiones Driver TB6600- microcontrolador” muestra las dos diferentes formas de conexión para utilizar dicho Driver.

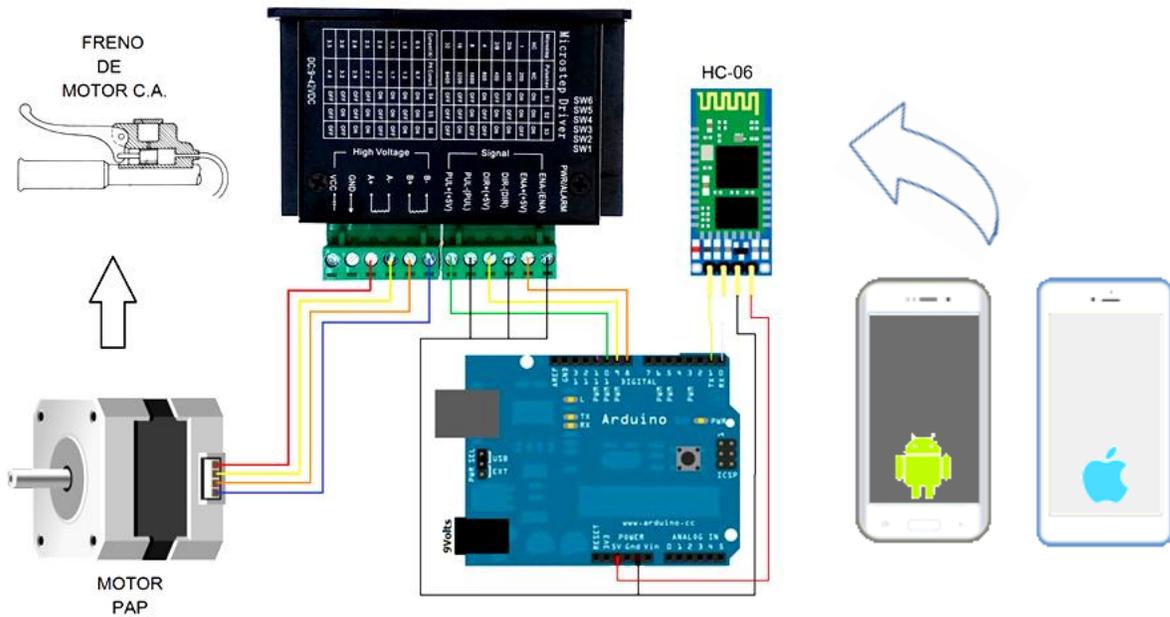
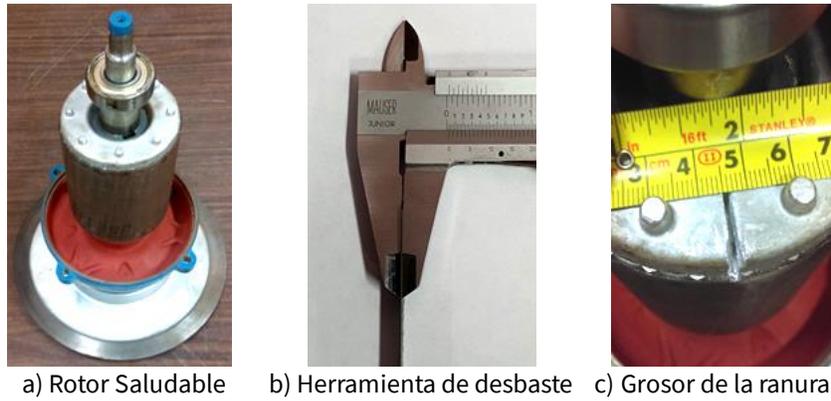


Figura 42. Sistema con Driver TB6600

6.5 Pruebas en laboratorio

La realización de las pruebas para comprobar y validar el método desarrollado se hizo con apoyo de la Facultad de Estudios Superiores Cuautitlán (FESC-C4) en el laboratorio de máquinas eléctricas (LIME4), la figura 43 muestra parte de los elementos y herramientas utilizadas para efectuar la simulación de la falla, al elemento de estudio (rotor jaula de ardilla de motor de inducción trifásico) se le realizaron diversas pruebas para estudiar el efecto de la carga, así como el de la falla y bajo estas dos variables poder realizar la comparación de los resultados del análisis mediante el método desarrollado para la detección de la falla incipiente.



a) Rotor Saludable b) Herramienta de desbaste c) Grosor de la ranura

Figura 43. Simulación de falla en rotor y herramientas.

Las pruebas realizadas se efectuaron bajo una supervisión constante de la corriente de operación, de las pruebas que se realizaron se genero una base de datos la cual consta de 100 pruebas realizadas con el motor en vacío saludable, 100 pruebas con el motor en vacío con falla, 60 pruebas con el motor con carga saludable y 60 pruebas con el motor con carga y falla. La figura 44 muestra el area y el banco de pruebas donde se realizaron dichas pruebas para sacar los datos necesarios para generar la base Datos

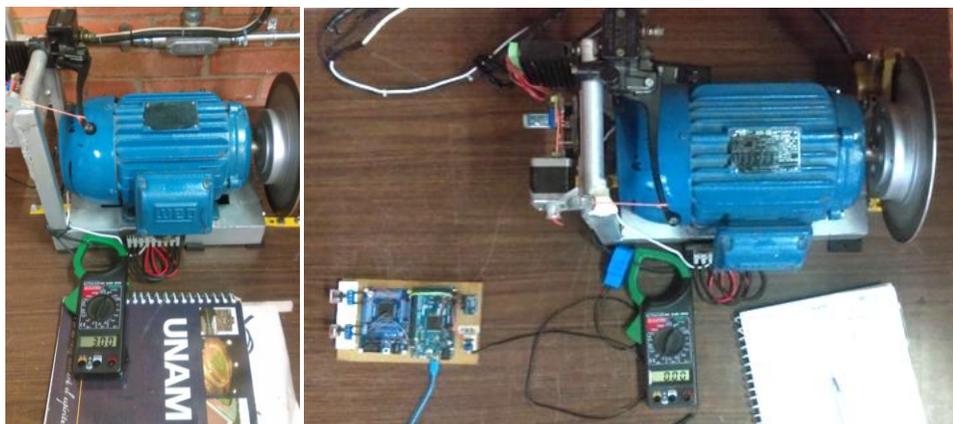


Figura 44. Pruebas en laboratorio controladas.

Para tener controlada la carga simulada se utilizó un sistema electrónico de frenado que en conjunto con la supervisión constante de la corriente de operación se busco de obtener una baja desviación respecto al porcentaje de carga, con esto se busco tener una mejor precisión y similitud al agrupar y realizar la comparación del análisis de dichas pruebas en diferente condición de carga.

En la literatura consultada se pudo apreciar que existen diferentes maneras de realizar los estudios, esto depende de los recursos y alcances de los investigadores e instituciones donde se realicen los estudios un claro ejemplo es [59] donde se muestran dos estudios de los más extensos relacionados con los motores eléctricos de inducción (IEE-IAS a 6312 motores y EPRI 1141 motores).

Estos estudios son de gran relevancia ya que con esto se sabe que el comportamiento de los motores es constante, las fallas se pueden caracterizar y ver en un motor en cualquier otra parte del mundo (tomando en cuenta las condiciones particulares del lugar), partiendo de esto la mayoría de los trabajos realizan los estudios con un motor como en [54], [30], [50] o dos motores representativos (potencia mayor a 2hp), sin embargo, hay estudios donde utilizan hasta 4 motores, y esto se realiza así ya que en dichos estudios hacen comparativas con diferente número de barras rotas (fallas multiples) ejemplo de estos se muestran en [49] (se puede apreciar que en los trabajos donde se utilizan 1 o dos motores representativos se apela no se apela al verificacionismo aunque estudios mde mayor embergadura puedes sustentar mediante la deducción racionalista el hecho de no realizar los esudios en grandes lotes de motore).

Capítulo 7

RESULTADOS Y CONCLUSIONES

7.1 Resultados

Dentro de los resultados se obtuvo por un lado una base de datos (de libre acceso solicitarla con el autor, formato archivo .xlsx) con diferentes características dentro de las cuales se tienen diferentes porcentajes de carga y estado del rotor. Por otro lado las pruebas que se realizaron para validar el método y la recolección de los datos para su análisis se separaron en dos partes, en la primera etapa se utilizó la herramienta más comúnmente aplicada en esta área de trabajo que es la Transformada de Fourier, esta para tomarse como punto de comparación al realizar el análisis de la señal recolectada del motor comparando los datos con el motor sin carga estado saludable y sin pre-procesamiento de la señal, este análisis se tomó como base para realizar las comparaciones y evaluar el desempeño de los elementos implementados así como de los resultados (número uno figura 45).

La primera comparación que se realizó fue con respecto a los resultados obtenidos teniendo al motor sin carga, pero con falla y sin pre-procesamiento de la señal (1 contra 2). La segunda comparación que se realizó fue contra los resultados del análisis con el motor sin carga en estado saludable, pero con el pre-procesamiento aplicado a la señal (1 contra 3). Para la realización de las siguientes dos comparaciones de los resultados se cambió de análisis base, siendo ahora el análisis realizado al motor en vacío con falla y pre-procesamiento aplicado a la señal (número cuatro, figura 45). La tercera comparación que se realizó fue contra los resultados del análisis con el motor sin carga en estado saludable con el pre-procesamiento aplicado a la señal (3 contra 4). La última comparación que se realizó fue con respecto a los resultados obtenidos del motor sin carga con falla y pre-procesamiento aplicado a la señal (2 contra 4). De los resultados de estos análisis y comparaciones tenemos como resultado una comparativa de condiciones y estado (figura 45). Así como entre herramientas y criterios establecidos en el proyecto.

Motor	Sin carga	
	Estado sin falla	Estado con falla
Sin pre-procesamiento	1	2
Con pre-procesamiento	3	4

Método convencional →
 Nuevo método →

Figura 45. Universo de análisis con Transformada de Fourier.

Para el análisis y comparación de las señales resultado de las diferentes combinaciones posibles se utilizó como primera herramienta la transformada de Fourier, teniendo presente que el objetivo del análisis de la señal es la detección de la falla en el rotor jaula de ardilla de etapa incipiente, esto nos indica que la magnitud de la señal ligada a la falla será muy baja por lo cual la condición sin carga es lo que se tomó para el estudio y comparación de los resultados

7.1.1 Análisis a la señal sin procesamiento con el motor sin carga y saludable.

El objetivo del primer análisis realizado es de tener una línea base de comparación del comportamiento, diferencias y/o mejoras que pueden existir con los resultados de los diferentes análisis.

En la figura 46 se muestran los espectros resultantes del análisis a la señal sin procesar motor sin carga y saludable, el espectro que se encuentra en la parte de arriba tiene los resultados en magnitud lineal, mientras que el espectro de la parte inferior de la gráfica se presenta en escala logarítmica, típicamente y de manera comercial se presentan los resultados en esta última forma.

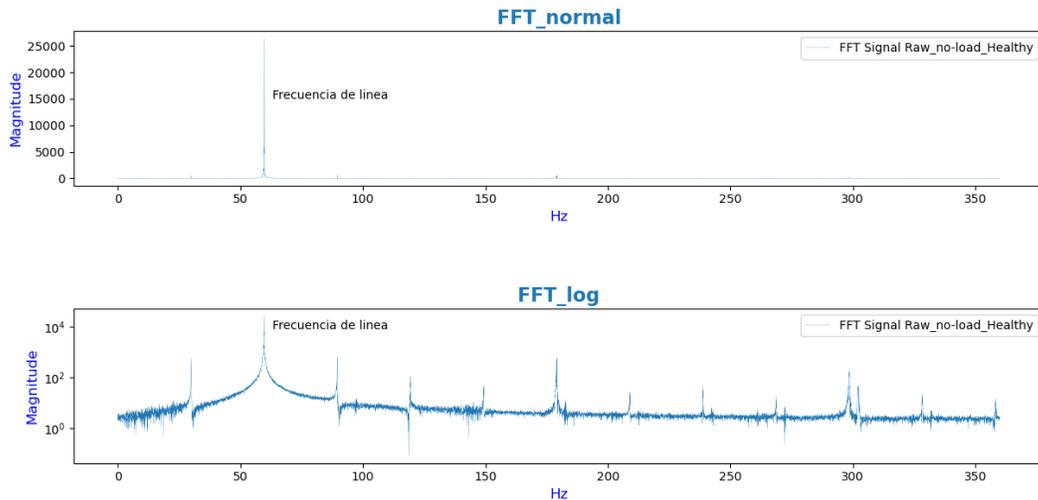


Figura 46. Espectros del análisis a señal sin procesar motor sin carga y saludable.

7.1.2 Análisis a la señal sin procesamiento con el motor sin carga y con falla.

En la figura 42 se muestran los espectros resultantes del análisis a la señal sin procesar motor sin carga con falla, el espectro que se encuentra en la parte de arriba tiene los resultados en magnitud lineal en comparación con el primer análisis no se logra ver una gran diferencia, mientras que el espectro de la parte inferior de la gráfica en escala logarítmica, en este si se logran apreciar diferencias visibles específicamente en en tercer y quinto armonico del espectro de frecuencias.

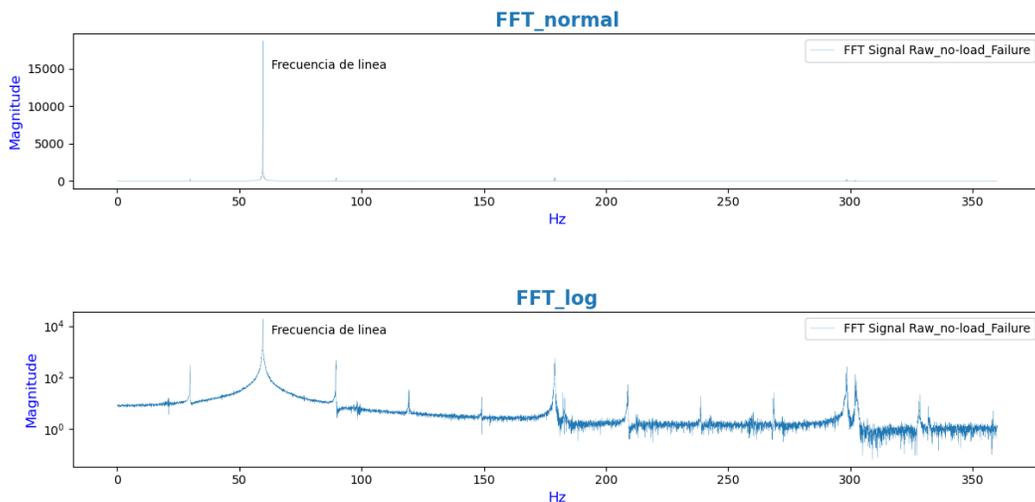


Figura 47. Espectros del análisis a señal sin procesar motor sin carga con falla.

7.1.3 Análisis a la señal con procesamiento con el motor sin carga y saludable

En la figura 48 se muestran los espectros resultantes del análisis a la señal con procesar motor sin carga y saludable, en comparación con el primer análisis (análisis a la señal sin procesar motor sin carga y saludable), aquí claramente se puede notar una gran diferencia entre las señales del espectro, ya que se nota la eliminación de todas las frecuencias que claramente no están ligadas a la falla que estamos estudiando, como lo realizan en los diversos trabajos que utilizan los métodos convencionales.

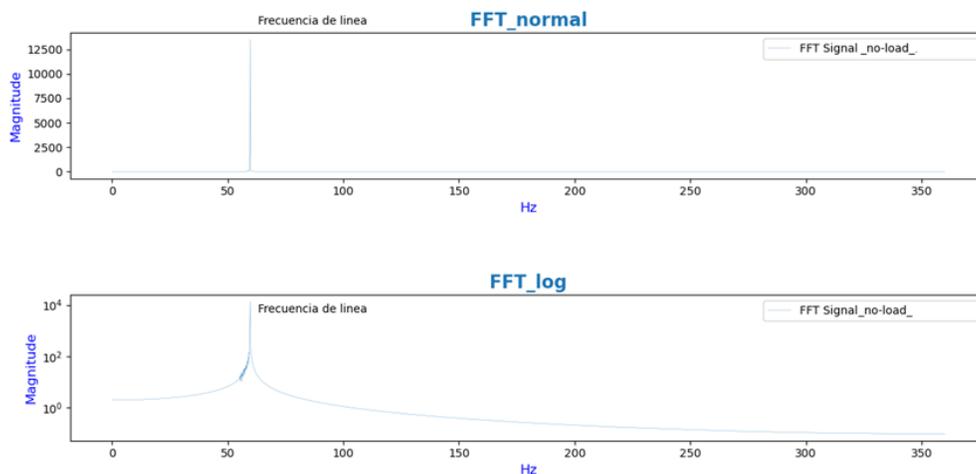


Figura 48. Espectros del análisis a señal con procesar motor sin carga saludable.

7.1.4 Análisis a la señal con procesamiento con el motor sin carga y con falla

En la figura 49 se muestran los espectros resultantes del análisis a la señal con procesar motor sin carga con falla, en este caso se realizan dos comparaciones la primera en comparación con el primer análisis (análisis a la señal sin procesar motor sin carga y saludable), aquí igual que en el análisis anterior claramente se puede notar una gran diferencia entre las señales del espectro, ya que se nota la eliminación de todas las frecuencias que claramente no están ligadas a la falla que estamos estudiando. Por otro lado, en comparación con el análisis a la señal con procesar motor sin carga saludable no se logra notar una diferencia significativa, esto concuerda con los estudios realizados y las conclusiones realizadas sobre la dificultad de detectar la falla al utilizar esta herramienta con el motor con baja carga.

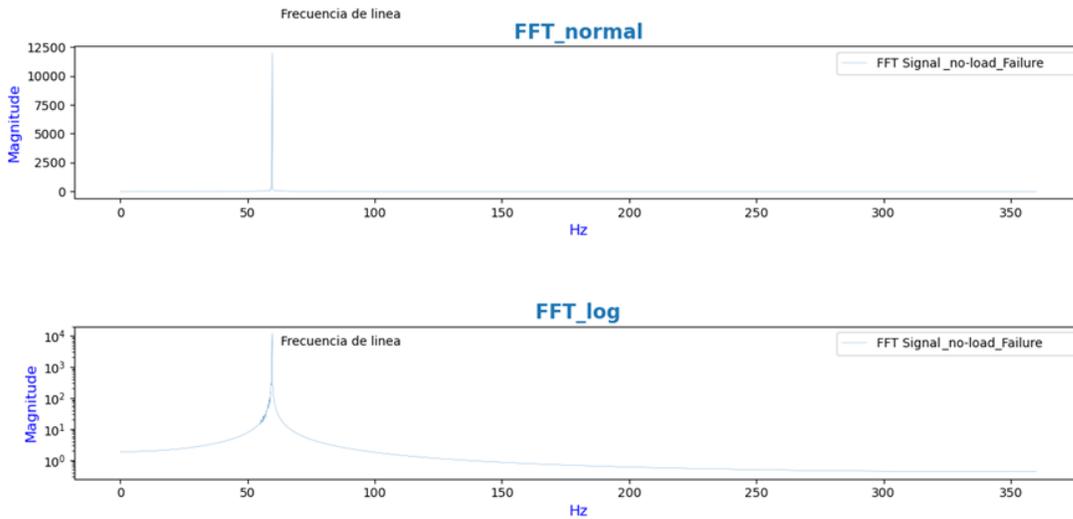


Figura 49. Espectros del análisis a señal con procesar motor sin carga con falla.

La validación del preprocesamiento desarrollado para la implementación del método para detectar las fallas incipientes en los rotores jaula de ardilla de los motores de inducción se hizo también analizando los resultados obtenidos al aplicar el AMR, la figura 50 muestra los espectros resultantes de los diferentes estados en vacío (estado- falla, condición-carga), comparando los resultados al aplicar o no el preprocesamiento. En la imagen se puede ver claramente que la estabilidad de la señal resultante es independiente de si existe o no la falla lo cual es de gran importancia ya que esto genera una excelente precisión para la determinación a la hora de realizar el diagnóstico del estado del rotor.

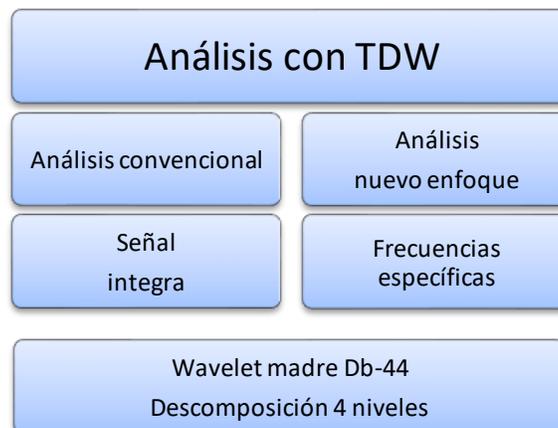


Figura 50. Validación de pre-procesamiento con AMR.

La figura 51 muestra los espectros resultantes con los que se realiza la comparación teniendo en cuenta los efectos del pre-procesamiento y la condición (vacío-carga) del motor, con esto se busca al igual que con el análisis utilizando Fourier la validación de este para determinar su eficacia al ser aplicado. Los parámetros importantes a observar aquí son la amplitud de la escala y la forma de la señal las cuales proporcionan las diferencias de criterios y condiciones.

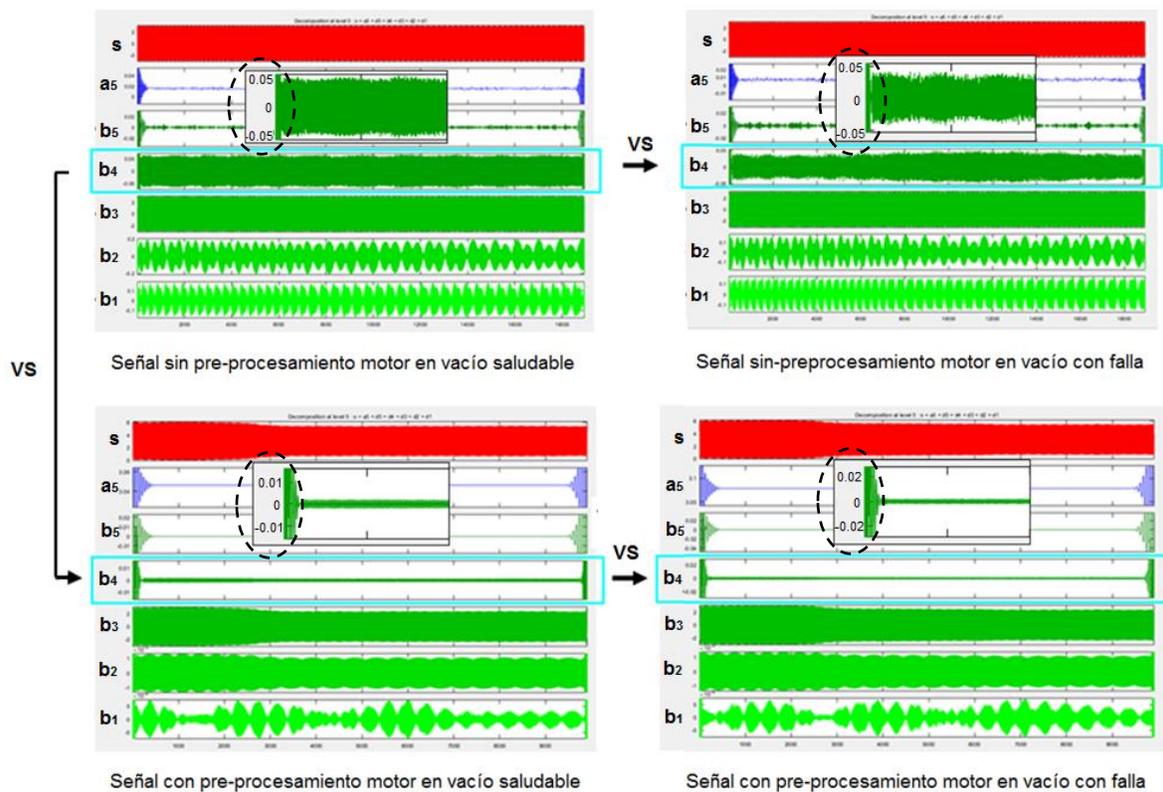


Figura 51. Espectros de AMR comparativa de estabilidad de la señal.

La tabla 4 muestra el universo de pruebas que se pueden realizar para comparar los estados y diferencias entre motor saludable *versus* con falla y con carga *versus* sin carga, la parte de las pruebas sin carga se analiza empleando la herramienta matemática Transformada de Fourier, con esta además de realizar las comparaciones se corroboró la dificultad de analizar las señales incipientes y de baja amplitud, así como la eficacia del preprocesamiento desarrollado.

Los resultados demuestran el correcto funcionamiento del pre-procesamiento del método por lo que para el análisis de la exactitud para detectar la falla con el método desarrollado sólo se considera la comparación de sin carga y con carga, si falla y con falla, ambas variables con el preprocesamiento aplicado, las combinaciones de estas se enumeran del 1 al 4 para identificar con mayor facilidad el cruce de variables correspondiente a cada prueba. (tabla 4).

	Sin carga		Con carga	
	Sin falla	Con falla	Sin falla	Con falla
Sin pre-procesamiento	N/A	N/A	N/A	N/A
Con pre-procesamiento	1	2	3	4

Tabla 4. Comparativa de acuerdo al estado y condición del motor. Esta tabla, no contempla el universo de las señales sin procesar, ya que se validó el preprocesamiento utilizado en el método por lo que únicamente se enumeran para identificar los cruces con esta característica.

7.1.5 Test 01-Pruebas a la señal con pre-procesamiento con el motor en vacío saludable

Como en el primer análisis se estableció una línea base, esta es el análisis de la señal con pre-procesamiento motor en vacío saludable, de estos se obtuvo el resultado de la descomposición de la señal mediante el AMR (análisis multi resolución), dichos resultados se analizaron mediante un índice, este índice fue aplicado a tres criterios diferentes que se establecieron, para cada uno de estos criterios se obtuvo la energía contenida de las señales resultantes obtenidas en las pruebas y se comparó la desviación absoluta de los resultados (desviación absoluta se debe entender como los valores de la desviación estándar absolutos), así como la variación resultante como tendencia para cada uno de los criterios.

Los valores de placa de los motores de pruebas son corriente nominal 5.52A y eficiencia de 86.50%.

Número	Prueba	Val max [A]	Corriente [A]	RMS [A]	% Carga	Energía 1	Enrgía 2	Energía 3	Medida [A]
1	5	~3.1375	~4.8325	~2.1983	~39.8242754	132.0526	16.9613	0.016	2.93
2	10	3.1375	4.8325	2.1983	39.8242754	171.8486	1.1515	0.0178	2.93
3	15	~3.1375	~4.8325	~2.1983	~39.8242754	222.2349	27.1381	0.0138	2.93
4	20	~3.1375	~4.8325	~2.1983	~39.8242754	271.7362	31.0527	0.0145	2.93
5	25	3.0875	4.702	2.168	39.2753623	136.1243	21.4294	0.0103	2.93
6	30	3.0812	4.7287	2.1745	39.3931159	170.0817	25.7478	0.0091	2.92
7	35	~3.0812	~4.7287	~2.1745	~39.3931159	365.5229	41.5079	0.0162	2.93
8	40	~3.0812	~4.7287	~2.1745	~39.3931159	93.9759	10.6664	0.0154	2.93
9	45	~3.0812	~4.7287	~2.1745	~39.3931159	268.7774	45.0589	0.013	2.93
10	50	~3.0812	~4.7287	~2.1745	~39.3931159	251.2381	34.3608	0.0133	2.93
11	55	~3.0812	~4.7287	~2.1745	~39.3931159	227.436	14.483	0.0149	2.93
12	60	~3.0812	~4.7287	~2.1745	~39.3931159	426.0777	55.5604	0.0166	2.93
13	65	3.0937	4.7348	2.1759	39.4184783	188.5729	13.3869	0.0124	2.93
14	70	~3.0937	~4.7348	~2.1759	~39.4184783	164.0238	1.5713	0.0138	2.93
15	75	3.1219	4.8617	2.2049	39.9438406	388.6553	58.332	0.0176	2.94
16	80	3.0937	4.7348	2.1759	39.4184783	264.444	38.2009	0.0144	2.93
17	85	3.0937	4.7348	2.1759	39.4184783	240.0925	19.3189	0.0144	2.93
18	90	3.0937	4.7348	2.1759	39.4184783	437.0685	56.4797	0.0164	2.93
19	95	3.1562	4.6527	2.157	39.076087	169.6176	1.5052	0.0172	2.93
20	100	~3.1375	~4.8325	~2.1983	~39.8242754	109.008	13.0036	0.0131	2.93
Valores de media de la energía por criterio →						234.929445	26.345835	0.01451	MEDIA

Tabla 5. Resultados del análisis del criterio 1. Esta tabla de resultados contiene 20 de las 100 pruebas realizadas. En la tabla se presenta el valor máximo de corriente, el valor de corriente RMS, el porcentaje de carga, los valores de energía resultantes y mencionados en el capítulo anterior y una medida realizada con amperímetro para compararlo con los resultados teóricos mostrados en las columnas 3, 4 y 5 de la tabla.

La gráfica de la figura 52 muestra los resultados de la energía obtenidos para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, como se puede observar en la gráfica y corroborar en la tabla 5 las magnitudes de energía obtenida de los resultados de los análisis realizados es diferente, por lo cual dichos resultados se presentan de en una escala logarítmica donde cada criterio permanece en un rango específico, esto es muy conveniente ya que la característica principal que se utiliza es la linealidad de los resultados, esto quiere decir que tan estables y consistentes son los resultados en todas las pruebas, esto va ligado a la reducción de la incertidumbre y aumento de la precisión del análisis realizado (en cada uno de los tres criterios con las condiciones y estado específicos en este grupo de pruebas 01).

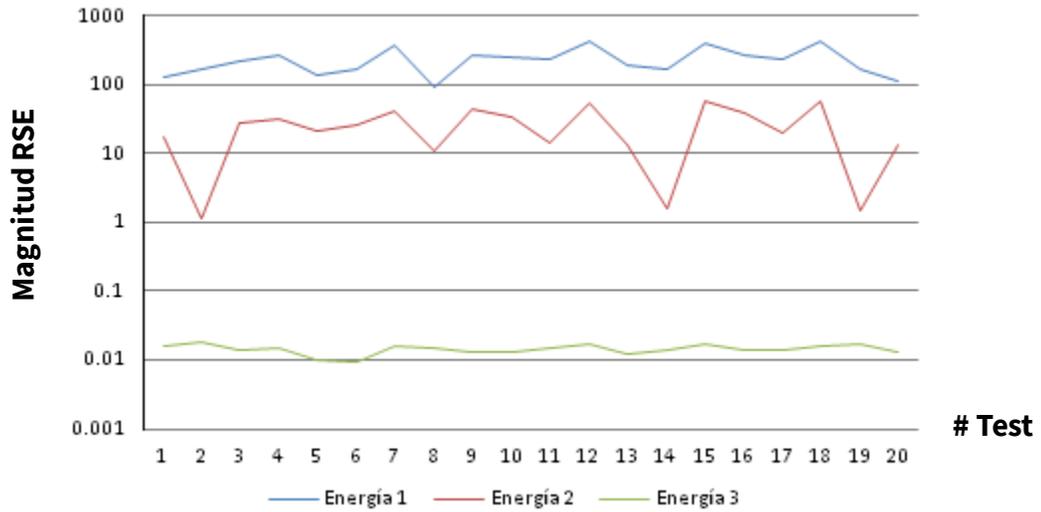


Figura 52. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 01). RSE-Relacion de similitud de energía.

La gráfica de la figura 53 muestra los resultados de la desviación absoluta para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, estos resultados muestran la exactitud de los resultados de las pruebas 01, tomando como parametro base del cálculo una medida de tendencia central del conjunto de todas las pruebas de la tabla, esto quiere decir que cada resultado nos indica que tanta certeza hay del estado real fisico (en la realidad).

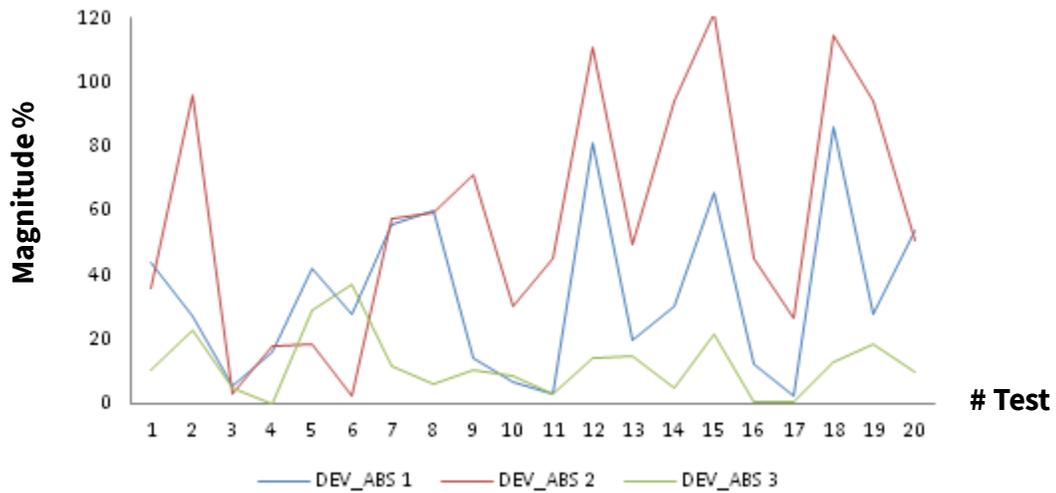


Figura 53. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 01). El valor de referencia es la Media del total de los 20 valores seleccionados.

7.1.6 Test 02-Pruebas a la señal con pre-procesamiento con el motor en vacío con falla

La siguiente prueba se realizó a la señal con pre-procesamiento motor en vacío con falla, la comparación que se realiza *versus* los resultados del primer análisis (01-Pruebas a la señal con pre-procesamiento motor en vacío saludable) es observar las diferencias que provoca el estado del motor en que se encuentra (saludable vs falla).

Número	Prueba	Val max. [A]	Corriente [A]	RMS [A]	% Carga	Energía 1	Energía 2	Energía 3	Medida [A]
1	5	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	385.6392	47.0046	0.0155	3
2	10	3.1875	4.9217	2.2184	40.1884058	285.3368	31.5755	0.0126	3
3	15	3.1344	4.7551	2.1806	39.5036232	283.1321	51.3677	0.018	3.01
4	20	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	139.8082	0.5908	0.0131	3
5	25	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	171.1845	7.066	0.0145	3
6	30	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	332.7296	42.7085	0.0145	3
7	35	~3.1274	~4.7451	~2.1796	~39.4936232	183.3301	10.8855	0.0175	3.01
8	40	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	225.3189	13.3571	0.0146	3
9	45	~3.1274	~4.7451	~2.1796	~39.4936232	234.7364	16.513	0.0179	3.01
10	50	~3.2344	~4.8675	~2.2062	~39.9673913	275.5365	29.0003	0.0108	2.98
11	55	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	229.261	39.7737	0.0135	3
12	60	3.2344	4.8675	2.2062	39.9673913	126.988	19.4934	0.0109	2.98
13	65	3.2844	4.8233	2.1962	39.7862319	470.7512	65.6024	0.0203	3.01
14	70	3.3312	4.7791	2.1861	39.6032609	246.1894	24.7112	0.0182	3.01
15	75	~3.1274	~4.7451	~2.1796	~39.4936232	391.6523	49.4963	0.0175	3.01
16	80	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	241.5595	42.2078	0.0152	3.01
17	85	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	337.5949	54.1077	0.0152	3.01
18	90	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	270.0053	25.52	0.0156	3.01
19	95	3.275	4.7349	2.1759	39.4184783	139.0044	23.0642	0.0092	2.93
20	100	~3.157	~4.821	~2.198	~39.7897463	271.7388	23.367	0.0157	3.01
Valores de media de la energía por criterio →						262.074855	30.870635	0.015015	MEDIA

Tabla 6. Resultados análisis de criterios 2.

La gráfica de la figura 54 muestra los resultados de la energía, obtenidos para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, como se puede observar en la gráfica y corroborar en la tabla 6, las magnitudes de energía obtenida de los resultados de los análisis realizados es de diferente nivel, por lo cual dichos resultados se presentan en una escala logarítmica donde cada criterio permanece en un rango específico, esto es muy conveniente ya que la característica principal que se exploró y utilizó es la linealidad de los resultados, esto quiere decir que tan estables y consistentes son los resultados en todas las pruebas y va ligado a la reducción de la incertidumbre y aumento de la precisión del análisis realizado (en cada uno de los tres criterios con las condiciones y estado específicos en este grupo de pruebas 02).

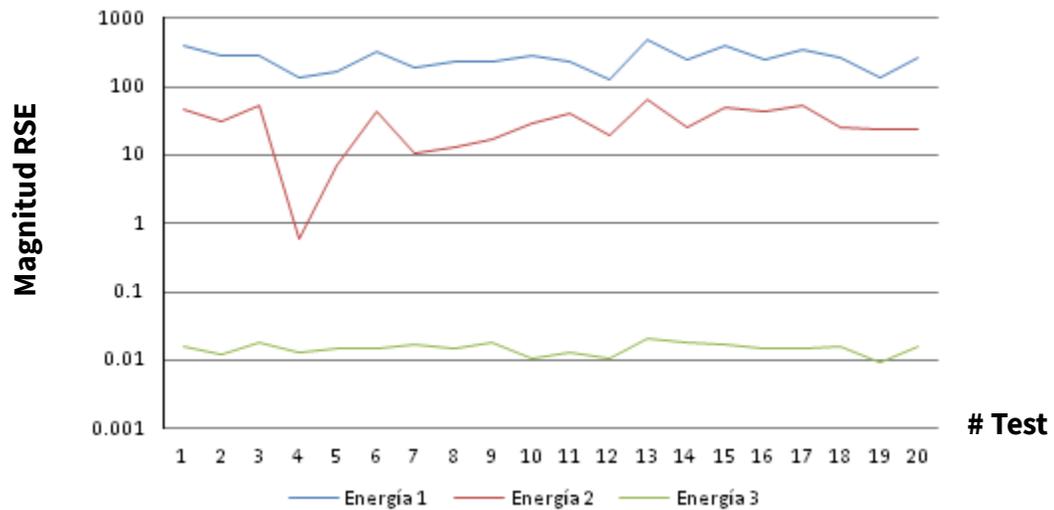


Figura 54. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 02). RSE-Relación de similitud de energía.

La gráfica de la figura 55 muestra los resultados de la desviación absoluta para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, estos resultados muestran la exactitud de los resultados de las pruebas 02, tomando como parametro base del cálculo una medida de tendencia central del conjunto de todas las pruebas de la tabla, esto quiere decir que cada resultado nos indica que tanta certeza hay del estado real físico (en la realidad).

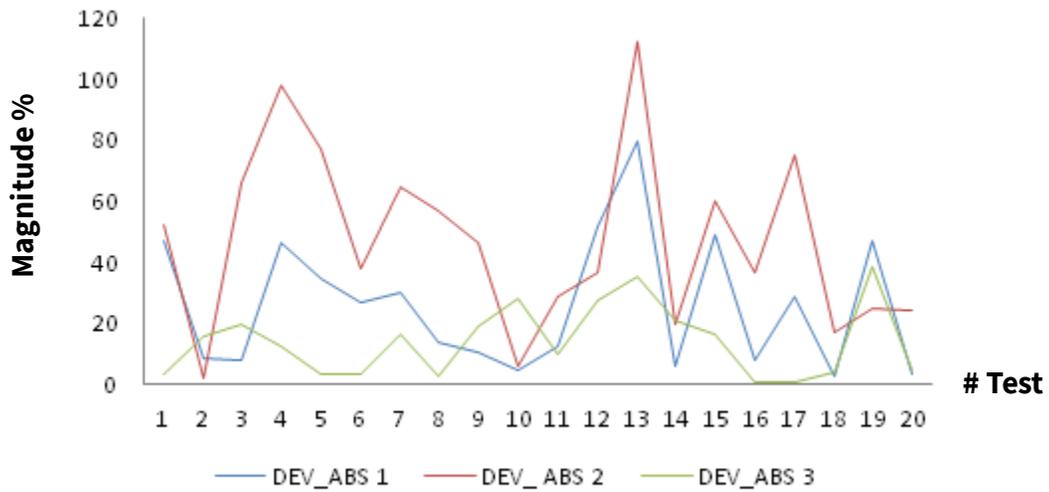


Figura 55. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 02).

7.1.7 Test 03-Pruebas a la señal con pre-procesamiento con el motor con carga saludable

Las siguientes pruebas realizadas bajo los mismos criterios se hicieron a la señal con pre-procesamiento motor con carga saludable, estos resultados se comparan con los anteriores para determinar las diferencias que provoca la condición con carga del motor (aumento de amplitudes o valores resultantes), algo que queda muy claro al comparar los resultados es que el efecto de la carga sobre el motor es visible por completo.

Número	Prueba	Val max. [A]	Corriente [A]	RMS [A]	% Carga	Energía 1	Energía 2	Energía 3	Medida [A]
1	6	6.3719	14.6081	3.822	95.6521739	1094.5	157.1366	0.0393	5.28
2	7	7.0875	15.8342	3.9792	105.072464	540.8392	55.3426	0.0544	5.8
3	9	7.2531	17.4197	4.1737	101.449275	828.103	121.6098	0.0508	5.6
4	13	7.5375	17.9518	4.2369	103.26087	506.8935	4.0733	0.0484	5.7
5	14	7.4437	16.3212	4.0399	97.826087	978.234	95.1042	0.0568	5.4
6	15	10.7187	32.0691	5.6629	137.681159	371.6739	27.212	0.1129	7.6
7	16	7.2906	15.9877	3.9984	101.449275	730.9501	125.2763	0.0437	5.6
8	17	8.0594	18.5892	4.3115	106.884058	419.3629	52.5454	0.0578	5.9
9	18	7.8437	17.6748	4.2041	94.2028986	876.6862	100.5325	0.0368	5.2
10	19	6.0188	11.4946	3.3903	79.7101449	366.5039	35.3779	0.0421	4.4
11	22	4.6656	8.2811	2.8777	72.4637681	461.3615	48.0023	0.0214	4
12	24	4.7719	8.594	2.9315	72.4637681	571.0324	92.6697	0.0263	4
13	28	8.6406	21.8599	4.6754	119.565217	419.6529	3.0417	0.0379	6.6
14	29	5.5969	11.0021	3.3169	81.5217391	147.1294	7.5275	0.0384	4.5
15	30	7.5906	16.5778	4.0715	101.449275	475.9323	17.9268	0.0548	5.6
16	35	8.1062	19.0967	4.3699	110.507246	278.2978	12.3005	0.0513	6.1
17	37	7.2906	16.3865	4.048	99.6376812	688.7104	54.1381	0.0363	5.5
18	39	5.4281	10.3741	3.2208	79.7101449	522.4434	91.7171	0.0322	4.4
19	47	5.7312	10.8639	3.296	81.5217391	467.9336	76.066	0.0219	4.5
20	48	5.3531	10.0547	3.1709	77.8985507	541.6191	69.2168	0.0223	4.3
Valores de media de la energía por criterio →						564.392975	62.340855	0.04429	MEDIA

Tabla 7. Resultados análisis de criterios 1.

La gráfica de la figura 56 muestra los resultados de la energía, obtenidos para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, como se puede observar en la gráfica y corroborar en la tabla 7, las magnitudes de energía obtenida de los resultados de los análisis realizados es de diferente nivel, por lo cual dichos resultados se presentan en una escala logarítmica donde cada criterio permanece en un rango específico, esto es muy conveniente ya que la característica principal que se exploró y utilizó es la linealidad de los resultados, esto quiere decir que tan estables y consistentes son los resultados en todas las pruebas y va ligado a la reducción de la incertidumbre y aumento de la precisión del análisis realizado (en cada uno de los tres criterios con las condiciones y estado específicos en este grupo de pruebas 03).

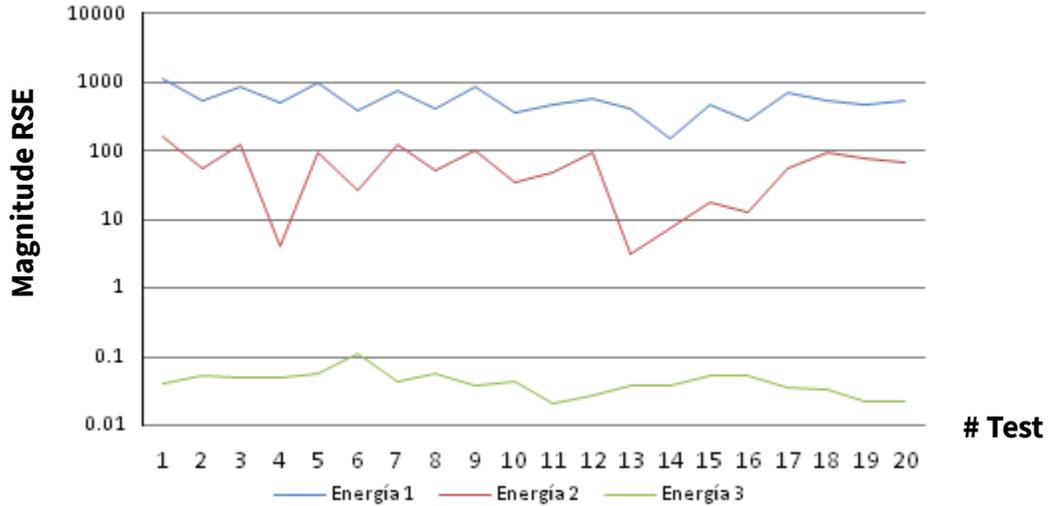


Figura 56. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 03). RSE-Relación de similitud de energía.

La gráfica de la figura 57 muestra los resultados de la desviación absoluta para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, estos resultados muestran la exactitud de los resultados de las pruebas 03, tomando como parametro base del cálculo una medida de tendencia central del conjunto de todas las pruebas de la tabla, esto quiere decir que cada resultado nos indica que tanta certeza hay del estado real físico (en la realidad).

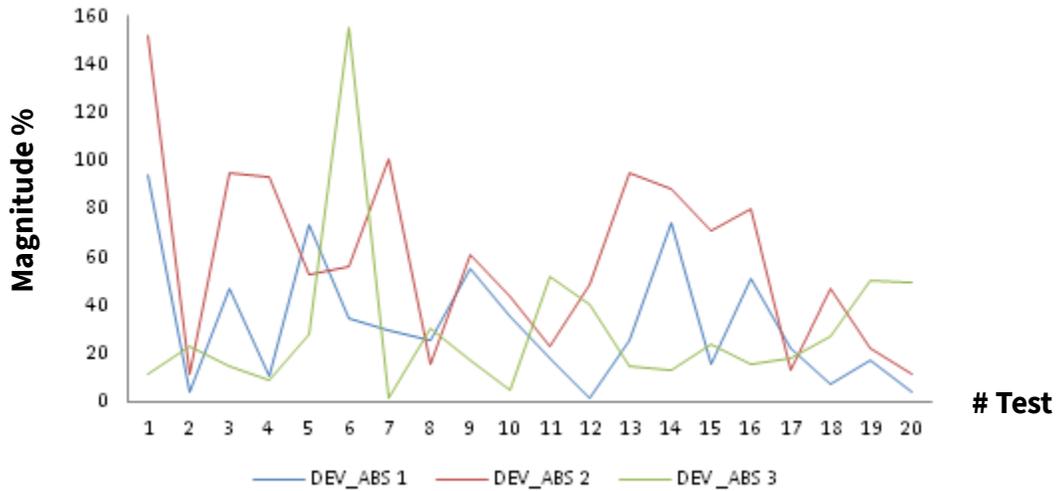


Figura 57. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 03).

7.1.8 Test 04-Pruebas a la señal con pre-procesamiento con el motor con carga y falla

La última prueba que se realizó a a la señal con pre-procesamiento motor con carga y falla, es comparada con las dos anteriores por una parte se realiza la comparación *versus* los resultados del segundo análisis (02- Pruebas a la señal con pre-procesamiento motor en vacío con falla) en este el objetivo es observar las diferencias que provoca el estado del motor en que se encuentra (saludable vs falla) y por el otra parte se realiza la comparación *versus* los resultados del tercer análisis (03- Pruebas a la señal con pre-procesamiento motor con carga saludable) en este el objetivo es observar las diferencias que provoca la condición del motor en que se encuentra (vacío vs carga).

Número	Prueba	Val max [A]	Corriente [A]	RMS [A]	% Carga	Energía 1	Energía 2	Energía 3	Medida [A]
1	7	11.5344	32.0038	5.6571	143.115942	881.7659	132.4988	0.1297	7.9
2	11	8.1031	19.067	4.3665	100.543478	305.6042	24.98	0.0276	5.55
3	12	6.3844	14.0047	3.7422	88.7681159	509.6416	89.7583	0.0243	4.9
4	14	7.4906	16.9258	4.1141	101.449275	1205.8	161.3286	0.0392	5.6
5	16	6.6344	14.0408	3.7471	92.3913043	236.8495	30.8759	0.0361	5.1
6	17	8.7969	20.7588	4.5561	112.318841	732.1414	51.7873	0.0388	6.2
7	18	5.5937	11.6548	3.4139	81.5217391	423.0415	30.7	0.0218	4.5
8	19	5.7719	12.2326	3.4975	83.3333333	343.3733	29.8099	0.0292	4.6
9	21	6.025	12.6368	3.5548	85.1449275	1014.2	137.5554	0.0439	4.7
10	27	10.9781	30.265	5.5013	132.246377	1122.2	181.2818	0.0927	7.3
11	29	8.575	20.9189	4.5737	110.507246	336.7535	15.1215	0.076	6.1
12	33	6.7125	15.1373	3.8906	96.0144928	468.8725	76.992	0.0323	5.3
13	34	7.2031	17.1683	4.1434	97.826087	413.4547	53.8256	0.0487	5.4
14	36	7.1469	17.2862	4.1576	101.449275	936.9142	138.6231	0.0506	5.6
15	37	7.2125	17.2785	4.1567	101.449275	625.7032	91.0333	0.0549	5.6
16	38	7.1156	16.8968	4.1105	99.6376812	232.2558	5.667	0.0609	5.5
17	42	7.9062	19.9947	4.4715	103.26087	1122	131.0744	0.0512	5.7
18	43	7.3969	17.8445	4.2242	99.6376812	896.4062	92.6071	0.0404	5.5
19	49	7.1531	17.0785	4.1326	97.826087	1101.9	122.9602	0.0431	5.4
20	54	7.55	17.8058	4.2196	101.449275	146.8429	2.4409	0.0623	5.6
Valores de media de la energía por criterio →						652.78602	80.046055	0.050185	MEDIA

Tabla 8. Resultados análisis de criterios 1.

La gráfica de la figura 58 muestra los resultados de la energía, obtenidos para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, como se puede observar en la gráfica y corroborar en la tabla 8, las magnitudes de energía obtenida de los resultados de los análisis realizados es de diferente nivel, los resultados se presentan en una escala logarítmica, ya que la característica principal que se exploró y utilizó es la linealidad de los resultados, esto quiere decir que tan estables y consistentes son los resultados en todas las pruebas y va ligado a la reducción de la incertidumbre y aumento de la precisión del análisis realizado (en cada uno de los tres criterios con las condiciones y estado específicos en este grupo de pruebas 04).

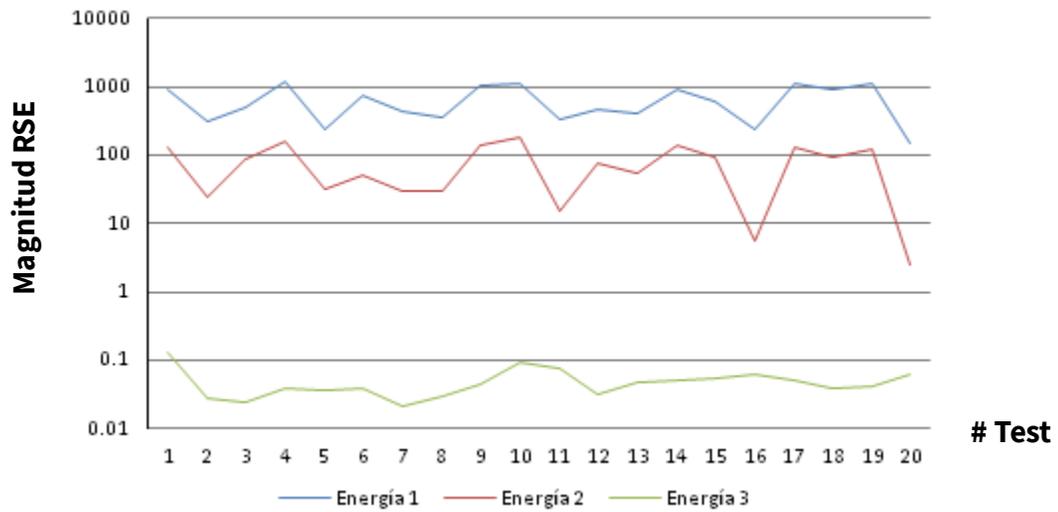


Figura 58. Gráfica de la energía resultante en los 3 criterios (Tests 04). RSE-relación de similitud de energía.

La gráfica de la figura 53 muestra los resultados de la desviación absoluta para cada prueba y para cada uno de los 3 criterios establecidos, estos resultados muestran la exactitud de los resultados de las pruebas 01, tomando como parametro base del cálculo una medida de tendencia central del conjunto de todas las pruebas de la tabla, esto quiere decir que cada resultado nos indica que tanta certeza hay del estado real fisico (en la realidad).

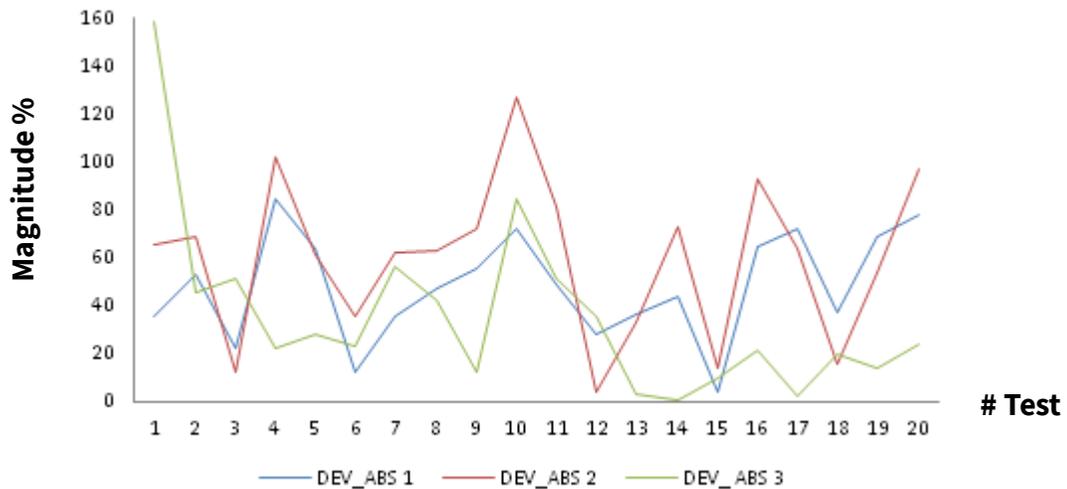


Figura 59. Gráfica de la desviación absoluta resultante en los 3 criterios (Tests 04).

La figura 60 muestra una tabla comparativa la cual expone el valor mínimo, máximo y medio (considerando las 20 pruebas con mayor precisión respecto a la condición de carga a evaluar) de las diferentes pruebas y análisis realizados, los valores que se muestran son los resultados del índice aplicado bajo los criterios establecidos en el capítulo anterior para determinar la exactitud a la hora de realizar la determinación de la falla. Con estos resultados se realiza la comparación teniendo presente estado y condición del motor, en esta se puede ver que existe una diferencia en el valor del índice cuando se tiene presente la falla que se toma como indicador de la presencia de la falla y esta diferencia se puede apreciar indistintamente si se tiene la condición del motor en vacío o con carga.

MEDIA	0.01451	MEDIA	0.04429
1 -Pruebas a motor en vacío saludable (20)		3 -Pruebas a motor con carga saludable (20)	
mínimo	maximo	mínimo	maximo
0.0091	0.0178	0.0214	0.1129

MEDIA	0.015015	MEDIA	0.050185
2 -Pruebas a motor en vacío con falla (20)		4 -Pruebas a motor con carga y falla (20)	
mínimo	maximo	mínimo	maximo
0.0092	0.0203	0.0243	0.1297

Figura 60. Matriz de comparación condición y estado del motor.

En la figura 60 se muestran los cruces de comparación entre los diferentes resultados donde se puede observar si existe o no una diferencia de acuerdo a esto y a las condiciones al realizar las pruebas (vacío, carga), la primera comparación sería en el motor con carga y sin carga, donde se observa que al aumentar la carga la magnitud del resultado también lo hace independientemente de los diferentes estados (saludable, falla) el comportamiento es el mismo, por otro lado ver la diferencia entre condiciones (saludable, falla), donde se observa que existe una diferencia en vacío y con carga cuando existe la falla en comparación con el resultado con el motor saludable independientemente de si se encuentra el motor en vacío o con carga.

7.2 Conclusiones

Al igual que en otros trabajos se tomo como punto de comparación el análisis con Transformada de Fourier y se corroboró que esta no es la más adecuada para el análisis en condiciones con carga variable, cambios bruscos en poco tiempo y carga baja, y de acuerdo con los resultados presentados en la literatura revisada sobre este tema. Por otra parte, **se logró la realización de un método para la detección de fallas en el rotor jaula de ardilla de motores de inducción** aplicando varias herramientas matemáticas en conjunto como lo es la Transformada Wavelet Discreta, el análisis multi resolución y el análisis de la firma de la corriente del motor, apoyadas con herramientas de pre procesamiento y post procesamiento para mejorar su desempeño basadas en filtros de altas especificaciones. Para lograr la validez del método se realizó una plataforma de experimentación y así mediante esta realizar las pruebas en laboratorio de manera controlada y replicando las condiciones para poder obtener los resultados con muy baja desviación. Como resultado de esto se generó una base de datos (de libre acceso, pedir al autor en formato .xlsx) con el motor en diferente porcentaje de carga.

Para corroborar el funcionamiento del método desarrollado, se implementó un sistema electrónico basado en tecnologías de alto desempeño (FPGAs, placas de desarrollo con embebidos) lo cual proporcionó al **sistema la capacidad de realizar el análisis multiespectral en tiempo real de la condición del rotor jaula de ardilla estando en línea** (estado permanente) y con el propósito de implementar un sistema que se aplique en la industria, esto quiere decir que se puede realizar este análisis sin necesidad de parar el proceso en el cual se encuentre trabajando el motor en cuestión. En el desarrollo del método se logró identificar las señales de interés (que se encuentran ligadas a la falla) y se realizó el análisis de estas **puediendo determinar ciertas características específicas del comportamiento de la falla que se presenta en el rotor jaula de ardilla de los MI**, como son la aparición de bandas laterales a la frecuencia de línea, el aumento de la energía en la señal de salida procesada con la TWD, aumento de la amplitud conforme a la gravedad de la falla y la separación de las bandas laterales respecto a la frecuencia de línea en relación a la carga.

El método desarrollado provee de buenos datos para su análisis (mostradas en las graficas y tablas anteriores), gracias a que se trabaja con ellos desde la adquisición adecuándolos de la mejor manera para su posterior análisis. La determinación de la condición del rotor está a cargo de la aplicación de un índice que se basa en un valor resultante de la energía y que está contenido en la señal, dichos resultados muestran una clara diferencia entre estados y condición del motor (rotor jaula de ardilla), con esto se puede inferir y dar la premisa de que el método tiene el potencial de ser una herramienta aún más poderosa con el uso de herramientas como Inteligencia artificial, *machine*

learnig, deep learnig, etc para trabajos futuros, ya que este los proveerá de datos fiables y de baja dispersión. Se desarrollaron e implementaron varios algoritmos para el análisis y procesamiento de los datos adquiridos resultando ser adecuados para el trabajo que fueron planeados.

De esta manera se genera un nueva alternativa que mejora la precisión y exactitud reduciendo la incertidumbre y aumentando considerablemente la posibilidad de detectar correctamente la condición de falla incipiente en comparación con el análisis TWD convencional en baja carga (y FFT), basado en la implementación de una arquitectura en hardware (apoyado con Matlab) constituida por un árbol de descomposición reducido que realiza el análisis multiespectral de las señales (firma de la corriente) en máquinas rotativas de C.A. (corriente alterna), esto implementado en una FPGA, que dota al sistema de la capacidad de realizarlo de manera veloz y en tiempo real al trabajar en paralelo, todo esto con la finalidad de contribuir en la evolución y crecimiento del campo de diagnósticos eléctricos en los MI, disminuyendo el error humano (por interpretación) y generando diagnósticos automáticos (trabajo futuro) de la condición de salud de los motores eléctricos de inducción (rotor jaula de ardilla), la utilización de esto a su vez optimizará los procesos y por ende reducirá los costos y gastos en las industrias de la república mexicana o donde se aplique en el marco de la calidad y/o el mantenimiento de dichos equipos.

Como trabajo futuro se propone desarrollar las capacidades del método mediante la utilización de *machine learning* (aprendizaje de máquina) por medio de árboles de decisiones, esto basados en el estudio realizado en [35].

BIBLIOGRAFÍA

- [1] H. Ciprian, S. Loránd. "Wavelet Analysis and Park's Vector Based Condition Monitoring of Induction Machines", *Journal of Computer Science and Control Systems*, Vol. 5, No. 2, pp. 35-38, October 2011.
- [2] J.F. James, *A Student's Guide to Fourier Transforms*, Cambridge University Press. June 2012.
- [3] Bereends, R. J., ter Morsche, H. G., van den Berg, J. C., van de Vrie, E.M., *Fourier and Laplace Transforms*, Cambridge University Press. EEUU. 2003.
- [4] Rao, K.R., Kim, D., Hwang, J.J., *Fast Fourier Transform: Algorithms and Applications*, Springer. 2010.
- [5] A. Bouzida, O. Touhami, R. Ibtouen, A. Belouchrani, M. Fadel, A. Rezzoug, "Fault Diagnosis in Industrial Induction Machines Through Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 58, No. 9, pp. 4385-4395, September 2011.
- [6] C. da Costa, M. Kashiwagi, M. H. Mathias, "Rotor failure detection of induction motors by wavelet transform and Fourier transform in non-stationary condition", *ELSEVIER Case Studies in Mechanical Systems and Signal Processing*, pp. 1-12, 2015.
- [7] M. J. Castelli, J.P. Fossati, M. T. Andrade, "Metodología de monitoreo, detection de fallos y diagnostico en motores asíncronos", *IEEE, 7º encuentro de Energía, Potencia, Instrumentación y Medidas*, pp. 91-97, Octubre 2008.
- [8] C. Marcelo, "Metodología de monitoreo, detección y diagnóstico de fallos en motores asíncronos de inducción", *Memorias*, No. 5 2007.
- [9] J. Cusidó, L. Romeral, J. A. Ortega, J. A. Rosero, A. García Espinosa, "Fault Detection in Induction Machines Using Power Spectral Density in Wavelet Decomposition", *IEEE Transactions on industrial electronics*, Vol. 55, No. 2, pp. 633-643, February 2008.
- [10] David Alejandro Fernández Tavitas, Juan Pablo Nieto González, "Detección de barras rotas en motores de inducción utilizando SMCSA (Square Motor Current Signature Analysis)", *Research in Computing Science*, Vol.73, pp. 193-202, 2014.
- [11] O. Abdi Monfared, A. Doroudi, A. Darvishi, "Diagnosis of rotor broken bars faults in squirrel cage induction motor using continuous wavelet transform", *COMPEL The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, Vol. 38, No. 1, pp. 167-182, 2019.
- [12] J. Navarro Fuentes, D. Elizarraras Martinez, "Introduccion a la Transformada Wavelet Continua", Editorial Reverte. 2010.
- [13] C. Yun Guo, J. Ping Li, "Development and future of wavelet analysis", *10th International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing (ICCWAMTIP)*, pp. 335-338. 2013.
- [14] O. M. Bolshunova, I. A. Korolyov, "Diagnostics of the technical state of electric motors using wavelet analysis", *International Conference on Mechanical Engineering, Automation and Control Systems (MEACS)*. 2015.

- [15] Pineda caballero A. R. Teoría de Wavelets, una alternativa (Tesis), Universidad Nacional Autónoma de México, Acatlan, México. 1998.
- [16] D. Espinosa Pérez, J. Delgado, “Wavelets y Superresolución”, Maestría en Ciencias Matemáticas Aplicadas e Industriales, Universidad Autónoma Metropolitana Unidad Iztapalapa, Departamento de Matemáticas, UAM–Iztapalapa, México. Diciembre 2012.
- [17] K.K. Shukla, A. K. Tiwari, Efficient Algorithms for Discrete Wavelet Transform With Applications to Denoising and Fuzzy Inference Systems, New York, EE.UU.: Springer. 2013.
- [18] Quian Tao, Vai Mang, Xu yuesheng. Wavelet Analysis and Applications. Basilea Suiza: Birkhäuser Verlag. 2007.
- [19] L. Debnath, F. Ahmad Shah. Wavelet Transforms and Their Applications, New York EE.UU.: Springer. 2015.
- [20] A. Ordaz Moreno, R. de J. Romero Troncoso Rene, J. A. Vite Frias, “Hardware Signal Processing Unit for One-Dimensional Variable-Length Discrete Wavelet Transform”, IEEE Computer Society 2005 International Conference on Reconfigurable Computing and FPGAs, 2005.
- [21] K. A. Kotteri, S. Barua, A. E. Bell, J. E. Carletta, “A Comparison of Hardware Implementations of the Biorthogonal 9/7 DWT: Convolution Versus Lifting”, IEEE Transactions on circuits and systems-ii: express briefs, Vol. 52, No. 5, pp. 256-260. May 2005.
- [22] Chao-Tsung Huang, Po-Chih Tseng, Liang-Gee Chen, “Analysis and VLSI Architecture for 1-D and 2-D Discrete Wavelet Transform”, IEEE Transactions on signal processing, Vol. 53, No. 4, pp. 1575-1586. April 2005.
- [23] Xiaohui Li, Jianping Li, “Research on image digital watermarking based on wavelet transform and grey relational analysis”, 10th International Computer Conference on Wavelet Active Media Technology and Information Processing (ICCWAMTIP). 2013.
- [24] J. Chilo, T. Lindblad, “Hardware Implementation of 1D Wavelet Transform on an FPGA for Infrasound Signal Classification”, IEEE Transactions on nuclear science, Vol. 55, No. 1, pp. 9-11, Febrero 2008.
- [25] B.K.N. Srinivasarao, I. Chakrabarti, “High Performance VLSI Architecture for 3-D Discrete Wavelet Transform”, International Symposium on VLSI Design, Automation and Test (VLSI-DAT), 2016.
- [26] N. Jain, M. Singh, B. Mishra, “Image Compression using 2D-Discrete Wavelet Transform on a Light-Weight Reconfigurable Hardware”, 31th International Conference on VLSI Design and 2018 17th International Conference on Embedded Systems, pp. 61-66. 2018.
- [27] S. E. Iftikhar Gardezi, F. Aziz, S. Javed, Ch. Jabbar Younis, M. Alam, Y. Massoud, “Design and VLSI Implementation of CSD based DA Architecture for 5/3 DWT”, 16th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology (IBCAST), pp. 548-552. 2019.
- [28] E. G. Strangas, S. Aviyente, S. S. H. Zaidi, “Time–Frequency Analysis for Efficient Fault Diagnosis and Failure Prognosis for Interior Permanent-Magnet AC Motors”, IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 55, No. 12, pp. 4191-4199. December 2008.
- [29] F. B. Costa, “Fault-Induced Transient Detection Based on Real-Time Analysis of the Wavelet Coefficient Energy”, IEEE Transactions on power delivery, Vol. 29, NO. 1, pp. 140-153. February 2014.

- [30] K. Yahia, A. J. M. Cardoso, A. Ghoggal, S. E. Zouzou, "Induction motors airgap eccentricity detection through the discrete wavelet transform of the apparent power signal under non-stationary operating conditions", *ISA Transactions*, Vol. 53, pp. 603-611. 2014.
- [31] R. Narayan Dash, Ch. Panigrahi, B. Subudhi, S. Prasanna Saho, "Induction Motor Health Identification using Wavelet Transform Technique", *Technologies for Smart-City Energy Security and Power (ICSESP)*. 2018.
- [32] K. S. Gaeid, R. A. Maher, A. J. Lazim, "Multilevel Inverter Fault-Tolerant Control with Wavelet Index in Induction Motor", *Springer Singapore Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 14, No. 3, pp. 1179-1191. December 2019.
- [33] E. Navasari, D. Anton Asfani, M. Yulistya Negara, "Detection Of Induction Motor Bearing Damage With Starting Current Analysis Using Wavelet Discrete Transform And Artificial Neural Network", *10th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE)*, pp. 316-319. 2018.
- [34] Mohan Vishwanath, "The Recursive Pyramid Algorithm for the Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on signal processing*, Vol. 42, No. 3, pp. 673-676. March 1994.
- [35] Mohan Vishwanath, Robert Michael Owens, Mary Jane Irwin, "VLSI Architectures for the Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on circuits and systems-11: analog and digital signal processing*, Vol. 42, pp. 305-316. May 1995.
- [36] A. Grzeszczak, M. K. Mandal, S. Panchanathan, T. Yeap, "VLSI Implementation of Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on very large scale integration (VLSI) systems*, Vol. 4, No. 4, pp. 421-433. December 1996.
- [37] F. Marino, D. Guevorkian, J. T. Astola, "Highly Efficient High-Speed/Low-Power Architectures for the 1-D Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on circuits and systems ii: analog and digital signal processing*, Vol. 47, No. 12, pp. 1492-1502. December 2000.
- [38] S.S. Nayak, "Bit-level systolic implementation of 1-D and 2-D discrete wavelet transform", *IEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, Vol. 152, No. 1, pp. 25-32. February 2005.
- [39] Ch. Cheng, K. K. Parhi, "High Speed VLSI Implementation of 2-D Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on signal processing*, Vol. 56, No. 1, pp. 393-403. June 2008.
- [40] Ch. Zhang, Ch. Wang, M. Omair Ahmad, "A Pipeline VLSI Architecture for High-Speed Computation of the 1-D Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on circuits and systems*, Vol. 57, No. 10, pp. 2729-2740. October 2010.
- [41] Ch. Zhang, Ch. Wang, M. Omair Ahmad, "A Pipeline VLSI Architecture for Fast Computation of the 2-D Discrete Wavelet Transform", *IEEE Transactions on circuits and systems*, Vol. 59, No. 8, pp. 1775-1785. August 2012.
- [42] D. Sowjanya, K. N. H. Srinivas, P. Venkata Ganapathi, "FPGA implementation of efficient vlsi architecture for fixed point 1-d dwt using lifting scheme", *International Journal of VLSI design & Communication Systems (VLSICS)* Vol.3, No.4, pp.37-48. August 2012.
- [43] N. X. Ríos Cotazo, Á. Bernal Noreña, "Hardware Architecture for the Implementation of the Discrete Wavelet Transform in two Dimensions", *Ingeniería y Competitividad*, Vo. 16, No. 1, p. 63-75. 2014.

- [44] Sh. K. Madishetty, A. Madanayake, R. J. Cintra, V. S. Dimitrov, "Precise VLSI Architecture for AI Based 1-D/2-D Daub-6 Wavelet Filter Banks With Low Adder-Count", IEEE Transactions on circuits and systems, Vol. 61, No. 7, pp. 1984-1993. July 2014.
- [45] J. Antonino Daviu, M. Riera Guasp, J. Roger Folch, F. Martínez Giménez, A. Peris, "Application and optimization of the discrete wavelet transform for the detection of broken rotor bars in induction machines", Applied and Computational Harmonic Analysis, Vol. 21, No. 2, pp. 268-279. September 2006.
- [46] J. A. Antonino Daviu, M. Riera Guasp, J. Roger Folch, M. P. Molina Palomares, "Validation of a New Method for the Diagnosis of Rotor Bar Failures via Wavelet Transform in Industrial Induction Mach", IEEE Transactions on industry applications, Vol. 42, No. 4, pp. 990-996. 2006.
- [47] A. Ordaz Moreno, R. de J. Romero Troncoso, J. A. Vite Frias, J. R. Rivera Gillen, A. Garcia Perez, "Automatic Online Diagnosis Algorithm for Broken-Bar Detection on Induction Motors Based on Discrete Wavelet Transform for FPGA Implementation", IEEE Transactions on industrial electronics, Vol. 55, No. 5, pp. 2193-2202. May 2008.
- [48] K. Moin Siddiqui, V.K Giri, "Broken Rotor Bar Fault Detection in Induction Motors Using Wavelet Transform", International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies [ICCEET], pp. 1-6. 2012.
- [49] P. Shi, Z. Chen, Y. Vagapov, "Wavelet Transform based Broken Rotor-bar Fault detection and Diagnosis Performance Evaluations", International Journal of Computer Applications, Vol. 69, No.14, pp. 36-43. May 2013.
- [50] Y. Gritli, S. Bin Lee, F. Filippetti, L. Zarri, "Advanced Diagnosis of Outer Cage Damage in Double-Squirrel-Cage Induction Motors Under Time-Varying Conditions Based on Wavelet Analysis", IEEE Transactions on industry applications, Vol. 50, No. 3, pp. 1791-1800. 2014.
- [51] H. Cherif, A. Menacer, B. Bessam, R. Kechida, "Stator Inter Turns Fault Detection Using Discrete Wavelet Transform", IEEE 10th International Symposium on Diagnostics for Electrical Machines, Power Electronics and Drives (SDEMPED), pp. 138-142. 2015.
- [52] K. Uma Rao, Sridhar. S., S. Jade, "Detection of Broken Rotor Bar Fault in Induction Motor at Various Load Conditions Using Wavelet Transforms", International Conference on Recent Developments in Control, Automation and Power Engineering (RDCAPE), pp. 77-82. 2015.
- [53] W. Dehina, M. Boumehraz, F. Kratz, "Diagnosis of Rotor and Stator Faults by Fast Fourier Transform and Discrete Wavelet in Induction Machine", International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). 2018.
- [54] M. Singh, A. Gafoor Shaik, "Broken Rotor Bar Fault Diagnosis of a Three-phase Induction Motor using Discrete Wavelet Transform", IEEE PES GTD Grand International Conference and Exposition Asia (GTD Asia), pp. 13-17. 2019.
- [55] Y. Wei, B. Shi, G. Cui, J. Yin, "Broken Rotor Bar Detection in Induction Motors via Wavelet Ridge", 2009 International Conference on Measuring Technology and Mechatronics Automation, pp. 625-628. 2009.
- [56] B. Mahdi Ebrahimi, J. Faiz, S. Lotfi fard, P. Pillay, "Novel indices for broken rotor bars fault diagnosis in induction motors using wavelet transform", Mechanical Systems and Signal Processing Vol. 30, pp. 131-145. 2012.

- [57] A. Sapena Bañó, M. Pineda Sanchez, R. Puche Panadero, J. Martinez Roman, D. Matic, "Fault Diagnosis of Rotating Electrical Machines in Transient Regime Using a Single Stator Current's FFT", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 64, No. 11, pp. 3137-3146. November 2015.
- [58] H. Keskes, A. Braham, "Recursive Undecimated Wavelet Packet Transform and DAG SVM for Induction Motor Diagnosis", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 11, No. 5, pp. 1059-1066. October 2015.
- [59] L. Ere, Y. Cekic, M. J. Devaney, "Motor Condition Monitoring by Empirical Wavelet Transform", EUSIPCO 26th European Signal Processing Conference, pp. 196-200. 2018.
- [60] W. Deng, S. Zhang, H. Zhao, X. Yang, "A Novel Fault Diagnosis Method Based on Integrating Empirical Wavelet Transform and Fuzzy Entropy for Motor Bearing", IEEE Access, Vol. 6, pp. 35042-35056. May 2018.
- [61] Villalpando H., J. Uriel, Cabal Yopez, Eduardo, "Deteccion de barras rotas en motores de inducción utilizando la STFT", Verano de la Investigación Científica, Vol. 3 No. 2. 2017.
- [62] Charles I., Hubert, preventive maintenance of electrical equipment, Mc Graw hill. 1969.
- [63] Martinez D., Fernando, Reparacion y bobinado de motores eléctricos, ed. Praninfo-Thomson Learning, ISBN: 84-283-2789-0, España. 2001.
- [64] Austin Hughes, electric motors and drives fundamentals, Types and Aplications, Newnes. 2006.
- [65] Howard W. Penrose, Ph. D., motor circuit analysis: theory, applications and energy analysis, Succes by design. 2002.
- [66] Castillo, Juan, Marrufo, Enrique, Instalaciones electricas básicas, Mc Graw hill. 2010.
- [67] Martin C., J. Carlos, Máquinas eléctricas, Editex, ISBN:9788413215655. 2021.
- [68] Fraile Mora, Jesus, Máquinas eléctricas, Mc Graw hill, ISBN: 84-481-3913-5. 2003.
- [69] EASA, AEMT, El efecto de la reparación/rebobinado en la eficiencia del motor, Estudio de rebobinado EASA/AEMT y guía de buenas prácticas para conservar la eficiencia del motor, St. Luis Missouri USA, York, England UK, 2003.
- [70] P. Bethel, Noah, (enero de 2020), Prueba de evaluación de rotor, prueba dinámica, PdMA- MCEMAX, <https://equipodepruebas.mx/productos/pdma/>
- [71] kouro R., Samir, Musalem M., Rodrigo, Tutorial introductorio a la teoría de wavelets, Tecnicas modernas en automática, Chile. 2001. <http://www2.elo.utfsm.cl/~elo377/documentos/Wavelet.pdf>
- [72] The MathWorks, Inc. 1994-2021, Matlab R2020a academic use.
- [73] Gustavo D., Cleber, Chabu, I. Eduardo, Analysis of broken rotor bars in large induction motors, Exacta, vol. 4, núm. 2, 2006, pp. 407-415, Universidade Nove de Julho, São Paulo, Brasil
- [74] Flores, R., Asiaín, Tomás I., "Fault Diagnosis in Rotating Electrical Machines by SideBands Frequency Spectra Technique", Información Tecnológica Vol. 22, No. 4, pp.73-84. 2011.

- [75] William T. Thomson, Ian Culbert, Current Signature Analysis for Condition Monitoring of Cage Induction Motors: Industrial Application and Case Histories, First Edition., John Wiley & Sons, Inc. 2017.
- [76] Shruti Prins, Mini V.P., Mayadevi N., Harikumar R., “Detection of Broken Rotor Bars Using Multilevel Wavelet Decomposition”, Proceedings of the 2nd International Conference on Trends in Electronics and Informatics. 2018.
- [77] Abhinandan, A. C., Sidram, M. H., “Fault Diagnosis of an Induction Motor through Motor Current Signature Analysis, FFT & DWT Analysis, 4th IEEE International Conference on Engineering Technologies and Applied Sciences (ICETAS). 2017.
- [78] Lahouasnia, Nasreddine, Faouzi R., Mohamed, Deghboudj, Thamer, “Detection of Broken Rotor Bar Defect in Squirrel Cage Induction Machine”, International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE). 2019.
- [79] Zawad Ali, M., X Liang, iaodong, “Induction Motor Fault Diagnosis Using Discrete Wavelet Transform”. 2019.
- [80] U. Patel, Viraj, “Condition Monitoring of Induction Motor for Broken Rotor Bar using Discrete Wavelet Transform & K-nearest Neighbor”, 3rd International Conference on Computing Methodologies and Communication (ICCMC). 2019.
- [81] Sbaa, S., Bessous, N., Pusca, R., Romary, R., “A comparative study dedicated to rotor failure detection in induction motors using MCSA, DWT, and EMD techniques”, International Conference on Electrical Engineering (ICEE). 2020.
- [82] Gómez Luna, E., Silva, D., Aponte, G., “Selección de una wavelet madre para el análisis frecuencial de señales eléctricas transitorias usando WPD”, Ingeniare. Revista chilena de ingeniería, vol. 21 No. 2, pp. 262-270. 2013.
- [83] Máquinas eléctricas II, Tema 4 Máquinas asíncronas o de inducción., Universidad de Cantabria, Open Course Ware, Miguel Angel Rodriguez Pozueta, departamento de Ingenieria Electrica y Energetica, 2018, España.
- [84] Máquinas eléctricas, Jesus Fraile Mora, Mc Graw Hill, Madrid España 2003
- [85] Máquinas eléctricas, Juan carlos martin castillo, editex 2021.
- [86] Motres de inducción, técnicas de mantenimiento predictivo, Oscar duque Pérez, Marcelo Pérez Alonso, Serie Tecnica, Abecedario
- [87] Curso de transformadores y motores de inducción, Enríque Harper, Limusa, Mexico, cuarta edición, 2005.
- [88] Transformadas de Fourier con scipy.fft: procesamiento de señales de Python, 2012–2022 Real Python <https://realpython.com/python-scipy-fft/>
- [89] scipy.fft.fft, Copyright 2008-2022, La comunidad SciPy., Creado usando Sphinx 4.5.0. <https://docs.scipy.org/doc/scipy/reference/generated/scipy.fft.fft.html>

[90] Instituto politécnico, universidad nacional de rosario, unidad 4: motor asíncrono o de inducción, Felipe de la torre, <https://rephip.unr.edu.ar/bitstream/handle/2133/16747/21505-19%20ACCIONAMIENTOS%20ELECTROMECC%3%81NICOS%20Motor%20Asincr%3%B3nico%20o%20de%20Inducci%3%B3n.pdf?sequence=3&isAllowed=y>

[91]Huang, Su-Yun, Bai, Zh.,” Wavelets, Advanced”, Encyclopedia of Physical Science and Technology (Third Edition), pp.753-771. 2003.

[92] Discrete Wavelet Transform (DWT), <https://pywavelets.readthedocs.io/en/latest/ref/dwt-discrete-wavelet-transform.html>, © Copyright 2006-2022, The PyWavelets Developers. Last updated on Sep 17, 2022. Created using Sphinx 5.1.1.

[93] Introduction to Wavelet Theory and it's Applications, Dr. Ajay Kumar Verma, https://www.youtube.com/watch?v=F_QvT_8kOfc&t=581s

[94] Wavelets and Multiresolution Analysis Steve L. Brunton Universidad de Washington, 2020 <https://www.youtube.com/watch?v=y7KLbd7n75g&t=223s>

[95] Motor asíncrono: todo lo que debes saber, MAPFRE, España 2020 <https://www.motor.mapfre.es/coches/noticias-coches/motor-asincrono/>

[96] Beginner Guide to PLX DAQ v2 By Net Devil, Maria Miñao, Academia 2021 https://www.academia.edu/32577862/Beginners_Guide_to_PLX_DAQ_v2_by_Net_Devil

[97] PLX-DAQ, Parallax, EE.UU, 2021 <https://www.parallax.com/package/plx-daq/>

[98] Transformador de corriente de núcleo partido, SCT013-MCI Electronics, hoja de datos tecnicos, YHDC https://www.mcielectronics.cl/website_MCI/static/documents/Datasheet_SCT013.pdf

[99] I2C BUS High Speed Mode, telos Systementwicklung GmbH, Hamburgo, Alemania, 2019 <https://www.i2c-bus.org/highspeed/>

[100] José Francisco Gómez González, Benjamín González Díaz, María de la Peña Fabiani Bendicho, Ernesto Pereda de Pablo, Universidad de la laguna, departamento de ingeniería industrial https://campusvirtual.ull.es/ocw/pluginfile.php/2128/mod_resource/content/1/Temario/Tema8_1415.pdf

[101] ¿Qué es un Motor eléctrico trifásico de inducción? <https://energiacontrolada.com/faq/Que-es-un-motor.php>

[102] Pixabay (mayo de 2023), Pixabay: Más de 1 millón de Imágenes Gratis para Descargar <https://pixabay.com/es/images/search/>

[103] Régimen Transitorio, Permanente y Resonancia (Agosto de 2023), [https://www.calculisto.com/topics/m-a-s-y-oscilaciones-amortiguadas/309#:~:text=Decimos%20que%20el%20sistema%20est%C3%A1,%E2%80%9D%20\(t%E2%86%92%E2%88%9E\).](https://www.calculisto.com/topics/m-a-s-y-oscilaciones-amortiguadas/309#:~:text=Decimos%20que%20el%20sistema%20est%C3%A1,%E2%80%9D%20(t%E2%86%92%E2%88%9E).)

[104] ESTATOR, 2024 Marposs S.p.A., <https://www.marposs.com/spa/application/stator>

[105] Viviana Capello, Los números naturales, 2024, http://algebra.frlp.utn.edu.ar/apuntes/cappello/01-conjuntos_numericos.pdf

[106] Manual de ciencia de datos de Python, Comprender los tipos de datos en Python, 2024, <https://jakevdp.github.io/PythonDataScienceHandbook/02.01-understanding-data-types.html>

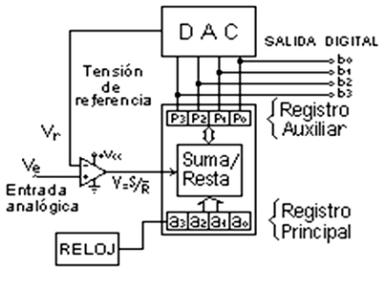
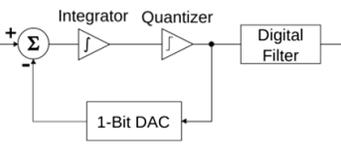
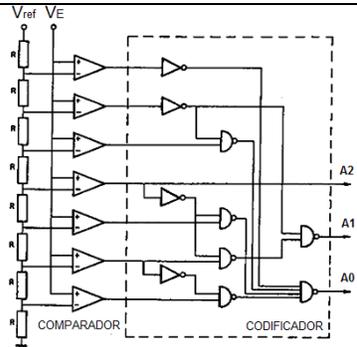
[107] Tecnológico de Monterrey, Energía eléctrica: conceptos y principios básicos, Valores efectivos y promedio, 2024, https://repositorio.tec.mx/ortec/bitstream/handle/11285/631200/4_t4s1_c5_pdf_1.pdf?sequence=1&isAllowed=y

[108] Llama 3.1, <https://llama.meta.com/>, 2024, consultado el 29 de julio del 2024

[109] GPT-4 OpenAI, <https://openai.com/index/gpt-4/>, 2024, consultado el 29 de julio del 2024

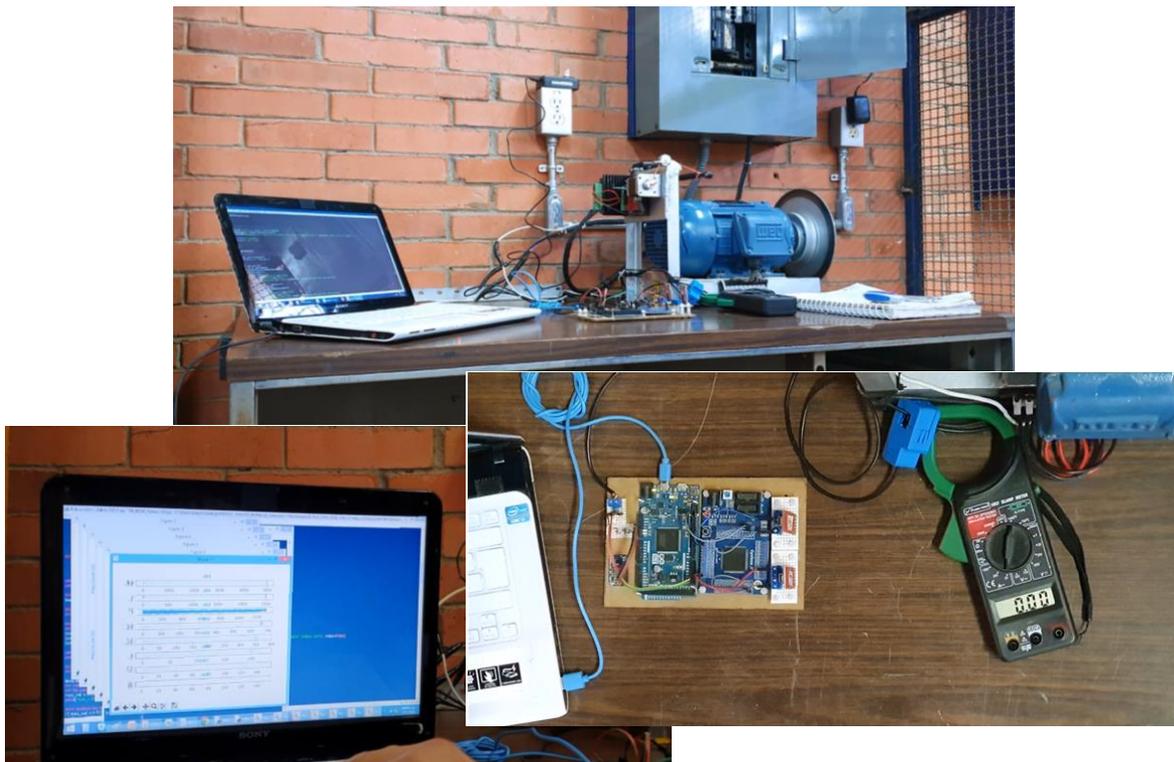
APÉNDICE A

Métodos de Conversión Analógico-Digital

Aproximaciones sucesivas	Sigma delta	Flash (Simultaneo)
 <p>The diagram shows an analog input V_e being converted to a digital signal. It includes a DAC, a summing junction (Suma/Resta), and registers (Registro Auxiliar and Registro Principal). A reference voltage V_r and a clock (RELOJ) are also shown.</p>	 <p>The diagram illustrates the Sigma-Delta conversion process: an analog input is summed (Σ), integrated, quantized, converted by a 1-bit DAC, and then filtered by a digital filter.</p>	 <p>The diagram shows a Flash ADC circuit with multiple comparators (COMPARADOR) and a decoder (CODIFICADOR) to produce digital outputs A_2, A_1, A_0.</p>
<p>La ventaja de este convertidor es la velocidad de conversión, Confiable y capaz de medias velocidades</p>	<p>Alta resolución.</p>	<p>Operación simple y sencilla de implementar</p>
<p>Para un sistema de N bits, sólo requiere n ciclos de reloj</p>	<p>No requieren componentes de precisión externos.</p>	<p>El más rápido. Limitado sólo por los retardos de propagación de los comparadores y compuertas lógicas.</p>
<p>Buen compromiso entre costo y desempeño.</p>	<p>Lentos debido al sobre muestreo.</p>	<p>Baja resolución. Altos costos para aquellos de alta resolución.</p>
<p>Fácil implementación de salida de datos en formato serial.</p>		<p>Para cada bit adicional el número de comparadores se dobla (i.e. para 8 bits, se requieren 255 comparadores).</p>
<p>Lento para conversiones de alta resolución.</p> <p>2-Convertidores analógico-digitales https://slideplayer.es/slide/4115697/</p>	<p>https://biblus.us.es/bibing/proyectos/abreproy/70033/fichero/DISE%C3%91o+DE+UN+CONVERTIDOR+A_D+PARA+APLICACIONES+EEG+%252FCap%C3%ADtulo+2.+MODULADORES+SIGMA-DELTA.pdf</p>	<p>1-SISTEMAS DE ADQUISICIÓN DE DATOS CONVERTIDORES D/A Y A/D Ramón Ruiz Merino https://slideplayer.es/slide/3178592/</p>

APÉNDICE B

Diagramas de conexión de sistemas desarrollados



Pruebas realizadas en laboratorio, sistema con FT232RL.

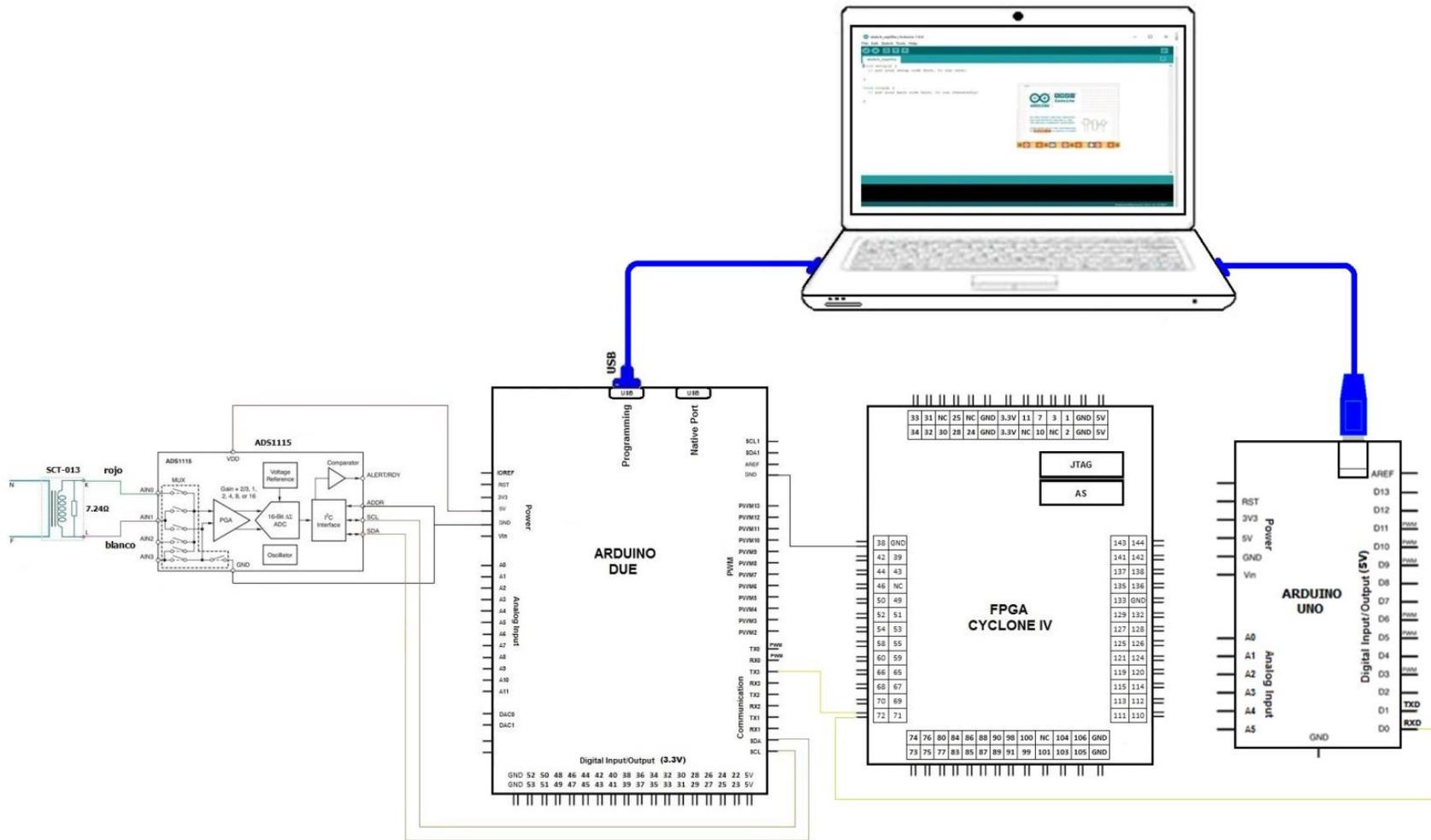


Diagrama representación grafica de elementos y conexiones con Arduino uno.

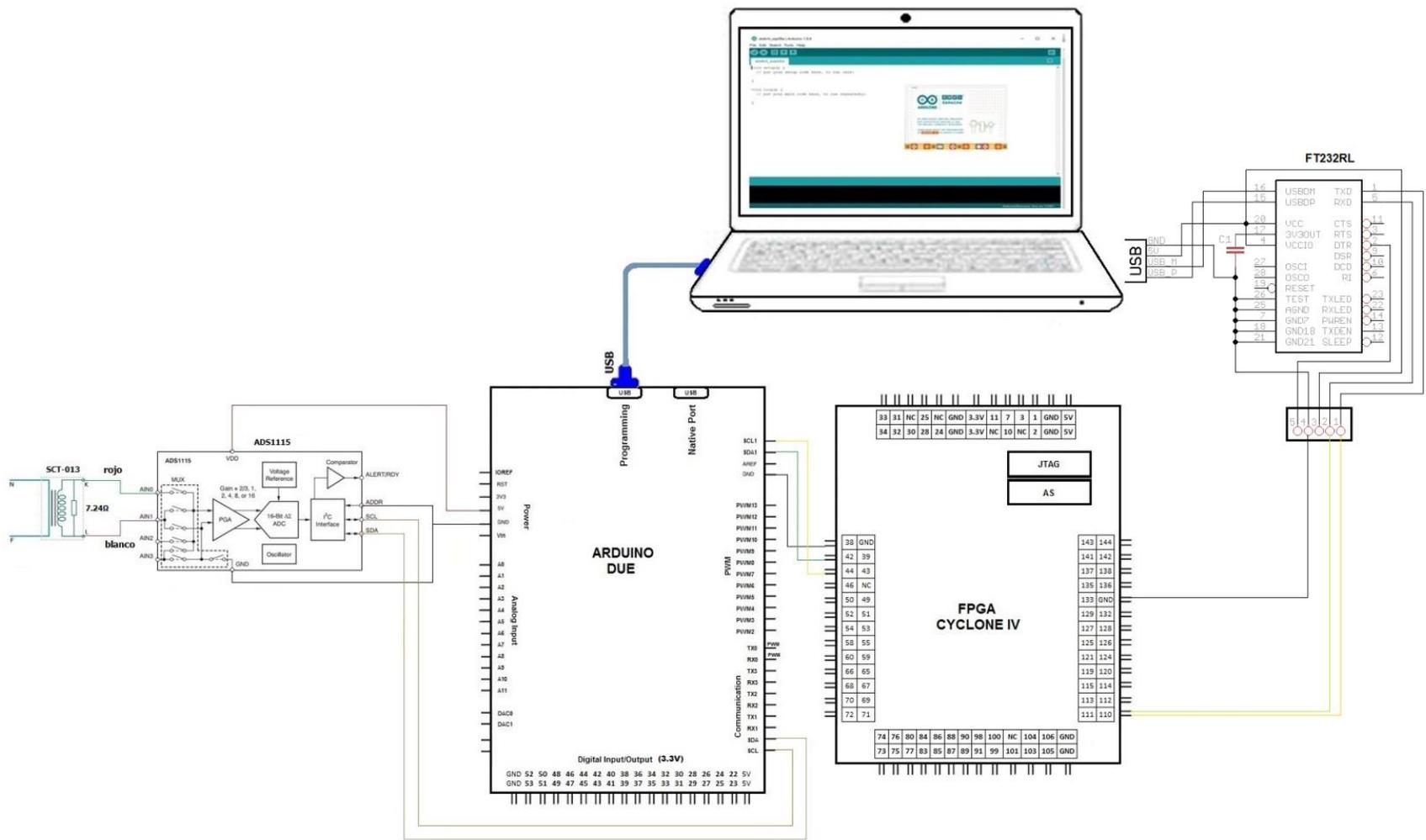


Diagrama representación grafica de elementos y conexiones con FT232RL.

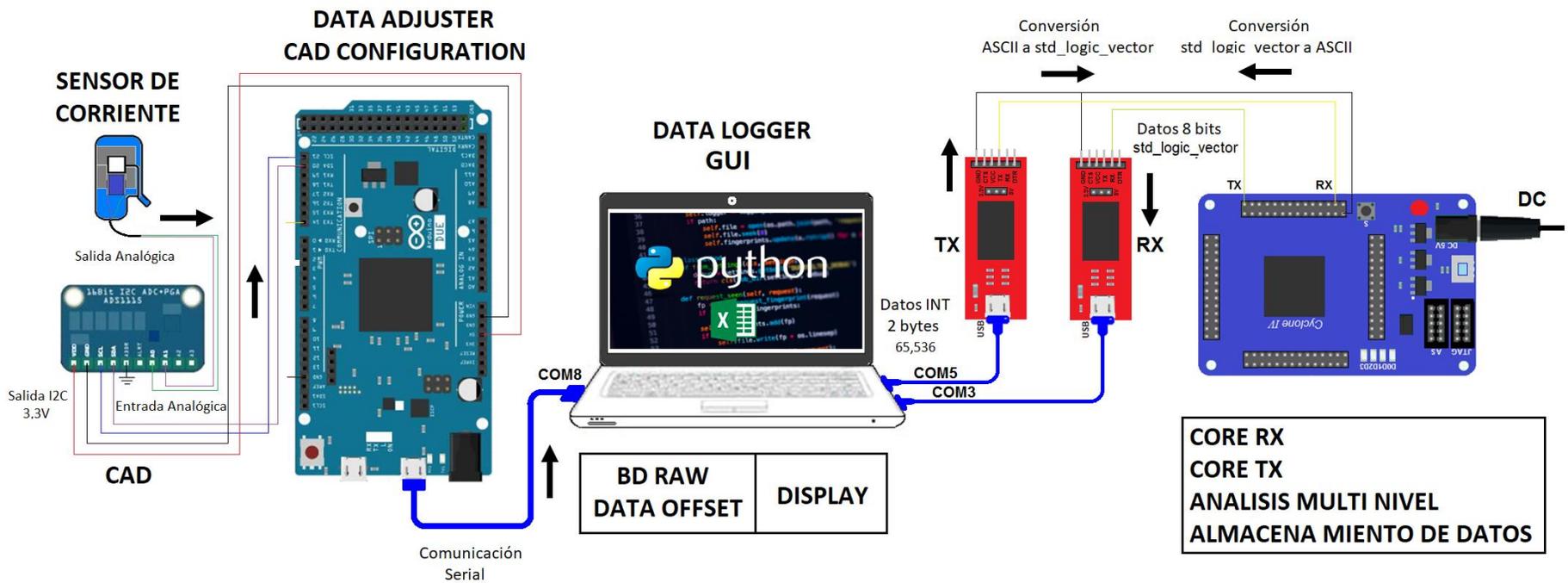


Diagrama del sistema implementado

APÉNDICE C

Análisis con Python

La segunda herramienta que se utiliza para el análisis de la señal, calcular el número de niveles de descomposición y realizar el análisis multi-nivel es Python, así como en matlab en este programa se utiliza `pywt.wavedec(data, wavelet, mode='symmetric', level=None, axis=-1)` para realiza el análisis con Transformada Wavelet discreta 1D multinivel, esta instrucción regresa una lista ordenada de matrices de coeficientes donde n denota el nivel de descomposición. El primer elemento (cA_n) del resultado es una matriz de coeficientes de aproximación y los siguientes elementos ($cD_n - cD_1$) son matrices de coeficientes de detalles.

Para el cálculo de los niveles donde el nivel máximo es donde al menos un coeficiente en la salida no está corrompido por los efectos de borde causados por la extensión de la señal. Dicho de otra forma, la descomposición se detiene cuando la señal se vuelve más corta que la longitud del filtro FIR para una Wavelet determinada.[99] Esto se establece con:

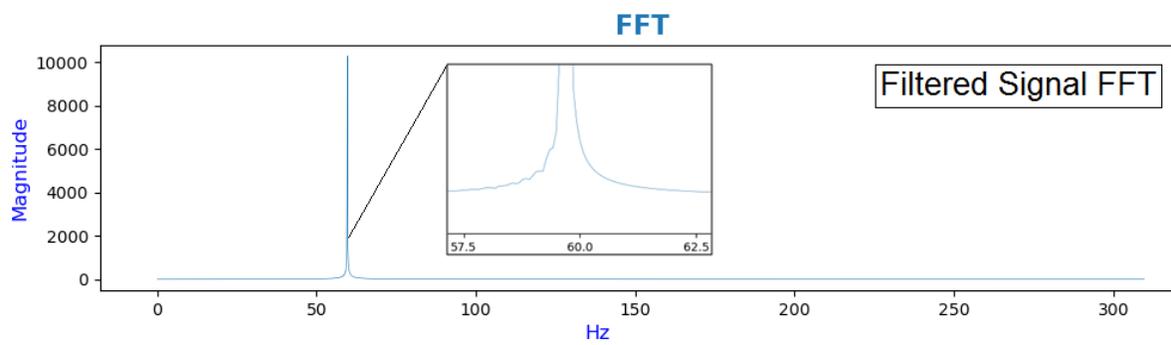
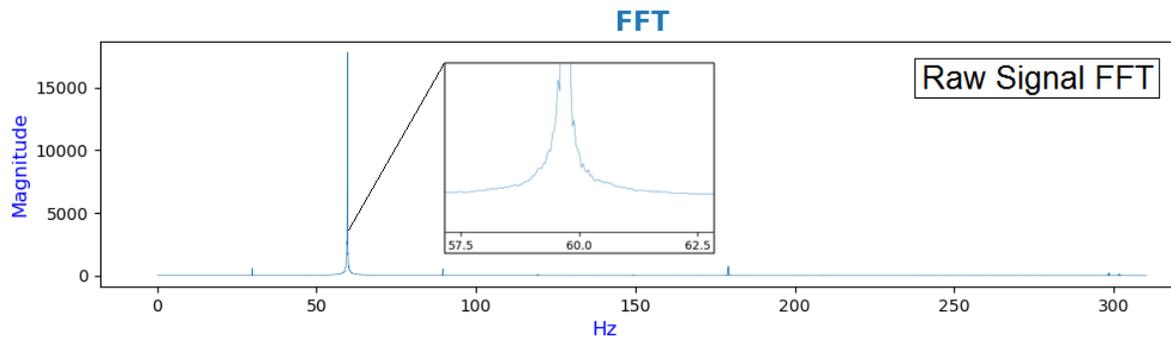
$$\text{Número máximo de niveles} = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{\text{numero de datos}}{\text{longitud del filtro} - 1} \right) \right\rfloor$$

El análisis de la señal con Python se realiza con la Wavelet de la familia *Daubechies* del nivel más alto que nos permite utilizar, esta es la *Daubechies-38* por lo que la longitud del filtro es de $2n$ dando un total de 76 coeficientes [82], estos se utilizan para el análisis de la señal a la salida del acondicionamiento de la señal o del SPFS-1BL en donde al igual que en matlab se consideran únicamente los puntos o cantidad total de muestras donde las señales se superponen por completo quedando con 9912 número de datos de tamaño.

$$\#\text{máx_niveles} = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{9912}{76 - 1} \right) \right\rfloor = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{9912}{75} \right) \right\rfloor$$

$$\#\text{máx_niveles} = \left\lfloor \log_2 \left(\frac{9912}{75} \right) \right\rfloor = \left\lfloor \log_2(132.16) \right\rfloor$$

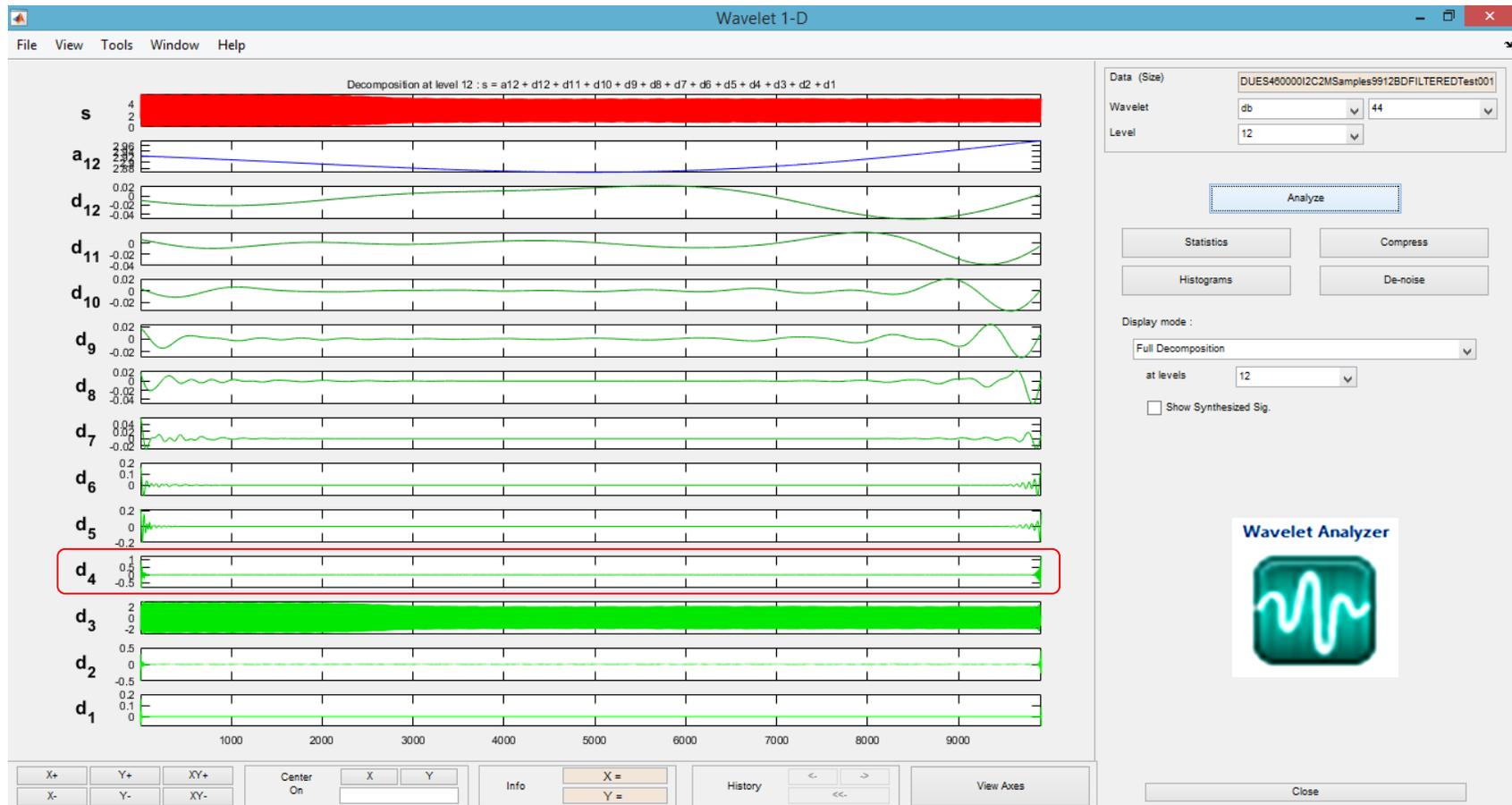
$$\#\text{máx_niveles} = 7.046141781644722 \approx 7$$



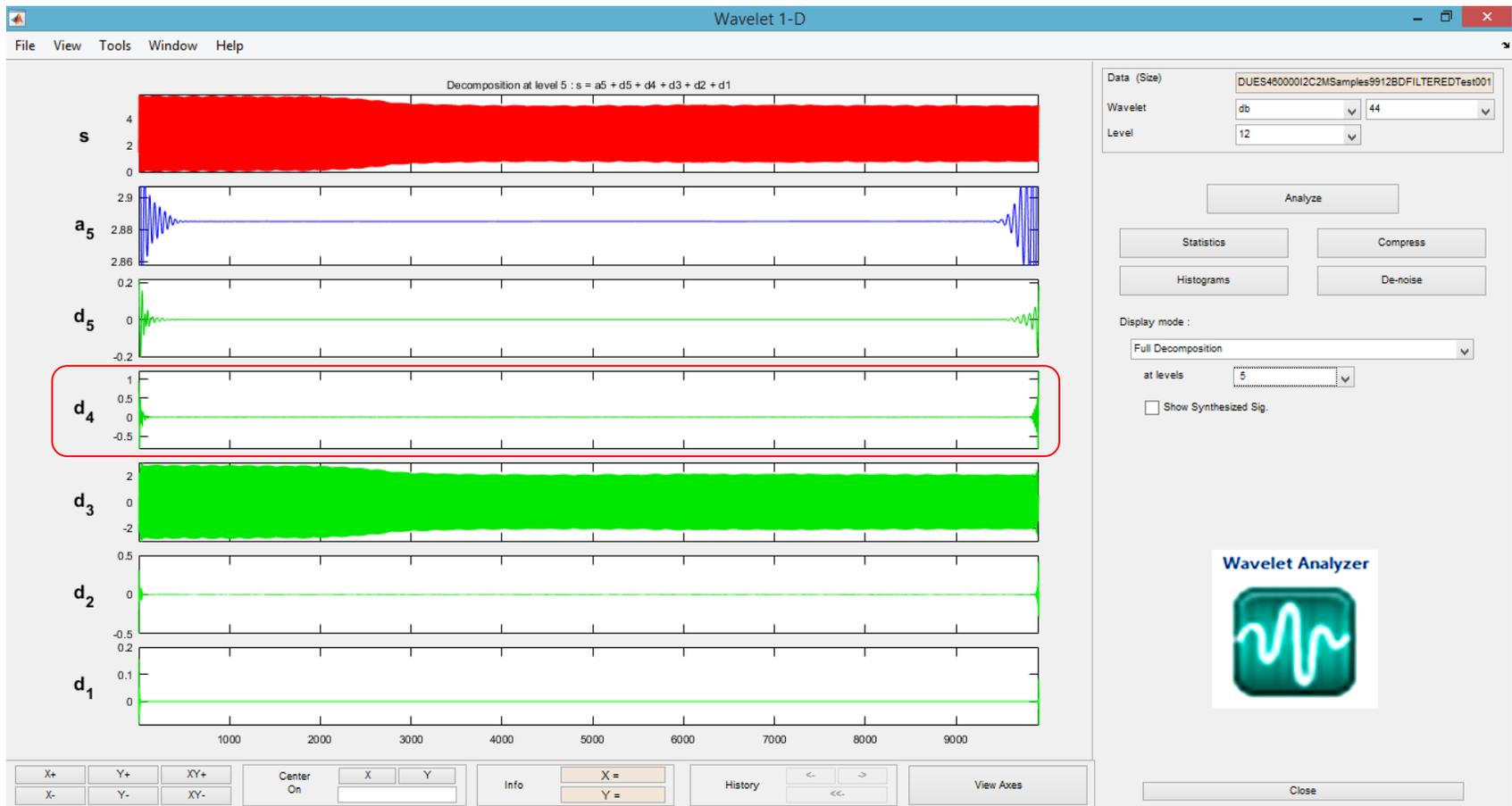
Espectro resultante en Python del análisis con Transformada de Fourier.

APÉNDICE D

Pruebas AMR en multiples niveles



Gráfica con 12 niveles de descomposición utilizando “Wavelet analyzer” sección “Wavelet 1-D” de MATLAB

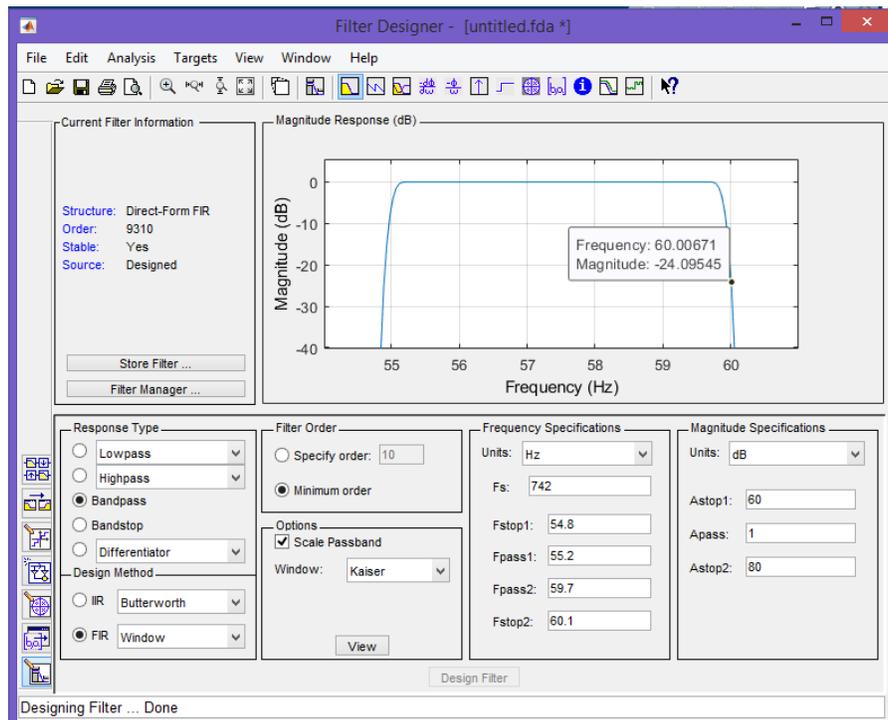


Gráfica con 5 niveles de descomposición utilizando “Wavelet analyzer” sección “Wavelet 1-D” de MATLAB.

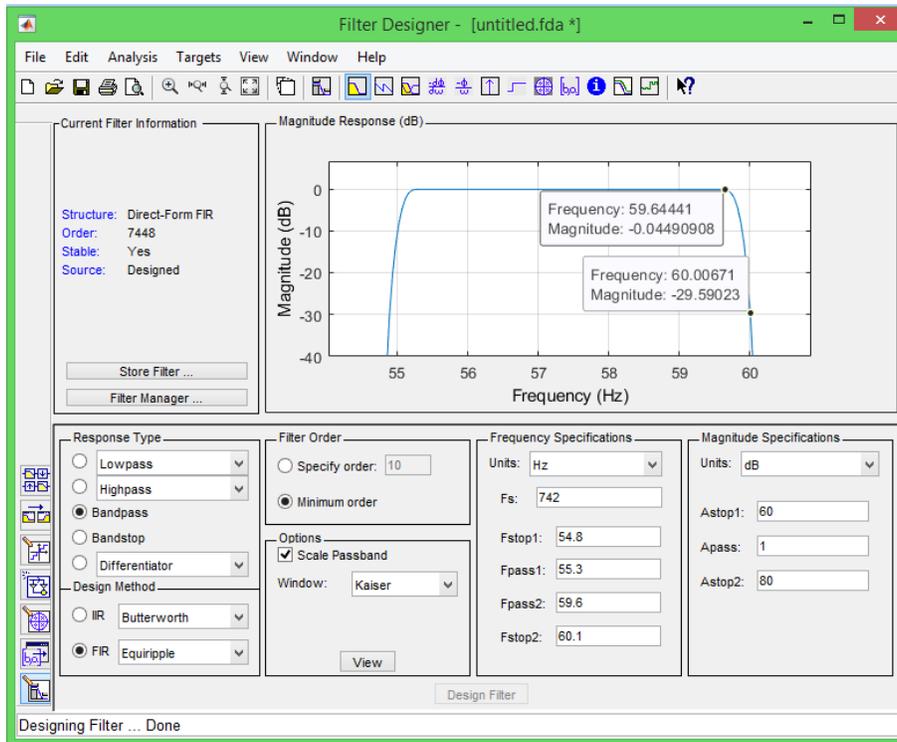
APÉNDICE E

Pruebas para determinar filtro pasa bandas S.A.S causal

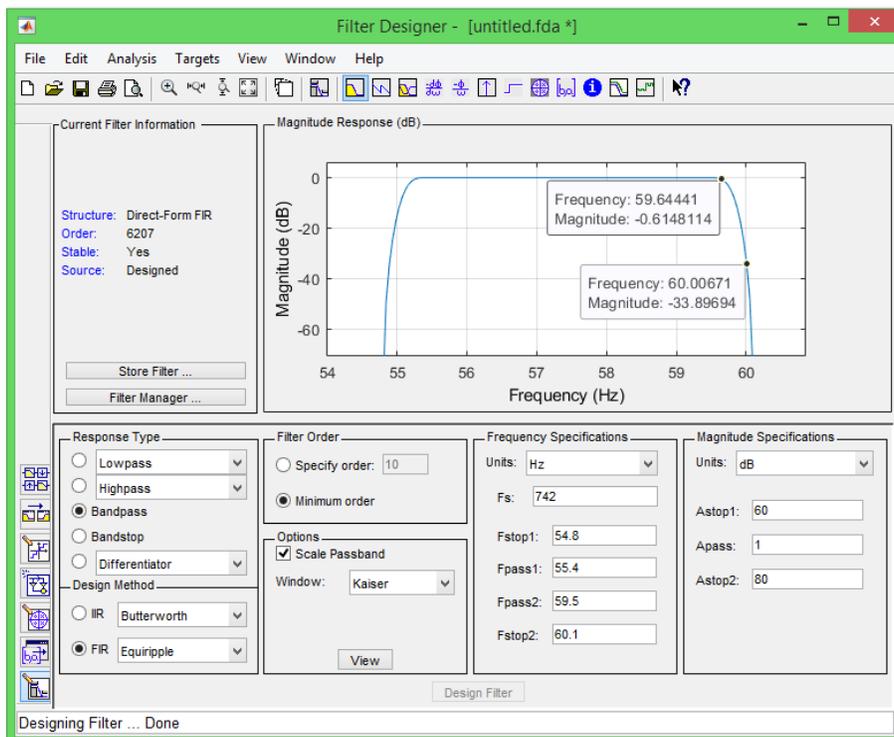
Las siguientes imágenes son capturas de pantalla de las diferentes pruebas realizadas para encontrar la mejor respuesta del filtro pasa bandas para el s.a.s de tal manera que los recursos sean optimizados dentro del marco de la mejor respuesta tomando como criterios principales la cantidad de coeficientes resultantes para su implementación y el corte mas rápido (una caída con menor ancho de banda).



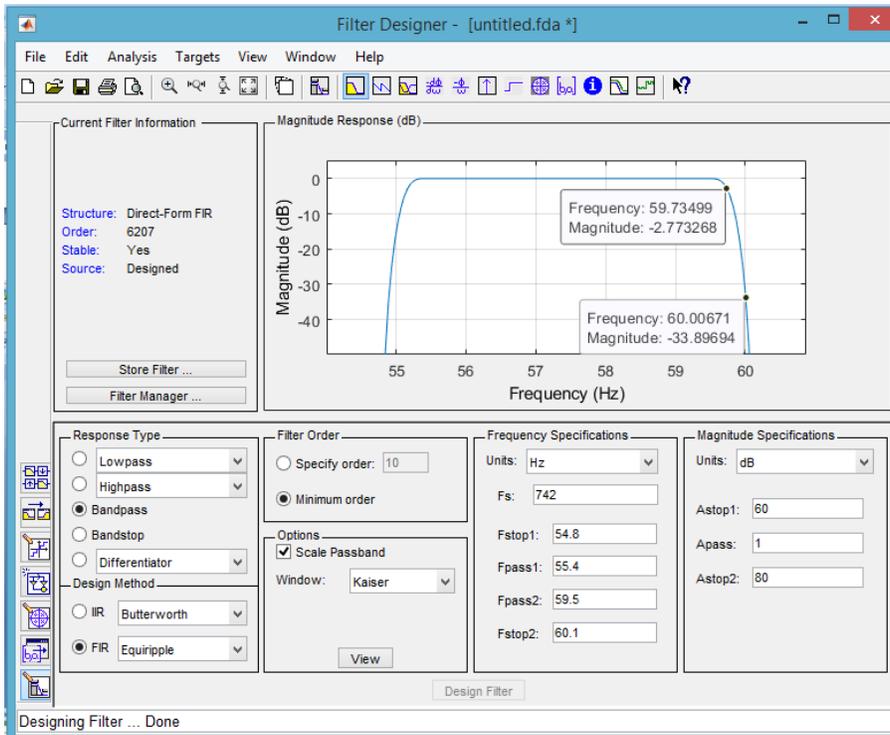
Filtro P.B. de 54.8-55.2—59.7-60.1 Hz.



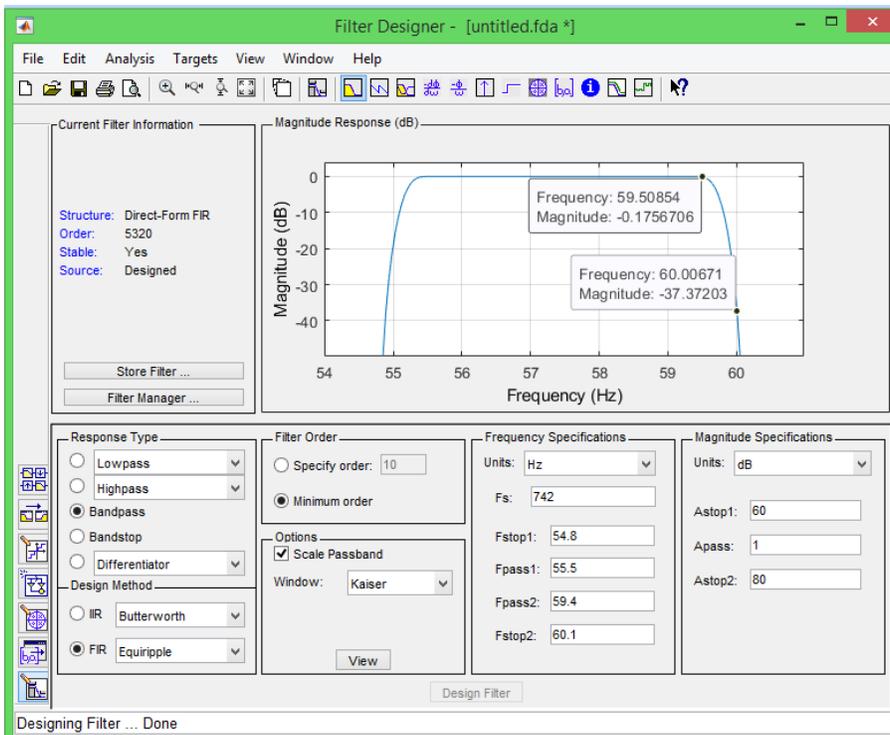
Filtro P.B. de 54.8-55.3—59.6-60.1 Hz.



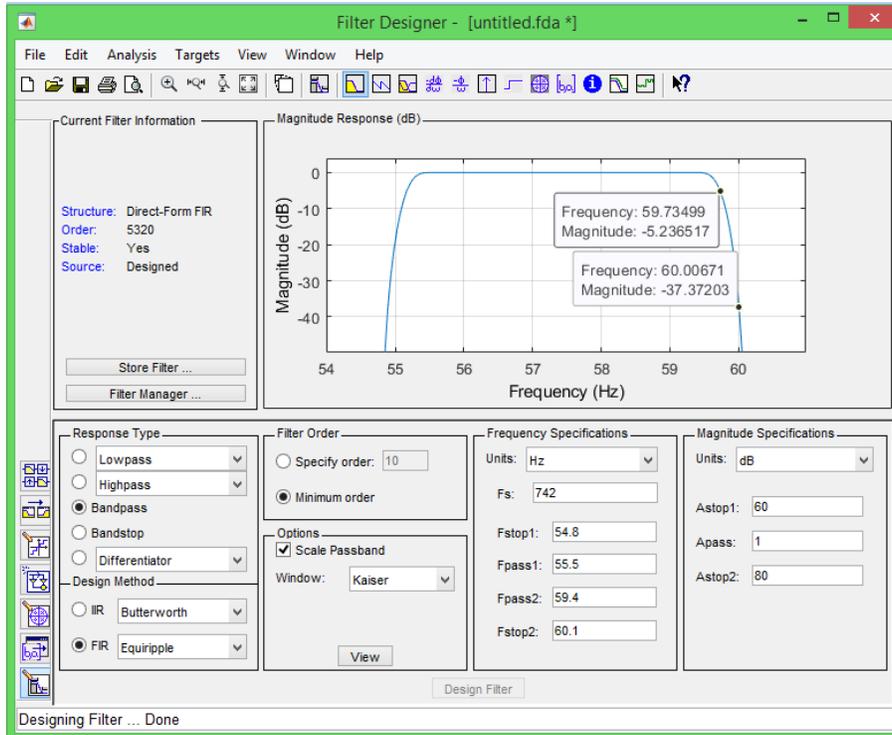
Filtro P.B. de 54.8-55.4—59.5-60.1 Hz.



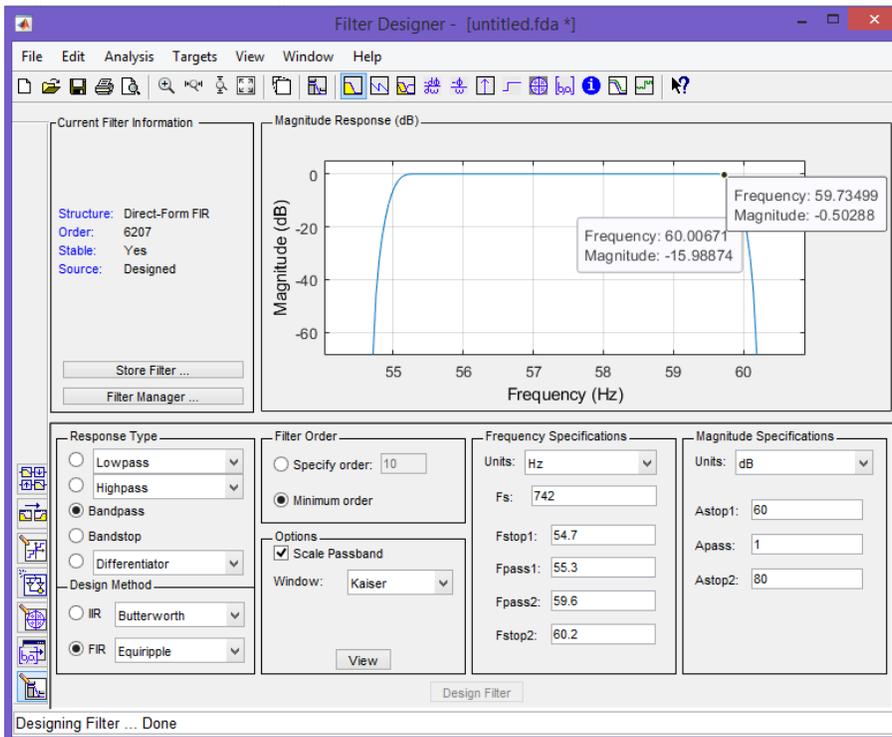
Filtro P.B. de 54.8-55.4—59.5-60.1 Hz.



Filtro P.B. de 54.8-55.5—59.4-60.1 Hz.



Filtro P.B. de 54.8-55.5—59.4-60.1 Hz.



Filtro P.B. de 54.7-55.3—59.6-60.2 Hz.

APÉNDICE F

Programa para cálculo de duración de ciclo de trabajo

Inicial :

```
Tiempo_Ac_1 = micros(); // Tiempo en microsegundos
```

Recolectar:

```
//muestreo del ADS1115 860mps, es igual que una muestra cada 1.16279 m_seg. = 1162.8 u_seg
// Sacar voltaje , obtener el diferencial y multiplicar por Factor de escala
//Salida digital
Val_Vol_Bruto = ads.readADC_Differential_0_1(); // Entradas A0,A1 de ADS1115, voltaje del sensor
mVolts = Val_Vol_Bruto * FacEscala;

// Sacar Corriente
corriente_fac = mVolts * 0.1; //(FACTOR/1000) mili ampers *** usar para menos de 10 amperes***
//corriente_fac = corriente/1000; //ampers *** usar para 100 amperes***
corriente[Muestra] = corriente_fac;
Muestra++;

Tiempo_Ac_2 = micros(); // Tiempo en microsegundos
//Serial.println(Tiempo_Ac_2);
Tiempo = Tiempo_Ac_2 - Tiempo_Ac_1;
Serial.println(Tiempo);
}
```

SCT013-100_ADS1115-PGA-8_Diferencial_15Bits_ArduinoDUE_Python

//Este programa realiza la adquisición de datos con una pinza amperimetrica SCT-013-100 y los guarda en un archivo excel vía serial
//con la ayuda del programa "Adquisicion_datos_y_almacenamiento_excel_2.py", el programa realiza la configuración del módulo convertidor
// analógico a digital y la adecuación de la señal para su almacenamiento.

```
#include <Wire.h>
// Instalar libreria del DAC
#include <Adafruit_ADS1X15.h>

// Crear objeto de la clase
Adafruit_ADS1115 ads; /* Use this for the 16-bit version */

// Declara factor de sensor
const float FACTOR_SCT = 100.0;

// Factor de escala Referencia a 1.024V o +0.512 a -0.512 Volts
// Referencia PGA 8, FACTOR DE ESCALA del ADS1115 que da la resolucion
const float FacEscala = 0.015625F;

// Variable de señal digitalizada
// entero con signo de 16 bits 2^15 mas signo -32.768 y +32.767
int16_t Val_Vol_Bruto=0; //Tipo de dato fijo
// short Val_Vol_Bruto=0;
float mVolts=0.0;
float corriente_pico=0.0;
float corriente_sqrt=0.0;

unsigned long Time_inicio = 0; //maximo valor 4294967295 en micro segundos es 1.19 horas

void setup()
{
  Serial.begin(460000);

  //maxima velocidad que soporte I2C Arduino Due
  Wire.setClock (2000000); //Esta función modifica la frecuencia del reloj para la comunicación I2C

  // Factor de escala ADS1115
  //15 BITS de resolucion = +/-32,677 --> +/-0.512V Rango de voltaje
  ads.setGain(GAIN_EIGHT); // 8x gain 1.024V/65536 1 = 0.015625mV

  // Iniciar el ADS1115
  ads.begin();
}

void loop()
{
  // Slectura del ADS1115 , Obtener el diferencial y mulyiplicar por Factor de secala
```

```

// Llega un valor de voltaje de la pinza SCT-013-100 con rango de -32.768 y 32.767
Val_Vol_Bruto = ads.readADC_Differential_0_1(); // Entradas A0,A1 de ADS1115, voltaje del sensor
// Serial.print("Val_Vol_Bruto: ");
// Serial.println(Val_Vol_Bruto);

mVolts = Val_Vol_Bruto * FacEscala; // Factor del ADS1115
// mVolts = (-32.768 y 32.767) * 0.015625mV; // 32.767 * 0.015625mV = +/- 0.512mV
// relacion de la pinza y en voltaje de referencia del ADS1115 100A-512mV
// Serial.print("mVolts: ");
// Serial.println(mVolts);

// Sacar Corriente optimizado
// correccion por valor de la pinza y el voltaje de referencia del ADS1115
// 100A - 512mV = 0.1953125 A/mV
// cada milivolt equivale a 0.1953125 Amperes o 195.3125 miliAmperes
corriente_pico = mVolts * 0.2; //Para PGA 8

// Sacar Corriente valores RMS(valores de Amperimetro)
// corriente_sqrt = (abs(corriente_pico))/(sqrt(2)); // Irms = Ip/(raiz(2) ; raiz(2)=1.4142

// Envio de Trama de Datos
Time_inicio = micros(); //Devuelve el número de micro_seg desde que la placa comenzó a ejecutar el
programa
Serial.print("$"); // Caracter que indica en comienzo de la Trama
Serial.print(Time_inicio); //Indica cuanto se tardo cada ciclo de las muestras tomandas
Serial.print(";"); //caracter que se usa para separar los datos en diferente lista(Python) y celda(Excel)
//Serial.print("corriente_pico: ");
Serial.println(corriente_pico,4); // indicando cuantos decimales usar (enviar)
//Serial.print("corriente_sqrt: ");
//Serial.println(corriente_sqrt);
//delay(500);
}

```

Programa para recepción de trama Arduino - FPGA

Este programa realiza la recepción y almacenamiento de la trama proveniente de Arduino en formato de Bytes

```
library IEEE;
use IEEE.STD_LOGIC_1164.ALL;
use IEEE.NUMERIC_STD.ALL;
use IEEE.STD_LOGIC_ARITH.ALL;

-- Uncomment the following library declaration if using
-- arithmetic functions with Signed or Unsigned values
--use IEEE.NUMERIC_STD.ALL;

entity UART_2 is
Port (
    CLK : in std_logic; -- system clock
    RST : in std_logic; -- low active reset button
    -- UART INTERFACE
    UART_TX : out std_logic; -- UART_TX
    UART_RX : in std_logic; -- UART_RX

    led_o : out std_logic_vector(3 downto 0)
);
end entity;

architecture RTL of UART_2 is

    signal RX_DV : std_logic; -- cuando la recepcion esta completa se pone en 1
    signal RX_Byte : std_logic_vector(7 downto 0); -- Datos de entrada de RX

    signal data_top : std_logic_vector(7 downto 0); -- Byte dato de Inicio de trama
    signal data_0 : std_logic_vector(7 downto 0); -- Byte dato de trama
    signal data_1 : std_logic_vector(7 downto 0); -- Byte dato de trama
    signal data_last : std_logic_vector(7 downto 0); -- Byte dato de Fin de trama

    signal En_filtro : std_logic_vector(15 downto 0);

    constant ID_I : std_logic_vector(7 downto 0):="01001001"; -- I en ASCII
    constant ID_F : std_logic_vector(7 downto 0):="01000110"; -- F en ASCII

    signal RX_Fin : std_logic;
    signal Fin : std_logic;
    signal envio : std_logic;

    --signal filter_in : std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
    --signal filter_out : std_logic_vector(32 DOWNTO 0) -- sfix33_En31

    signal Sal_TX : std_logic_vector(15 downto 0);
    -----
    -----
```

```

signal clk_div : std_logic;
signal clk_counter : integer range 0 to 7812;--Valor para 9600bps
signal tx_bit : integer range 0 to 7;
type tx_state_t is (IDLE, START, DATA, STOP);
signal tx_state : tx_state_t;
signal char_tx : std_logic_vector(7 downto 0);
signal wait_50 : integer range 0 to 500;

begin
-----
-- Instanciacion módulo RX
-----
UART_RXD : entity work.UART_RX -- Instanciacion de módulo RX --
port map (
    i_Clk => CLK, --
    i_RX_Serial => UART_RX, -- Puerto de Entrada de datos RX --
    o_RX_Byte => RX_Byte, -- Registro de datos RX (7-0) --
-- Cuando se complete la recepción, o_RX_DV se elevará durante un ciclo de reloj. --
    o_RX_DV => RX_DV -- Bandera de recepcion de datos completos --
);
-----
-- Proceso de almacen de Bytes de llegada RX

-- La diferencia principal entre variables y señales es que la asignación a una
-- variable se realiza de forma inmediata. La señal, en cambio, no recibe el valor que se le está
-- asignando hasta el siguiente paso de simulación.
-----
process(CLK,RST,RX_DV,RX_Byte)
    variable RX_Byte_in : std_logic_vector(7 downto 0);
    variable cont_Bytes_in : natural range 0 to 5; -- contador de Bytes a almacena
begin
    -- en cyclone 4 el rst siempre esta en 1 logico
    if (RST='0') then -- Para reiniciar los valores
        --led_o <= "0000"; -- LED de transmision
        cont_Bytes_in := 0; -- contador de Bytes enviados

    elsif(rising_edge(CLK)) then -- realizar cada flanco de subida
        RX_Fin <= '0';
        if(RX_DV = '1') then -- datos de llegada RX completos
            RX_Byte_in := RX_Byte; -- Asignacion de una señal a una variable
            --led_o <= "1111";
            -- RX_Fin <= '0';
            if(RX_Byte_in = ID_I) then -- inicio de trama 'I' 01001001 BIN
                cont_Bytes_in := 0; -- Reiniciando contador de Bytes
                data_top <= RX_Byte_in; -- Asignacion de una variable a una señal
                --led_o <= data_top(7 downto 4);
                elsif(cont_Bytes_in = 1) then
                    data_0 <= RX_Byte_in;
                    --led_o <= data_0(7 downto 4); -- 15 DEC 00001111 BIN
            end if;
        end if;
    end if;
end process;

```

```

        elsif(cont_Bytes_in = 2) then
            data_1 <= RX_Byte_in;
            --led_o <= data_1(7 downto 4); -- 160 DEC 10100000 BIN

        elsif(RX_Byte_in = ID_F) then -- F 01000110 BIN
            --elsif(cont_Bytes_in = 3) then
                RX_Fin <= '1';
                data_last <= RX_Byte_in; -- ultimo dato de llegada Byte
                --led_o <= data_last(3 downto 0);
                En_filtro <= data_0 & data_1; -- concatenacion
            --led_o <= En_filtro(8 downto 5); -- 15 160 DEC 00001111 10100000 BIN

        end if;
        cont_Bytes_in := cont_Bytes_in +1;
    end if;
end if;
end process;
-- Fin <= RX_Fin;
char_tx <= data_1;
-- char_tx <= "01000110"; --F
-- char_tx <= data_top;
-----
-- Máquina de estados que lea y forma la trama
-----
process(clk_div,RX_Fin)
begin
    if (RX_Fin = '1') then
        UART_TX <= '1';
        tx_state <= IDLE; --estado vacío
        tx_bit <= 0;
        wait_50 <= 0;
        led_o <= "0011";
        --Fin <= '0';
        --RX_Fin <= '0';
    elsif(rising_edge(clk_div)) then
        case(tx_state) is
            when IDLE =>
                UART_TX <= '1';
                tx_bit <= 0;
                if(wait_50=50) then -- evitar revotes
                    tx_state <= START;
                    wait_50 <= 0;
                else
                    wait_50 <= wait_50 +1;
                end if;
            when START =>
                UART_TX <= '0';
                tx_state <= DATA; --estado enviar datos
            when DATA =>
                UART_TX <= char_tx(tx_bit);
        end case;
    end if;
end process;

```

```

    if(tx_bit=7) then
        tx_state <= STOP; -- estado parado
    else
        tx_bit <= tx_bit+1;
    end if;
    when STOP =>
        UART_TX <= '0';
        led_o <= "1111";
    end case;
end if;
end process;

```

```

-----
-- Divisor de reloj de 150Mhz a 9600bps
-----

```

```

process(CLK,RST)
begin
    if (RST='0') then
        clk_div <='0';

        elsif(rising_edge(CLK)) then
            if(clk_counter = 651) then
                clk_div <= not(clk_div);
                clk_counter <= 0;
            else
                clk_counter <= clk_counter +1;
            end if;

        end if;
    end process;

end architecture;

```

Programa de filtro pasa banda de S.A.S. en VHDL

El siguiente código de descripción de hardware esta desarrollado con el apoyo de la aplicación de Matlab, el código se genero después de haber realizado diversas pruebas, con el objetivo de buscar la mejor respuesta de acuerdo a los requerimientos del proyecto.

```
-----
-- Module: filter_PB1
-- Generated by MATLAB(R) 9.8 and Filter Design HDL Coder 3.1.7.
-- Generated on: 2021-09-23 19:38:13
-----
-----
-- HDL Code Generation Options:
--
-- TargetLanguage: VHDL
-- Name: filter_PB1
-- ResetAssertedLevel: Active-low
-- TestBenchStimulus: impulse step ramp chirp noise
-- GenerateHDLTestBench: off
-----
-- HDL Implementation   : Fully parallel
-- Folding Factor       : 1
-----
-- Filter Settings:
--
-- Discrete-Time FIR Filter (real)
-----
-- Filter Structure   : Direct-Form FIR
-- Filter Length      : 11
-- Stable              : Yes
-- Linear Phase       : Yes (Type 1)
-- Arithmetic          : fixed
-- Numerator           : s16,16 -> [-5.000000e-01 5.000000e-01)
-- Input               : s16,15 -> [-1 1)
-- Filter Internals    : Full Precision
-- Output              : s33,31 -> [-2 2) (auto determined)
-- Product             : s31,31 -> [-5.000000e-01 5.000000e-01) (auto determined)
-- Accumulator         : s33,31 -> [-2 2) (auto determined)
-- Round Mode          : No rounding
-- Overflow Mode       : No overflow
-----

LIBRARY IEEE;
USE IEEE.std_logic_1164.all;
USE IEEE.numeric_std.ALL;

ENTITY filter_PB1 IS
  PORT( clk           : IN  std_logic;
        clk_enable    : IN  std_logic;
        reset          : IN  std_logic;
        filter_in      : IN  std_logic_vector(15 DOWNTO 0); -- sfix16_En15
```

```

    filter_out      : OUT std_logic_vector(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
    TX_Fin_Pb      : OUT std_logic
);

END filter_PB1;
-----
--Module Architecture: filter_PB1
-----
ARCHITECTURE rtl OF filter_PB1 IS
-- Local Functions
-- Type Definitions
TYPE delay_pipeline_type IS ARRAY (NATURAL range <>) OF signed(15 DOWNT0 0); -- sfix16_En15
-- Constants
CONSTANT coeff1      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(332, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff2      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(-14, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff3      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(-2748, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff4      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(57, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff5      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(18905, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff6      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(32473, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff7      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(18905, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff8      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(57, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff9      : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(-2748, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff10     : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(-14, 16); -- sfix16_En16
CONSTANT coeff11     : signed(15 DOWNT0 0) := to_signed(332, 16); -- sfix16_En16

-- Signals
SIGNAL delay_pipeline      : delay_pipeline_type(0 TO 10); -- sfix16_En15
SIGNAL product11          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp           : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product10          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_1        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product9           : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_2        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product8           : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_3        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product7          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_4        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product6          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_5        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product5          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_6        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product4          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_7        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product3          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_8        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product2          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_9        : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL product1_cast     : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL product1          : signed(30 DOWNT0 0); -- sfix31_En31
SIGNAL mul_temp_10       : signed(31 DOWNT0 0); -- sfix32_En31
SIGNAL sum1              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31

```

```

SIGNAL add_temp          : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum2              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_1       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum3              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_2       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum4              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_3       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum5              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_4       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum6              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_5       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum7              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_6       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum8              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_7       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum9              : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_8       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL sum10             : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL add_temp_9       : signed(33 DOWNT0 0); -- sfix34_En31
SIGNAL output_typeconvert : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31
SIGNAL output_register   : signed(32 DOWNT0 0); -- sfix33_En31

```

BEGIN

-- Block Statements

Delay_Pipeline_process : PROCESS (clk, reset)

BEGIN

IF reset = '0' THEN

 delay_pipeline(0 TO 10) <= (OTHERS => (OTHERS => '0'));

ELSIF clk'event AND clk = '1' THEN

 IF clk_enable = '1' THEN

 delay_pipeline(0) <= signed(filter_in);

 delay_pipeline(1 TO 10) <= delay_pipeline(0 TO 9);

 END IF;

END IF;

END PROCESS Delay_Pipeline_process;

mul_temp <= delay_pipeline(10) * coeff11;

product11 <= mul_temp(30 DOWNT0 0);

mul_temp_1 <= delay_pipeline(9) * coeff10;

product10 <= mul_temp_1(30 DOWNT0 0);

mul_temp_2 <= delay_pipeline(8) * coeff9;

product9 <= mul_temp_2(30 DOWNT0 0);

mul_temp_3 <= delay_pipeline(7) * coeff8;

product8 <= mul_temp_3(30 DOWNT0 0);

mul_temp_4 <= delay_pipeline(6) * coeff7;

product7 <= mul_temp_4(30 DOWNT0 0);

mul_temp_5 <= delay_pipeline(5) * coeff6;

product6 <= mul_temp_5(30 DOWNT0 0);

mul_temp_6 <= delay_pipeline(4) * coeff5;

product5 <= mul_temp_6(30 DOWNT0 0);

```

mul_temp_7 <= delay_pipeline(3) * coeff4;
product4 <= mul_temp_7(30 DOWNT0 0);
mul_temp_8 <= delay_pipeline(2) * coeff3;
product3 <= mul_temp_8(30 DOWNT0 0);
mul_temp_9 <= delay_pipeline(1) * coeff2;
product2 <= mul_temp_9(30 DOWNT0 0);
product1_cast <= resize(product1, 33);
mul_temp_10 <= delay_pipeline(0) * coeff1;
product1 <= mul_temp_10(30 DOWNT0 0);
add_temp <= resize(product1_cast, 34) + resize(product2, 34);
sum1 <= add_temp(32 DOWNT0 0);
add_temp_1 <= resize(sum1, 34) + resize(product3, 34);
sum2 <= add_temp_1(32 DOWNT0 0);
add_temp_2 <= resize(sum2, 34) + resize(product4, 34);
sum3 <= add_temp_2(32 DOWNT0 0);
add_temp_3 <= resize(sum3, 34) + resize(product5, 34);
sum4 <= add_temp_3(32 DOWNT0 0);
add_temp_4 <= resize(sum4, 34) + resize(product6, 34);
sum5 <= add_temp_4(32 DOWNT0 0);
add_temp_5 <= resize(sum5, 34) + resize(product7, 34);
sum6 <= add_temp_5(32 DOWNT0 0);
add_temp_6 <= resize(sum6, 34) + resize(product8, 34);
sum7 <= add_temp_6(32 DOWNT0 0);
add_temp_7 <= resize(sum7, 34) + resize(product9, 34);
sum8 <= add_temp_7(32 DOWNT0 0);
add_temp_8 <= resize(sum8, 34) + resize(product10, 34);
sum9 <= add_temp_8(32 DOWNT0 0);
add_temp_9 <= resize(sum9, 34) + resize(product11, 34);
sum10 <= add_temp_9(32 DOWNT0 0);

```

```
output_typeconvert <= sum10;
```

```
Output_Register_process : PROCESS (clk, reset)
```

```
BEGIN
```

```
IF reset = '0' THEN
```

```
output_register <= (OTHERS => '0');
```

```
ELSIF clk'event AND clk = '1' THEN
```

```
TX_Fin_Pb <= '0';
```

```
IF clk_enable = '1' THEN
```

```
output_register <= output_typeconvert;
```

```
TX_Fin_Pb <= '1';
```

```
END IF;
```

```
END IF;
```

```
END PROCESS Output_Register_process;
```

```
-- Assignment Statements
```

```
filter_out <= std_logic_vector(output_register);
```

```
END rtl;
```

Control de frenado del motor del banco de pruebas

Este programa realiza el control de un motor paso a paso que gira los grados que se le indiquen por bluetooth y los convierte a pasos según la resolución del motor en este caso 200 pasos equivalen a 360 grados

```
#include <SoftwareSerial.h>
#include <Stepper.h>

Stepper myStepper1(200, 8, 9, 10, 11); //(pasos del motor, pin1, pin2, pin3, pin4)
SoftwareSerial Serial_2 (2, 3); // Crea nueva conexion para el Bluetooth
    // Pin2(RX) a TX y Pin3(TX) a RX
int retardo=2;    // Tiempo de retardo en milisegundos (Velocidad del Motor)
int dato_rx;     // valor recibido en grados
int dato_r0;
int número_pasos = 0; // Valor en grados donde se encuentra el motor
String leeCadena; // Almacena la cadena de datos recibida

void setup() {
Serial.begin(9600); // inicializamos el puerto serie a 9600 baudios
Serial_2.begin(9600); // Iniciamos el puerto nuevo Serial_2 a 9600 Baudios

myStepper1.setSpeed(150);
}

void loop() {

while (Serial_2.available()) { // Leer el valor enviado por el Puerto serial
delay(2);
char c = Serial_2.read(); // Lee los caracteres
leeCadena += c; // Convierte Caracteres a CADENA de caracteres
}

if (leeCadena.length()>0){
dato_rx = leeCadena.toInt(); // Convierte Cadena de caracteres a un número Entero
Serial.println(dato_rx); // Envía valor en Grados
dato_rx = (dato_rx * 0.5555555556); // Ajuste de 200 pasos a los 360 grados
Serial.println(dato_rx); // Envía valor en Pasos

if ((dato_rx <= 361) && (dato_rx >= -361)){ // Descarta datos incorrectos recibidos de pasos
myStepper1.step((dato_rx - dato_r0)*(-1)); // move a number of steps equal to the change in the sensor
reading
delay (20);
dato_r0 = dato_rx; // remember the previous value of the sensor
}
leeCadena = ""; // Inicializamos la cadena de caracteres recibidos
}
}
```

Lect_de_corri_difer_con_pc_Python_Excel_ArduinoDUE

```
//Este programa realiza la adquisición de datos y los envía a excel via serial con "serialToExcel.py"
//y "example.py" se obtiene la corriente y el tiempo que tarda entre cada una

#include <Wire.h>
#include <Adafruit_ADS1X15.h>
// " " - se ponen en lugar de <> si se modifico la libreria

// Crear objeto de la clase
Adafruit_ADS1115 ads; /* Use this for the 16-bit version */

// Declara factor de sensor
const float FACTOR = 100.0; //100A/1.024 20.4ohms*50mA

// Factor de escala puesta a 4.096 Volts referencia
const float FacEscala = 0.03125; // Referencia PGA, FACTOR DE ESCALA DEL ADS1115 resolucion

// Variable de señal digitalizada
int16_t Val_Vol_Bruto=0.0;
float mVolts=0.0;
float corriente=0.0;

// Variables tabla excel
int muestra = 1; // variable número de muestra

unsigned long Time_inicio = 0;

void setup()
{
  Serial.begin(460000);
  //maxima velocidad que soporte I2C Arduino Due
  Wire.setClock(2000000); //Esta función modifica la frecuencia del reloj para la comunicación I2C

  // Factor de escala ADS1115 32,677 ---> +/- 0.512 escalar valores de voltaje
  ads.setGain(GAIN_FOUR); // 4x gain 1.024V 1 bit = 0.03125mV

  // Iniciar el ADS1115
  ads.begin();
}

void loop()
{
  // Sacar voltaje , Obtener el diferencial y multiplicar por Factor de escala
  //Salida digital
  Val_Vol_Bruto = ads.readADC_Differential_0_1(); // Entradas A0,A1 de ADS1115, voltaje del sensor
  // mVolts = Val_Vol_Bruto * FacEscala;

  // Sacar Corriente
  // corriente = mVolts * FACTOR; // mili ampers *** usar para menos de 10 amperes***
}
```

```
//corriente /= 1000.0; //ampers *** usar para 100 amperes***

Time_inicio = micros();//Devuelve el número de ms desde que la placa comenzó a ejecutar el programa
Serial.println(Time_inicio);
//Serial.print(",");
//Serial.print(muestra);
//Serial.print(","); //la coma hace que los datos queden en diferente celda(siguiete)
//Serial.println(corriente,5);
//Serial.println("");

muestra++; // incrementa la muestra

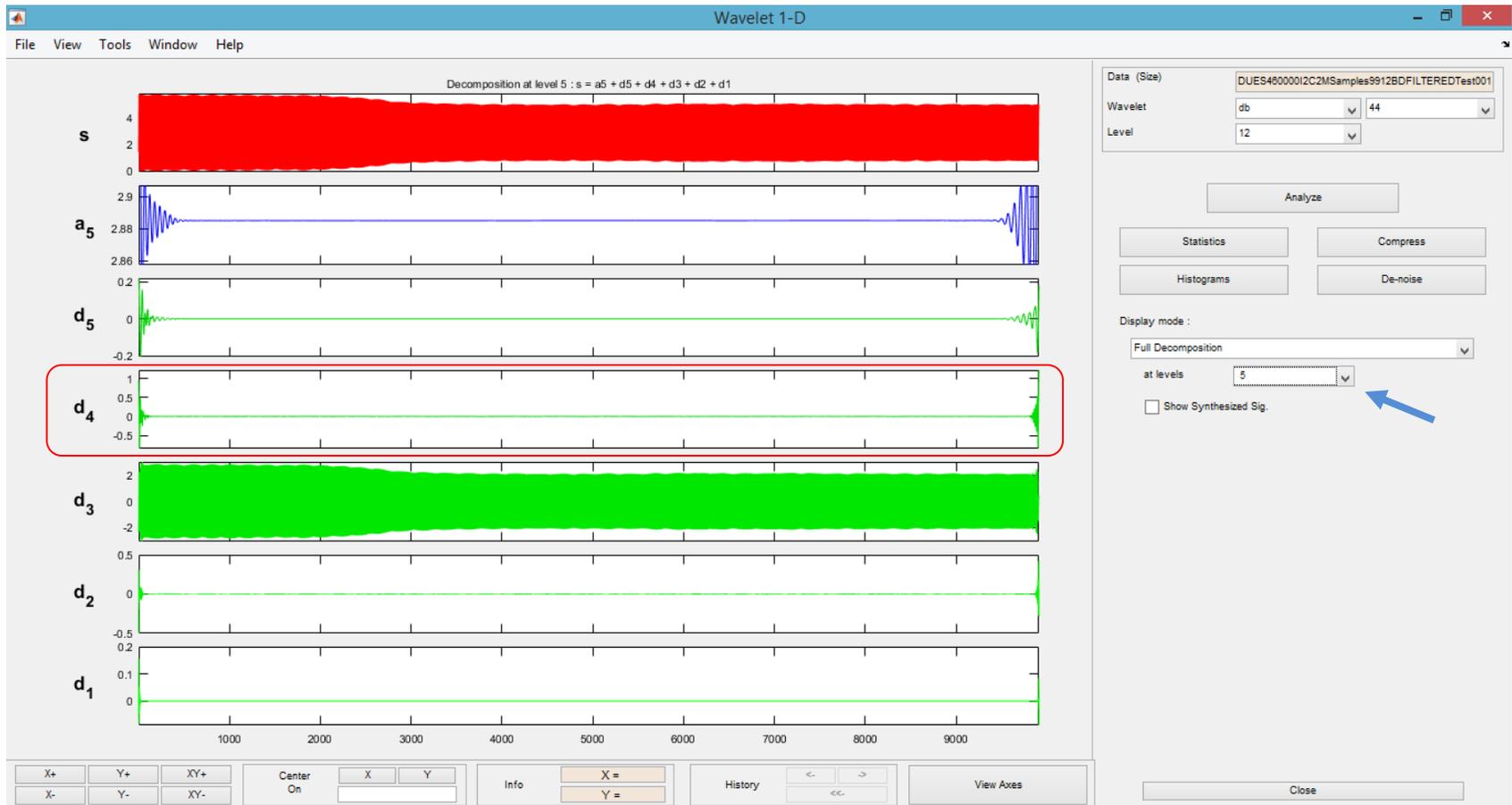
// delay(10); // tiempo en milisegundos
}
```

APÉNDICE G

Comparación de análisis multi-nivel diferencia entre niveles



Gráfica con 12 niveles de descomposición utilizando “Wavelet analyzer” sección “Wavelet 1-D” de MATLAB



Gráfica con 5 niveles de descomposición utilizando “Wavelet analyzer” sección “Wavelet 1-D” de MATLAB.

APÉNDICE H

Programas para analizar diferencias entre señal cruda vs la salida del SPFS-1BL

El análisis se realizó en matlab para ver la diferencia entre los resultados de la señal sin modificar en vacío y plena carga en comparación con la señal modificada en vacío y plena carga esto es eliminando el borde de las ventanas en tamaño del kernel evitando las modificaciones de la señal efectos de la convolución.

Análisis a señal sin modificar en vacío y plena carga

```
% Este programa analiza una señal de 17520 muestras
% La señal es sacada de un motor de pruebas
% se analiza la señal de un motor saludable

%% señal de entrada
close all;
clear all;
load N_Lectura_42_empty.mat;
s = N_Lectura_42_empty(1:17520);
L_s = length(s);
Fs = 742; %frecuencia de muestreo 742 Hz
Ts = 1/Fs; %segundos
figure;
plot(s); title('Señal original de entrada en Muestras');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Muestras [N]'); xlim([0,17550]);

%% Análisis multi nivel TWD daubechies-44
% señal muestreada a 742Hz 4 niveles
x = s
n = 4;
w = 'db44';

[C,L] = wavedec(x,n,w);

%Coeficientes de aproximación 1-D
cA1 = appcoef(C,L,w,1);
cA2 = appcoef(C,L,w,2);
cA3 = appcoef(C,L,w,3);
cA4 = appcoef(C,L,w,4);

%Coeficientes de detalle 1-D
cD1 = detcoef(C,L,1);
cD2 = detcoef(C,L,2);
cD3 = detcoef(C,L,3);
```

```

cD4 = detcoef(C,L,4);% señales de interes

%Valor maximo de los coeficientes
Nivel_A = max (cA4);
Nivel_D = max (cD4);

figure;
subplot(5,1,1); plot(cA4); title('Approximation cA4');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -2 2]);
subplot(5,1,2); plot(cD1); title('Detail cD1');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -0.2 0.2]);
%axis([ 1 (length(s)/2)-22 -0.5 0.5]);
subplot(5,1,3); plot(cD2); title('Detail cD2');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -0.5 0.5]);
subplot(5,1,4); plot(cD3); title('Detail cD3');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -7 7]);
subplot(5,1,5); plot(cD4); title('Detail cD4');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -3 3]);

```

Análisis a señal modificada en vacío y plena carga

```
% Este programa analiza una señal de 17520 muestras
% La señal es sacada de un motor de pruebas
% se analiza la señal de un motor saludable

%% señal de entrada
close all;
clear all;
load N_Lectura_42_empty.mat;
s = N_Lectura_42_empty(1:17520);
l_s = length(s);
Fs = 742; %frecuencia de muestreo 742 Hz
Ts = 1/Fs; %segundos
figure;
plot(s); title('Señal original de entrada en Muestras');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Muestras [N]'); xlim([0,17550]);
%% Filtrado de componente de linea con Filtro Pasa bajas

load F_Pb_59_7_Fs_742.mat;
Coef_F_Pb = F_Pb_59_7_Fs_742(1:9311);

s_f_linea = conv(s,Coef_F_Pb);
%s_suma_flinea = 1000 * s_suma_flinea ;

%Ajustando largo de la señal(area efectiva del producto)
% 50 por ciento de muestras (al inicio y al final) de los coeficientes del filtro
s_f_linea = s_f_linea(4655:22174);% eliminar 50% de las muestras del Kernel a la señal resultante
l_s_f_linea = length(s_f_linea);

figure;
subplot(3,1,1); plot(s_f_linea); title('Señal de salida FPb');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Tiempo [s]');% xlim([0,54.384]);
%% suma de señales
%La señales deben de contener la misma cantidad de muestras y ser
%muestreadas a la misma frecuencia

s_suma = s + s_f_linea;

subplot(3,1,2); plot(s_suma); title('Señales sumadas');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Tiempo [s]');% xlim([0,54.384]);
%% filtro pasa banda con 0.4Hz de pendiente

load F_PB_55_2__59_7_Fs_742.mat;
Coef_PB = F_PB_55_2__59_7_Fs_742(1:9311);

%Aplicando filtro
%el resultado de la convolucion es la suma de A + B -1
s_fil_PB = conv(s_suma,Coef_PB); %Aplicando filtro P_Banda
%s_fil_PB = 5 * s_fil_PB; % rango de 15,25,50
```

```

%Ajustando largo de la señal(area efectiva del producto)
%Aplicando reduccion de bordes de la señal
% 50 por ciento de muestras (al inicio y al final) de los coeficientes del filtro
s_fil_PB = s_fil_PB(4655:22174);% eliminar 50% de las muestras del Kernel a la señal resultante
L_s_fil_PB = length(s_fil_PB);

subplot(3,1,3); plot(s_fil_PB); title('Señal salida F.P.Banda');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Tiempo [s]'); %xlim([0,23726]);

%% Análisis multi nivel TWD daubechies-44
% señal muestreada a 742Hz 4 niveles
x = s_fil_PB
n = 4;
w = 'db44';

[C,L] = wavedec(x,n,w);

%Coeficientes de aproximación 1-D
cA1 = appcoef(C,L,w,1);
cA2 = appcoef(C,L,w,2);
cA3 = appcoef(C,L,w,3);
cA4 = appcoef(C,L,w,4);

%Coeficientes de detalle 1-D
cD1 = detcoef(C,L,1);
cD2 = detcoef(C,L,2);
cD3 = detcoef(C,L,3);
cD4 = detcoef(C,L,4);% señales de interes

%Valor maximo de los coeficientes
Nivel_A = max (cA4);
Nivel_D = max (cD4);

figure;
subplot(5,1,1); plot(cA1); title('Approximation cA1');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -2 2]);
subplot(5,1,2); plot(cD1); title('Detail cD1');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -0.2 0.2]);
subplot(5,1,3); plot(cD2); title('Detail cD2');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -0.5 0.5]);
subplot(5,1,4); plot(cD3); title('Detail cD3');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -7 7]);
subplot(5,1,5); plot(cD4); title('Detail cD4');
axis([ 23 (length(s)/2)-22 -3 3]);

```

APÉNDICE I

Análisis de señal filtrada motor en vacío con falla

El siguiente ejemplo es el análisis completo que se aplica a las señales filtradas con el motor en vacío y con falla.

```
% Este programa analiza una señal de 9912 muestras
% La señal es sacada de un motor de pruebas
% La señal es tiene un Pre-procesamiento
% se analiza la señal de un motor en vacío con falla

%% señal de entrada

close all;
clear all;

load DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest020EmptyFault.mat;
s = DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest020EmptyFault(1:9912);
L_s = length(s);
Fs = 720; %frecuencia de muestreo 720 Hz
Ts = 1/Fs; %segundos

figure;
plot(s); title('Señal Filtrada en Muestras');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Muestras [N]'); xlim([0,9912]);

%% Análisis multi nivel TWD daubechies-44

% señal muestreada a 720Hz 4 niveles
x = s
n = 4;
w = 'db45';

[C,L] = wavedec(x,n,w);

%Coeficientes de aproximación 1-D
cA1 = appcoef(C,L,w,1);
cA2 = appcoef(C,L,w,2);
cA3 = appcoef(C,L,w,3);
cA4 = appcoef(C,L,w,4);

%Coeficientes de detalle 1-D
cD1 = detcoef(C,L,1);
cD2 = detcoef(C,L,2);
cD3 = detcoef(C,L,3);
cD4 = detcoef(C,L,4); % señales de interes
```

```

%Elimina extremos de la señal
cD4_cut1 = cD4(46:656); %701-44=657
cD4_cut2 = cD4(60:642); %701-44-14=643

%Cantidad de coeficientes Aproximacion por Nivel
l_cA1 = length(cA1); % l_s + cA -1 , (9912+88-1)/2
l_cA2 = length(cA2); % (9912+88-1)/4
l_cA3 = length(cA3); % (9912+88-1)/8
l_cA4 = length(cA4); % (9912+88-1)/16

%Cantidad de coeficientes Detalle por Nivel
l_cD1 = length(cD1); %l_s + cD -1 , (9912+88-1)/2
l_cD2 = length(cD2);
l_cD3 = length(cD3);
l_cD4 = length(cD4);

%%
%Potencia de la señal
P_rms_1 = rms(cD4)^2;
P_rms_2 = rms(cD4_cut1)^2;
P_rms_3 = rms(cD4_cut2)^2;

%Energía de la señal
Energy_1 = sum(cD4.^2);
Energy_2 = sum(cD4_cut1.^2);
Energy_3 = sum(cD4_cut2.^2);
%Energia individual de la señal
Energy1 = (cD4.^2);
Energy2 = (cD4_cut1.^2);
Energy3 = (cD4_cut2.^2);

%% Gráficas

% Gráficas de Niveles de Aproximaciones
figure;
subplot(4,1,1); plot(cA1); title('Approximation cA1');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -5 5]);
subplot(4,1,2); plot(cA2); title('Approximation cA2');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -0.5 0.5]);
subplot(4,1,3); plot(cA3); title('Approximation cA3');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -7 7]);
subplot(4,1,4); plot(cA4); title('Approximation cA4');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -3 3]);

% Gráficas de Niveles de Detalles
figure;
subplot(4,1,1); plot(cD1); title('Detail cD1');
axis([ 1 (length(s)/2)+88 -0.15 0.15]);
subplot(4,1,2); plot(cD2); title('Detail cD2');

```

```

axis([ 1 (length(s)/4)+88 -0.7 0.7]);
subplot(4,1,3); plot(cD3); title('Detail cD3');
axis([ 1 (length(s)/8)+88 -10 10]);
subplot(4,1,4); plot(cD4); title('Detail cD4');
axis([ 1 (length(s)/16)+88 -5 5]);

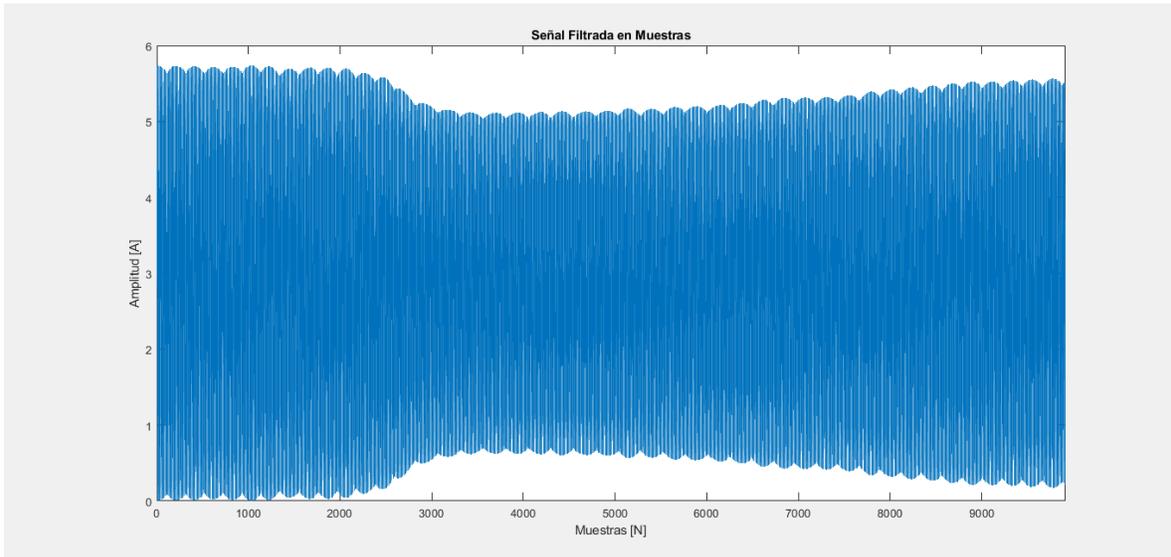
% Gráficas del Nivel de Detalle de interes
figure;
subplot(3,1,1); plot(cD4); title('Detail cD4');
%axis([ 1 (length(s)/16)+60 -0.05 0.05]);
subplot(3,1,2); plot(cD4_cut1); title('Detail cD4 cut 1');
%axis([ 1 (length(s)/16) -0.05 0.05]);
subplot(3,1,3); plot(cD4_cut2); title('Detail cD4 cut 2');
%axis([ 1 (length(s)/16) -0.05 0.05]);

% Gráficas de energía
figure;
subplot(3,1,1); plot(Energy1); title('Energy 1');
subplot(3,1,2); plot(Energy2); title('Energy 2');
subplot(3,1,3); plot(Energy3); title('Energy 3');

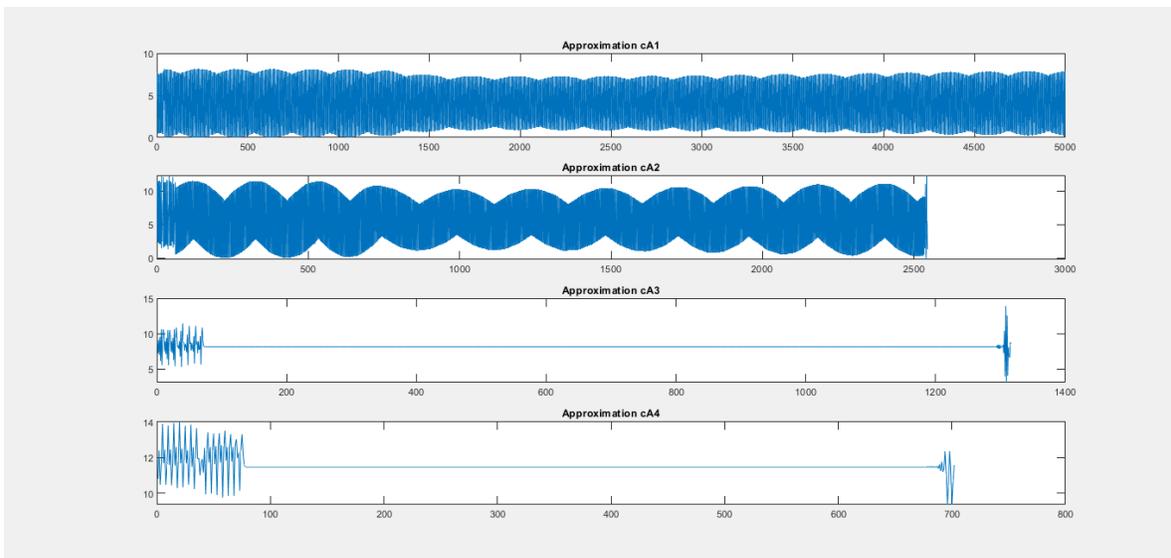
```

Name ▲	Value
C	10264x1 double
cA1	5000x1 double
cA2	2544x1 double
cA3	1316x1 double
cA4	702x1 double
cD1	5000x1 double
cD2	2544x1 double
cD3	1316x1 double
cD4	702x1 double
cD4_cut1	611x1 double
cD4_cut2	583x1 double
DUES46000012C2MSamples9912BDFILTEREDTest020Emp...	9912x1 double
Energy1	702x1 double
Energy2	611x1 double
Energy3	583x1 double
Energy_1	381.6619
Energy_2	0.8438
Energy_3	0.0094
Fs	720
L	[702;702;1316;2544;50...
I_cA1	5000
I_cA2	2544
I_cA3	1316
I_cA4	702
I_cD1	5000
I_cD2	2544

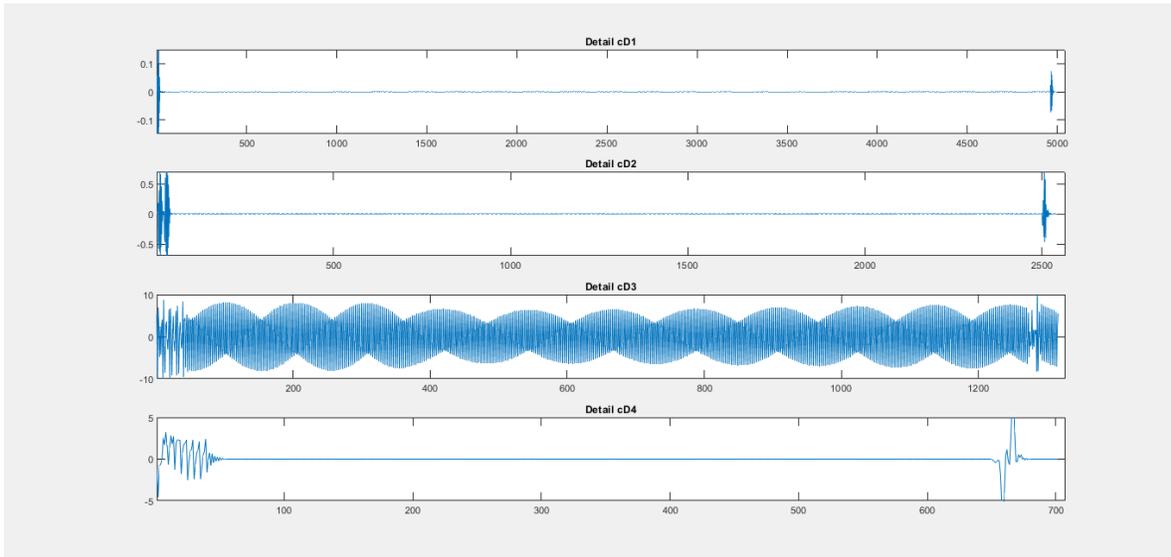
Variables mostradas en el Workspace de Matlab



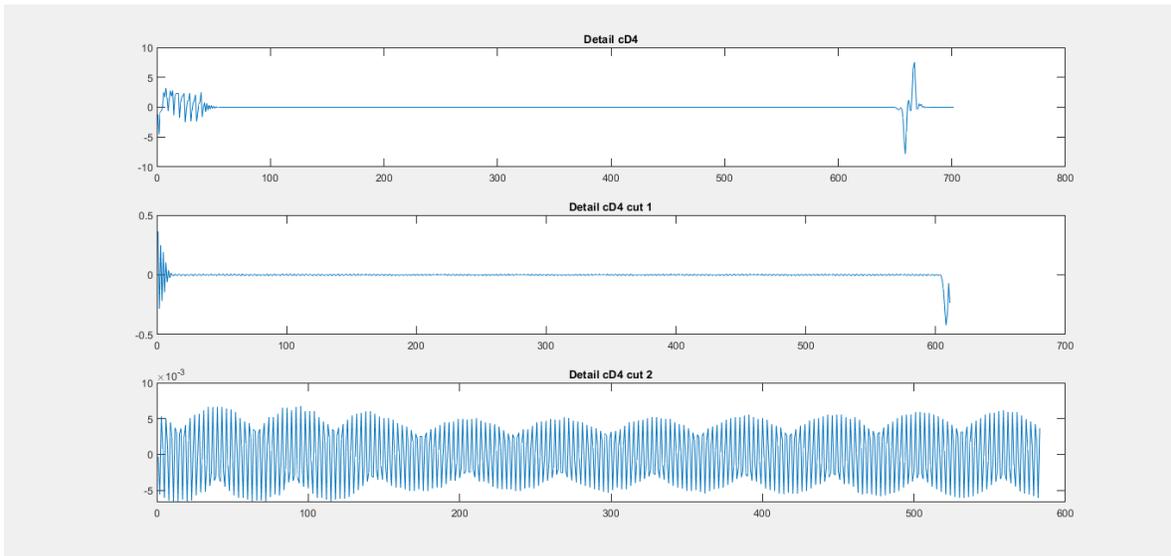
Señal filtrada # muestras vs amplitud (motor en vacío con falla).



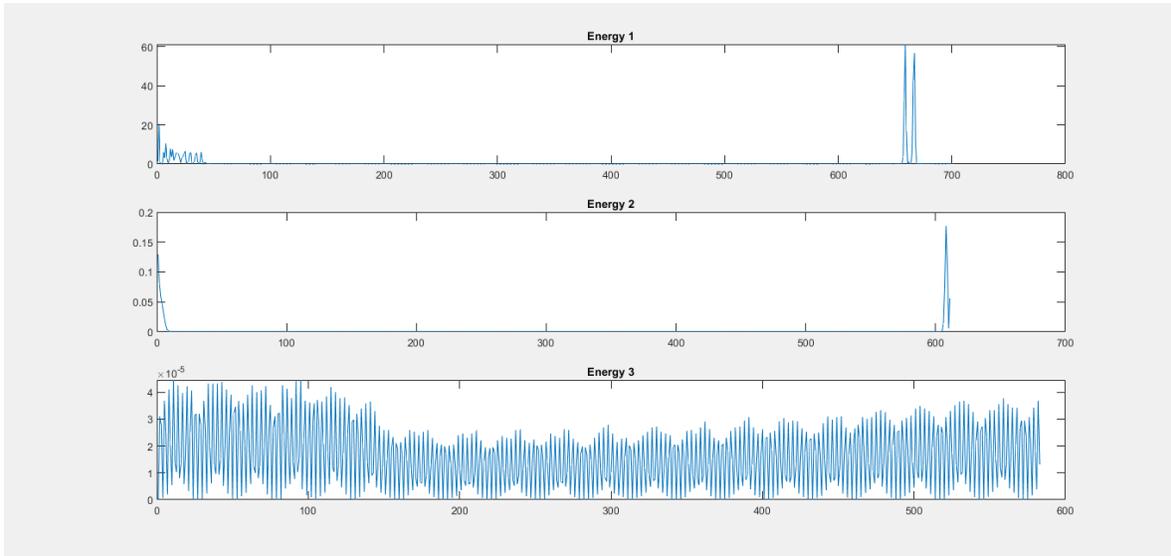
Señales de los coeficientes de aproximación de los cuatro niveles (M. vacío con falla).



Señales de los coeficientes de detalle de los cuatro niveles (M. vacío con falla).



Señales de los coeficientes de detalle de los tres criterios (utilizando cD4, M. vacío con falla).



Señales energía de la señal cD4 de acuerdo a los tres criterios (M. vacío con falla).

Análisis de señal filtrada motor con carga sin falla

El siguiente ejemplo es el análisis completo que se aplica a las señales filtradas con el motor con carga y saludable.

```
% Este programa analiza una señal de 9912 muestras
% La señal es sacada de un motor de pruebas
% La señal tiene un Pre-procesamiento
% se analiza la señal de un motor con carga SIN falla

%% señal de entrada

close all;
clear all;

load DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest001Loadhealthy.mat;
s = DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest001Loadhealthy(1:9912);
L_s = length(s);
Fs = 720; %frecuencia de muestreo 720 Hz
Ts = 1/Fs; %segundos

figure;
plot(s); title('Señal Filtrada en Muestras');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Muestras [N]'); xlim([0,9912]);

%% Análisis multi nivel TWD daubechies-44

% señal muestreada a 720Hz 4 niveles
x = s
n = 4;
w = 'db44';

[C,L] = wavedec(x,n,w);

%Coeficientes de aproximación 1-D
cA1 = appcoef(C,L,w,1);
cA2 = appcoef(C,L,w,2);
cA3 = appcoef(C,L,w,3);
cA4 = appcoef(C,L,w,4);

%Coeficientes de detalle 1-D
cD1 = detcoef(C,L,1);
cD2 = detcoef(C,L,2);
cD3 = detcoef(C,L,3);
cD4 = detcoef(C,L,4);% señales de interes

%Elimina extremos de la señal
cD4_cut1 = cD4(46:656); %701-44=657
```

```

cD4_cut2 = cD4(60:642); %701-44-14=643

%Cantidad de coeficientes Aproximacion por Nivel
l_cA1 = length(cA1); % l_s + cA -1 , (9912+88-1)/2
l_cA2 = length(cA2); % (9912+88-1)/4
l_cA3 = length(cA3); % (9912+88-1)/8
l_cA4 = length(cA4); % (9912+88-1)/16

%Cantidad de coeficientes Detalle por Nivel
l_cD1 = length(cD1); %l_s + cD -1 , (9912+88-1)/2
l_cD2 = length(cD2);
l_cD3 = length(cD3);
l_cD4 = length(cD4);

%%
%Potencia de la señal
P_rms_1 = rms(cD4)^2;
P_rms_2 = rms(cD4_cut1)^2;
P_rms_3 = rms(cD4_cut2)^2;

%Energía de la señal
Energy_1 = sum(cD4.^2);
Energy_2 = sum(cD4_cut1.^2);
Energy_3 = sum(cD4_cut2.^2);
%Energía individual de la señal
Energy1 = (cD4.^2);
Energy2 = (cD4_cut1.^2);
Energy3 = (cD4_cut2.^2);

%% Gráficas

% Gráficas de Niveles de Aproximaciones
figure;
subplot(4,1,1); plot(cA1); title('Approximation cA1');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -5 5]);
subplot(4,1,2); plot(cA2); title('Approximation cA2');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -0.5 0.5]);
subplot(4,1,3); plot(cA3); title('Approximation cA3');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -7 7]);
subplot(4,1,4); plot(cA4); title('Approximation cA4');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -3 3]);

% Gráficas de Niveles de Detalles
figure;
subplot(4,1,1); plot(cD1); title('Detail cD1');
axis([ 1 (length(s)/2)+88 -0.15 0.15]);
subplot(4,1,2); plot(cD2); title('Detail cD2');
axis([ 1 (length(s)/4)+88 -0.7 0.7]);
subplot(4,1,3); plot(cD3); title('Detail cD3');
axis([ 1 (length(s)/8)+88 -10 10]);

```

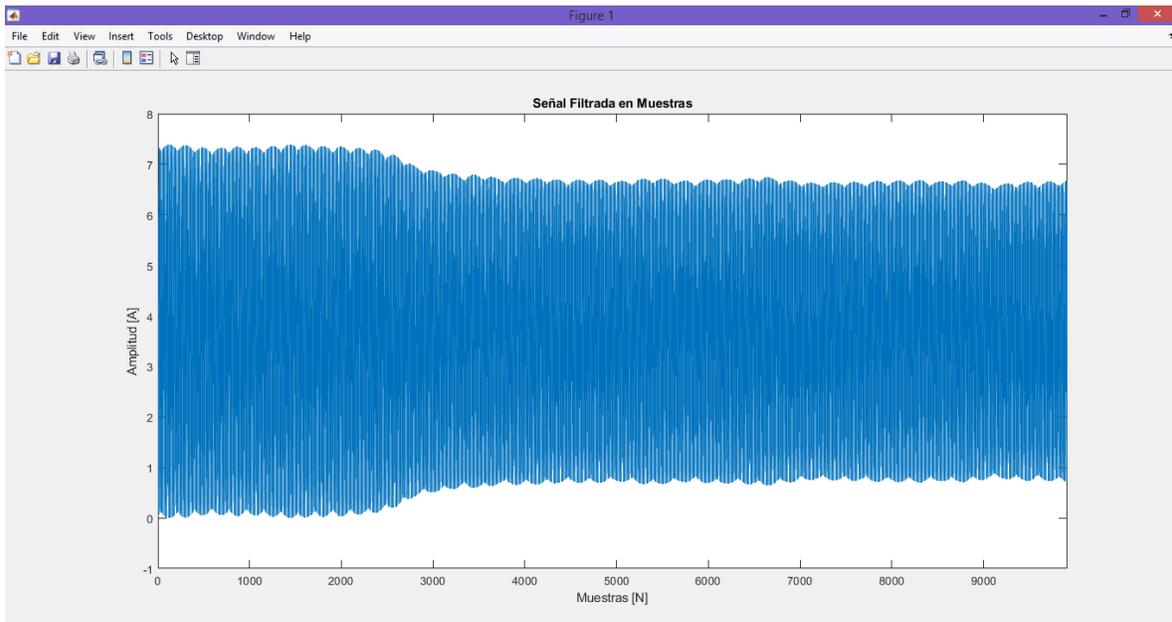
```
subplot(4,1,4); plot(cD4); title('Detail cD4');
axis([ 1 (length(s)/16)+88 -5 5]);
```

```
% Gráficas del Nivel de Detalle de interes
figure;
subplot(3,1,1); plot(cD4); title('Detail cD4');
%axis([ 1 (length(s)/16)+60 -0.05 0.05]);
subplot(3,1,2); plot(cD4_cut1); title('Detail cD4 cut 1');
%axis([ 1 (length(s)/16) -0.05 0.05]);
subplot(3,1,3); plot(cD4_cut2); title('Detail cD4 cut 2');
%axis([ 1 (length(s)/16) -0.05 0.05]);
```

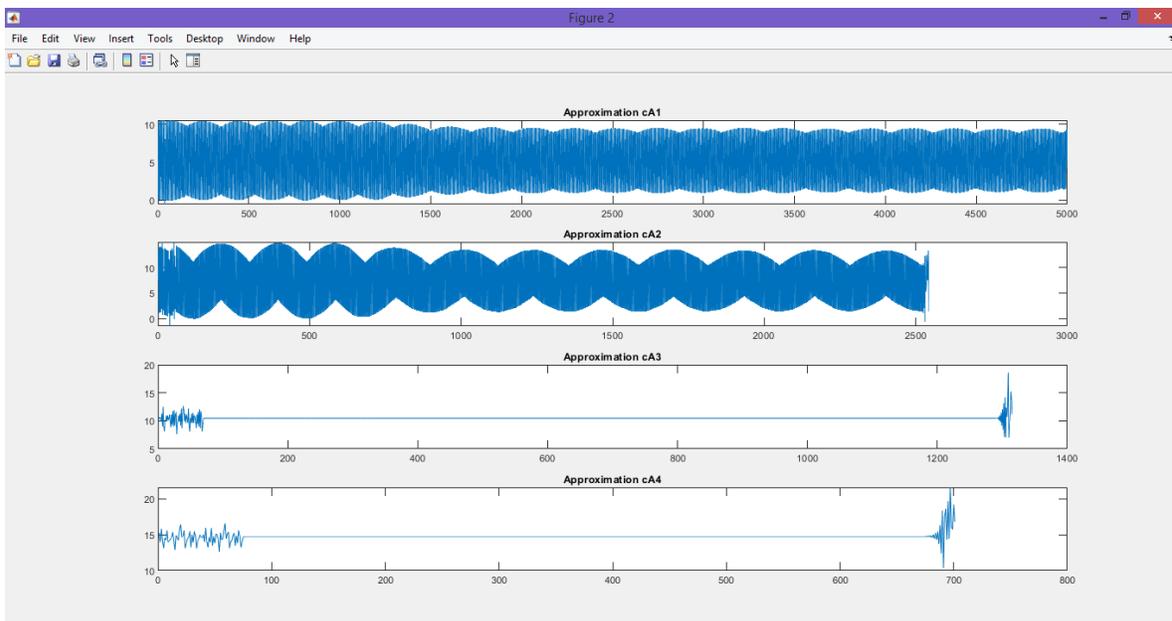
```
% Gráficas de energía
figure;
subplot(3,1,1); plot(Energy1); title('Energy 1');
subplot(3,1,2); plot(Energy2); title('Energy 2');
subplot(3,1,3); plot(Energy3); title('Energy 3');
```

Name ▲	Value
C	10259x1 double
cA1	4999x1 double
cA2	2543x1 double
cA3	1315x1 double
cA4	701x1 double
cD1	4999x1 double
cD2	2543x1 double
cD3	1315x1 double
cD4	701x1 double
cD4_cut1	611x1 double
cD4_cut2	583x1 double
DUES46000012C2MSamples9912BDFILTEREDTest001...	9912x1 double
Energy1	701x1 double
Energy2	611x1 double
Energy3	583x1 double
Energy_1	262.8479
Energy_2	37.5439
Energy_3	0.0204
Fs	720
L	[701;701;1315;2
I_cA1	4999
I_cA2	2543
I_cA3	1315
I_cA4	701
I_cD1	4999
I_cD2	2543

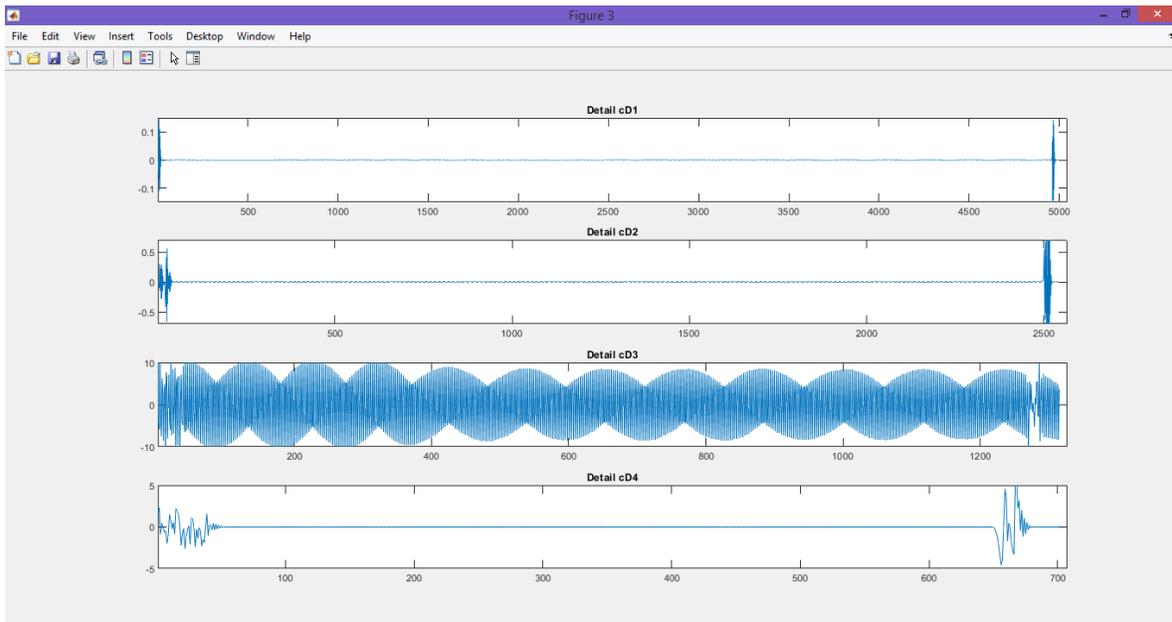
Variables mostradas en el Workspace de Matlab



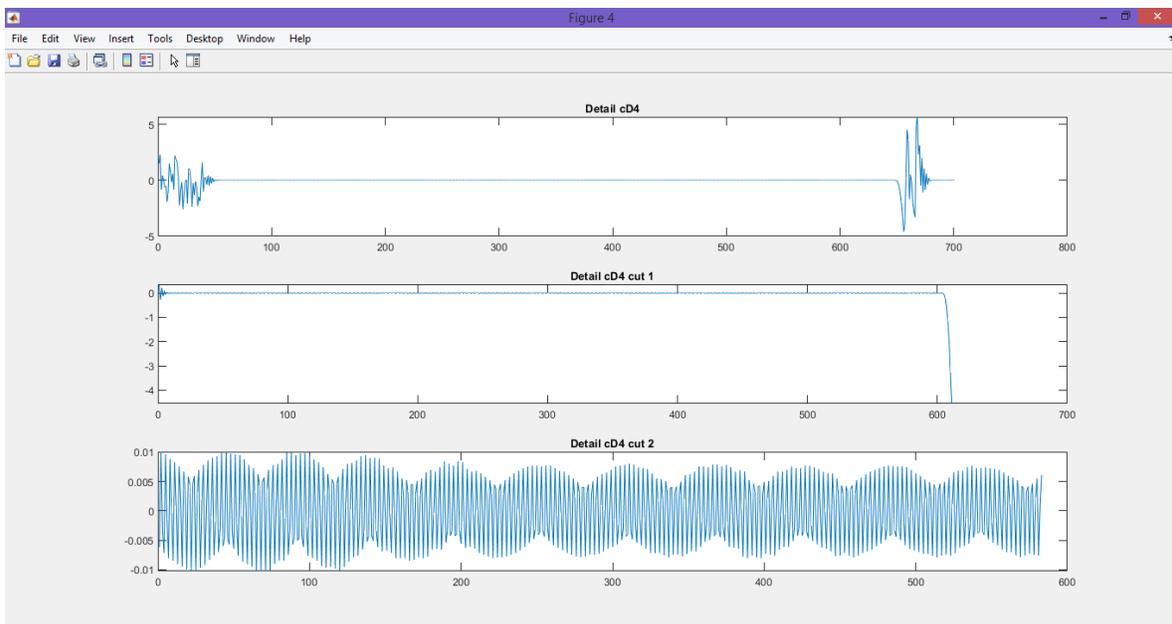
Señal filtrada # muestras vs amplitud (motor con carga sin falla).



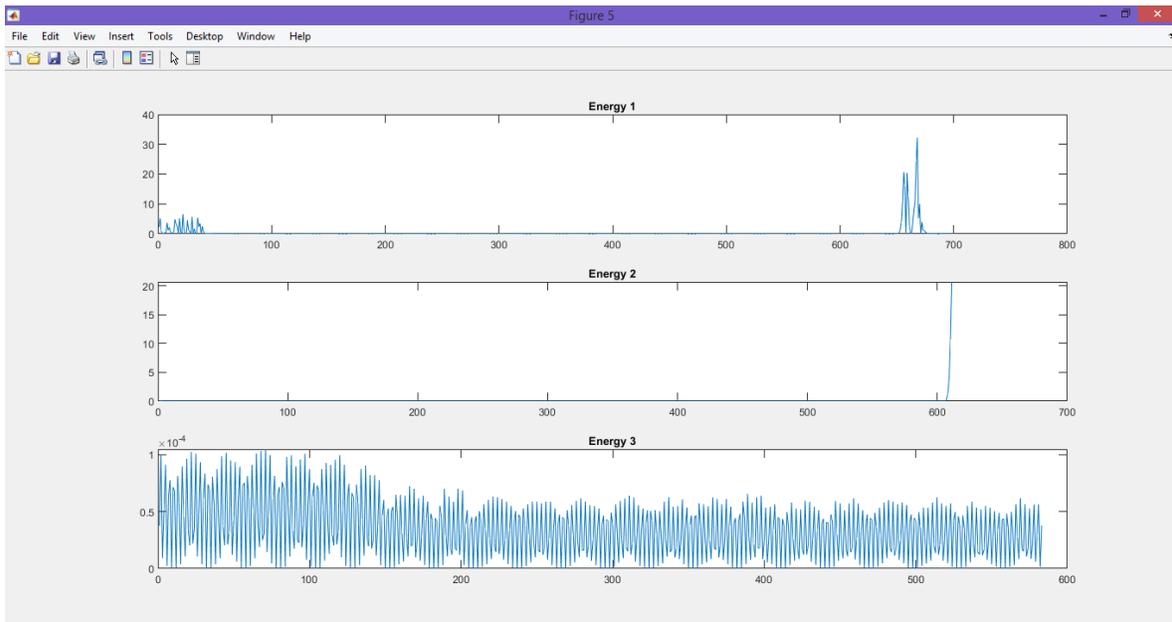
Señales de los coeficientes de aproximación de los cuatro niveles (con carga sin falla).



Señales de los coeficientes de detalle de los cuatro niveles (con carga sin falla).



Señales de los coeficientes de detalle de los tres criterios (utilizando cD4, con carga sin falla).



Señales energía de la señal cD4 de acuerdo a los tres criterios (con carga sin falla).

Análisis de señal filtrada motor con carga con falla

El siguiente ejemplo es el análisis completo que se aplica a las señales filtradas con el motor con carga y con falla.

```
% Este programa analiza una señal de 9912 muestras
% La señal es sacada de un motor de pruebas
% La señal tiene un Pre-procesamiento
% se analiza la señal de un motor con carga con falla

%% señal de entrada

close all;
clear all;

load DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest54LoadFault.mat;
s = DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest54LoadFault(1:9912);
L_s = length(s);
Fs = 720; %frecuencia de muestreo 720 Hz
Ts = 1/Fs; %segundos

figure;
plot(s); title('Señal Filtrada en Muestras');
ylabel('Amplitud [A]'); xlabel('Muestras [N]'); xlim([0,9912]);

%% Análisis multi nivel TWD daubechies-44

% señal muestreada a 720Hz 4 niveles
x = s
n = 4;
w = 'db44';

[C,L] = wavedec(x,n,w);

%Coeficientes de aproximación 1-D
cA1 = appcoef(C,L,w,1);
cA2 = appcoef(C,L,w,2);
cA3 = appcoef(C,L,w,3);
cA4 = appcoef(C,L,w,4);

%Coeficientes de detalle 1-D
cD1 = detcoef(C,L,1);
cD2 = detcoef(C,L,2);
cD3 = detcoef(C,L,3);
cD4 = detcoef(C,L,4);% señales de interes

%Elimina extremos de la señal
cD4_cut1 = cD4(46:656); %701-44=657
```

```

cD4_cut2 = cD4(60:642); %701-44-14=643

%Cantidad de coeficientes Aproximacion por Nivel
l_cA1 = length(cA1); % l_s + cA -1 , (9912+88-1)/2
l_cA2 = length(cA2); % (9912+88-1)/4
l_cA3 = length(cA3); % (9912+88-1)/8
l_cA4 = length(cA4); % (9912+88-1)/16

%Cantidad de coeficientes Detalle por Nivel
l_cD1 = length(cD1); %l_s + cD -1 , (9912+88-1)/2
l_cD2 = length(cD2);
l_cD3 = length(cD3);
l_cD4 = length(cD4);

%%
%Potencia de la señal
P_rms_1 = rms(cD4)^2;
P_rms_2 = rms(cD4_cut1)^2;
P_rms_3 = rms(cD4_cut2)^2;

%Energia de la señal
Energy_1 = sum(cD4.^2);
Energy_2 = sum(cD4_cut1.^2);
Energy_3 = sum(cD4_cut2.^2);
%Energía individual de la señal
Energy1 = (cD4.^2);
Energy2 = (cD4_cut1.^2);
Energy3 = (cD4_cut2.^2);

%% Gráficas

% Gráficas de Niveles de Aproximaciones
figure;
subplot(4,1,1); plot(cA1); title('Approximation cA1');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -5 5]);
subplot(4,1,2); plot(cA2); title('Approximation cA2');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -0.5 0.5]);
subplot(4,1,3); plot(cA3); title('Approximation cA3');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -7 7]);
subplot(4,1,4); plot(cA4); title('Approximation cA4');
%axis([ 23 (length(s)/2)-22 -3 3]);

% Gráficas de Niveles de Detalles
figure;
subplot(4,1,1); plot(cD1); title('Detail cD1');
axis([ 1 (length(s)/2)+88 -0.15 0.15]);
subplot(4,1,2); plot(cD2); title('Detail cD2');
axis([ 1 (length(s)/4)+88 -0.7 0.7]);
subplot(4,1,3); plot(cD3); title('Detail cD3');
axis([ 1 (length(s)/8)+88 -10 10]);

```

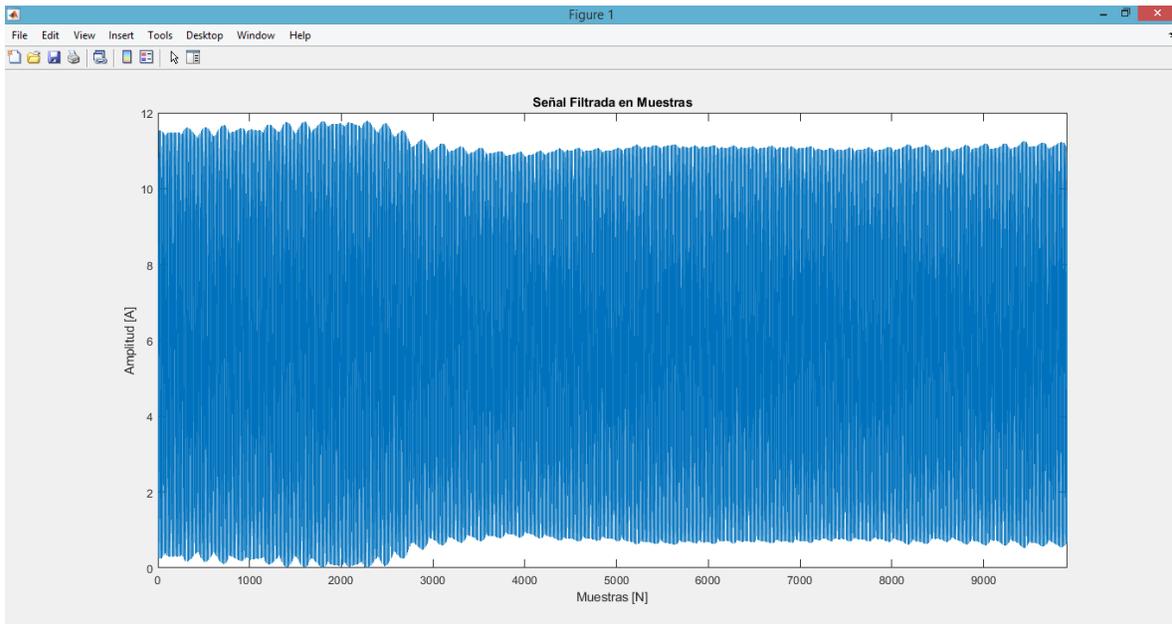
```
subplot(4,1,4); plot(cD4); title('Detail cD4');
axis([ 1 (length(s)/16)+88 -5 5]);
```

```
% Gráficas del Nivel de Detalle de interes
figure;
subplot(3,1,1); plot(cD4); title('Detail cD4');
%axis([ 1 (length(s)/16)+60 -0.05 0.05]);
subplot(3,1,2); plot(cD4_cut1); title('Detail cD4 cut 1');
%axis([ 1 (length(s)/16) -0.05 0.05]);
subplot(3,1,3); plot(cD4_cut2); title('Detail cD4 cut 2');
%axis([ 1 (length(s)/16) -0.05 0.05]);
```

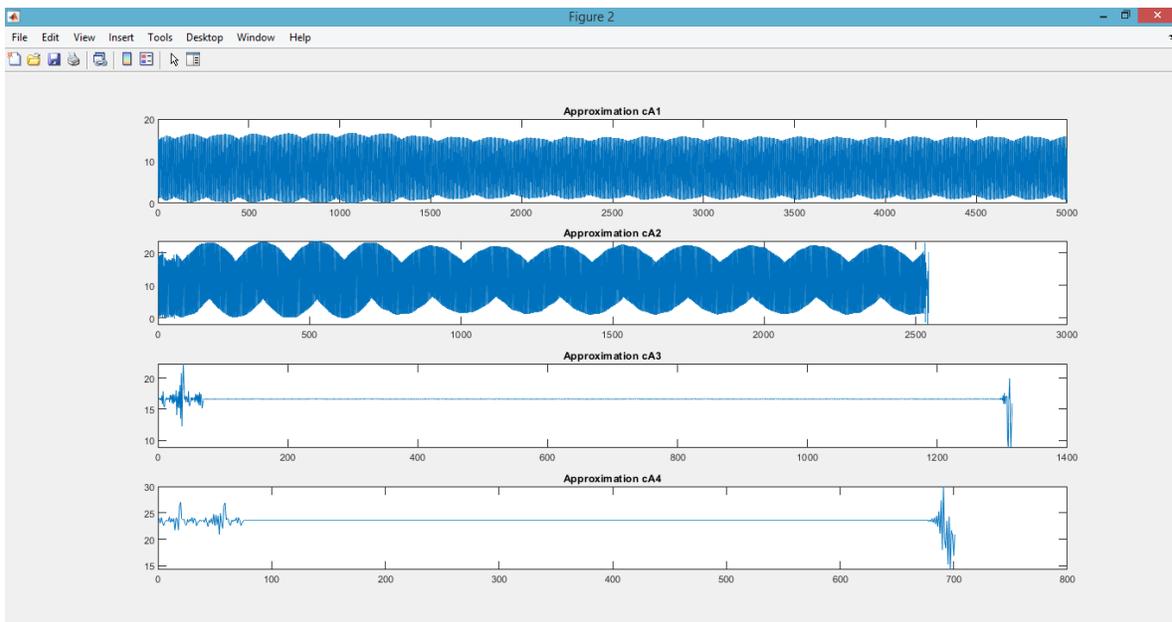
```
% Gráficas de energía
figure;
subplot(3,1,1); plot(Energy1); title('Energy 1');
subplot(3,1,2); plot(Energy2); title('Energy 2');
subplot(3,1,3); plot(Energy3); title('Energy 3');
```

Name ▲	Value
C	10259x1 double
cA1	4999x1 double
cA2	2543x1 double
cA3	1315x1 double
cA4	701x1 double
cD1	4999x1 double
cD2	2543x1 double
cD3	1315x1 double
cD4	701x1 double
cD4_cut1	611x1 double
cD4_cut2	583x1 double
DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest54Lo...	9912x1 double
Energy1	701x1 double
Energy2	611x1 double
Energy3	583x1 double
Energy_1	146.8429
Energy_2	2.4409
Energy_3	0.0623
Fs	720
L	[701;701;1315;2!
I_cA1	4999
I_cA2	2543
I_cA3	1315
I_cA4	701
I_cD1	4999
I_cD2	2543

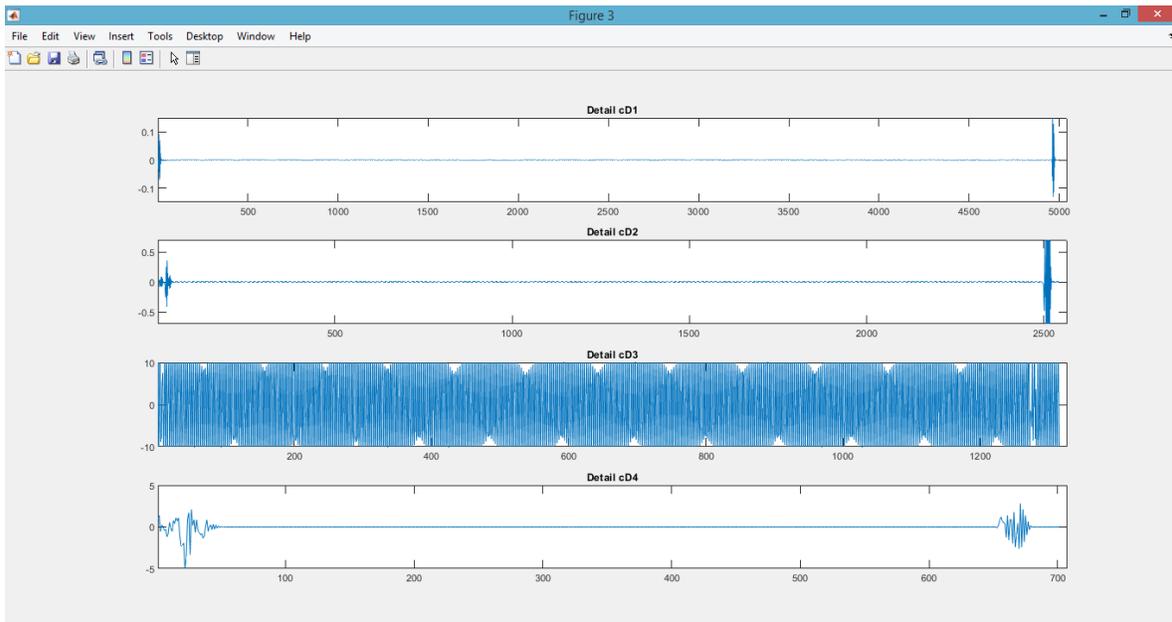
Variables mostradas en el Workspace de Matlab



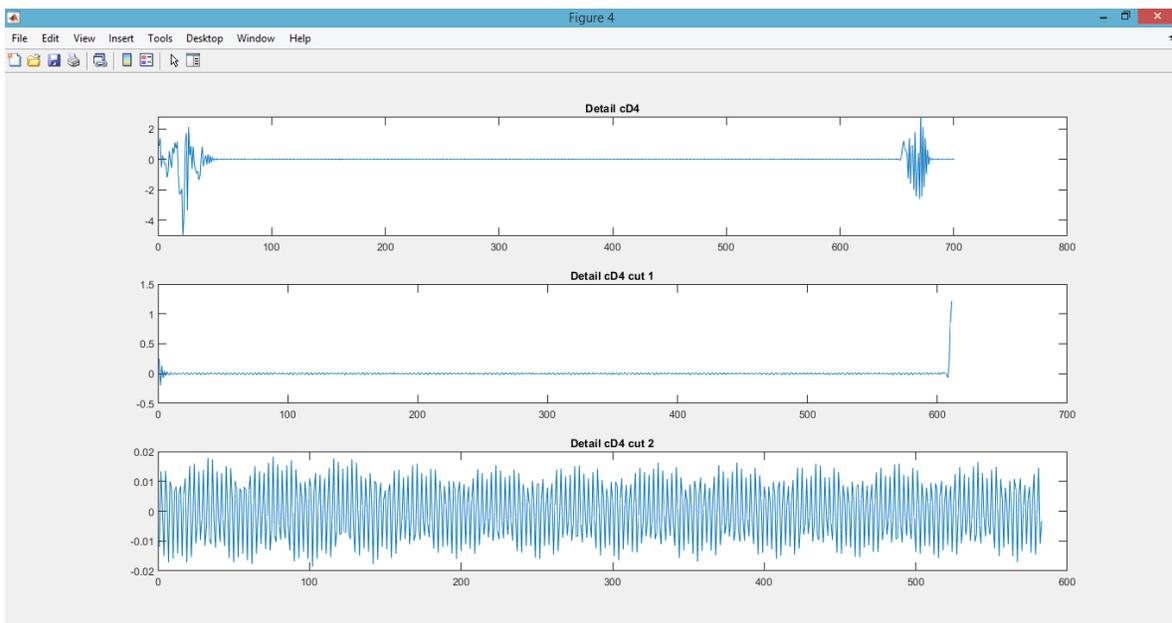
Señal filtrada # muestras vs amplitud (motor con carga con falla).



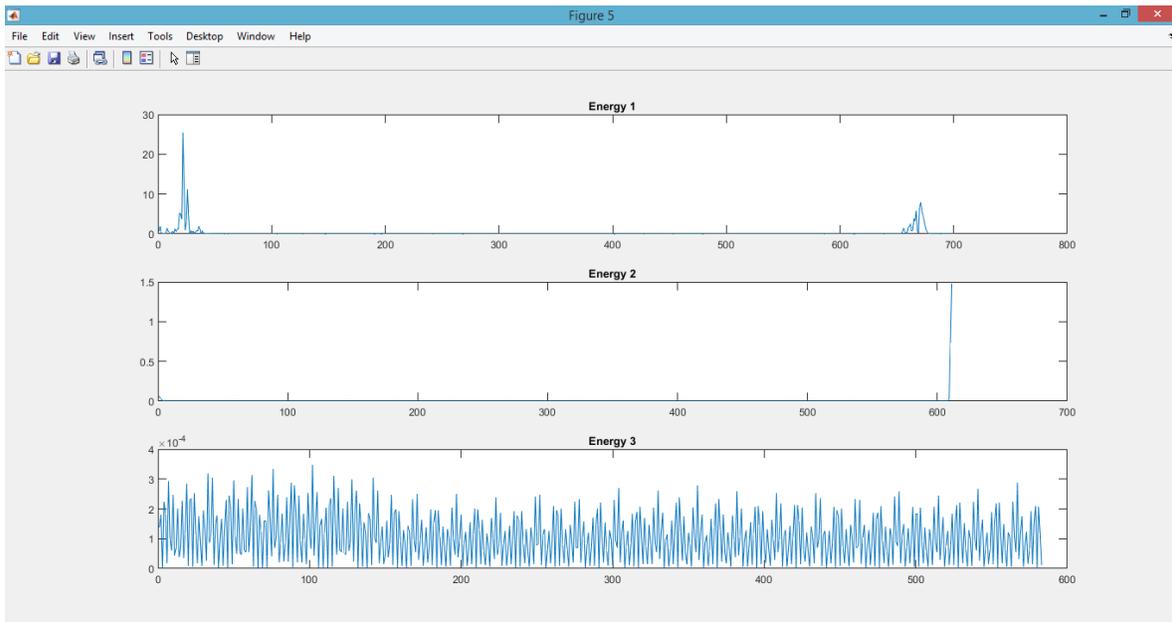
Señales de los coeficientes de aproximación de los cuatro niveles (con carga con falla).



Señales de los coeficientes de detalle de los cuatro niveles (con carga con falla).



Señales de los coeficientes de detalle de los tres criterios (utilizando cD4, con carga con falla).



Señales energía de la señal cD4 de acuerdo a los tres criterios (con carga con falla).

ANEXO 1

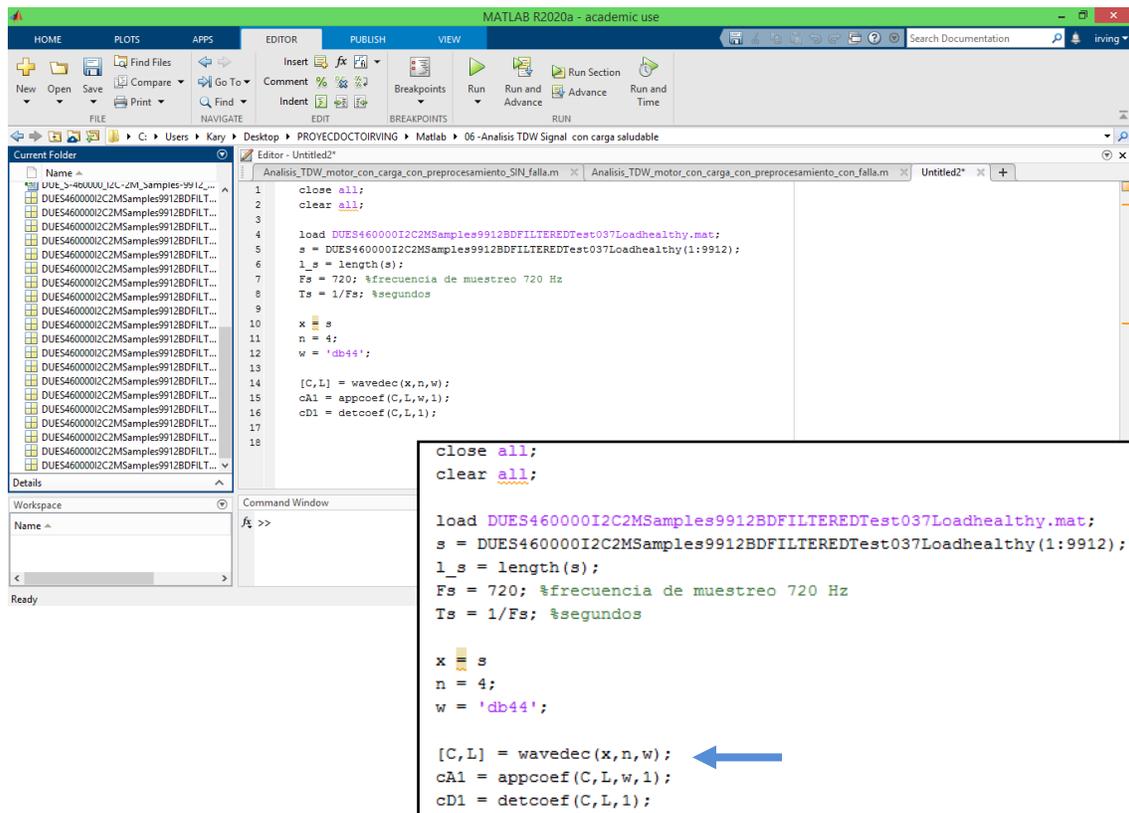
Como aplicar Transformada Wavelet en Matlab

Sintaxis para aplicar la Transformada Wavelet a una señal

```
[c,l] = wavedec(x,n,wname);
```

Donde:

- x = señal
- n = nivel de Wavelet (default = 1)
- l = número de coeficientes por nivel
- c = vector de descomposición Wavelet de salida
- wname = nombre de la Wavelet (como haar, Daubechies, etc.)
- wavedec = funcion que descompone la señal



```
close all;
clear all;

load DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest037Loadhealthy.mat;
s = DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest037Loadhealthy(1:9912);
l_s = length(s);
Fs = 720; %frecuencia de muestreo 720 Hz
Ts = 1/Fs; %segundos

x = s;
n = 4;
w = 'db44';

[C,L] = wavedec(x,n,w);
cA1 = appcoef(C,L,w,1);
cD1 = detcoef(C,L,1);
```

The screenshot shows the MATLAB R2020a interface. The Command Window contains the following code:

```
close all;
clear all;

load DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest037Loadhealthy.mat;
s = DUES460000I2C2MSamples9912BDFILTEREDTest037Loadhealthy(1:9912);
l_s = length(s);
Fs = 720; %frecuencia de muestreo 720 Hz
Ts = 1/Fs; %segundos

x = s;
n = 4;
w = 'db44';

[C,L] = wavedec(x,n,w);
cA1 = appcoef(C,L,w,1);
cD1 = detcoef(C,L,1);
```

A blue arrow points to the line `[C,L] = wavedec(x,n,w);` in the callout box.

ANEXO 2

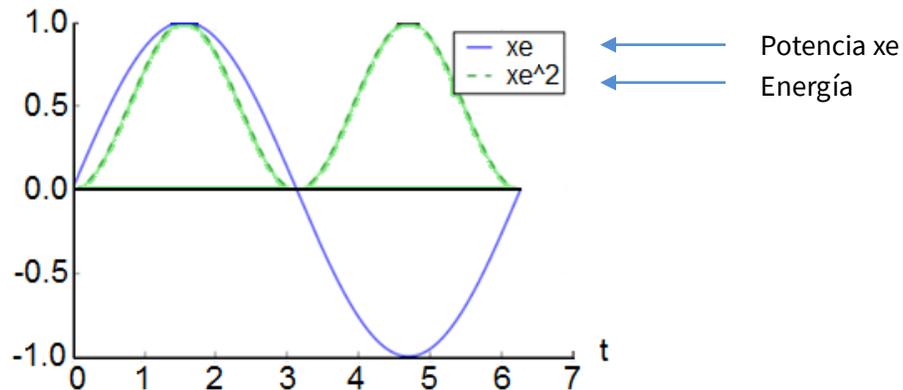
Energía de una señal

La energía de una señal proporciona una medida de la potencia total contenida en la señal. Para una señal discreta en el tiempo se tiene la siguiente expresión:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} |x(n)|^2$$

La potencia total contenida en una señal es la cantidad total de energía promedio que este presente en la señal. Representa la cantidad de trabajo realizado por la señal en un determinado periodo de tiempo. Para una señal discreta en el tiempo se tiene la siguiente expresión:

$$\lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N + 1} \sum_{n=-N}^N |x(n)|^2$$



Diferencia entre energía y potencia

ANEXO 3

Sensor de corriente (TC)



La familia SCT-013 son **sensores de corrientes no invasivos** que permiten medir la intensidad que atraviesa un conductor sin necesidad de cortar o modificar el conductor. El rango de operación de la pinza elegida (SCT-013-100) es de 0 a 100 Amperes. A continuación, se presentan sus características.

Salida del sensor en intensidad

Para convertir la salida de intensidad en una salida de tensión únicamente tendremos que incluir una resistencia (resistencia burden).

Tensiones positivas y negativas

Otro punto que tenemos que resolver es que estamos midiendo corriente alterna, y la intensidad inducida en el secundario es igualmente alterna. Tras el paso por la resistencia burden (interna o externa) la salida de tensión también es alterna.

Sin embargo, como sabemos, las entradas analógicas de la mayoría de procesados, incluidos Arduino, sólo pueden medir tensiones positivas. Esto se resolvió añadiendo un ADC con entrada diferencial, que permite realizar mediciones de tensiones positivas y negativas, el ADS1115.

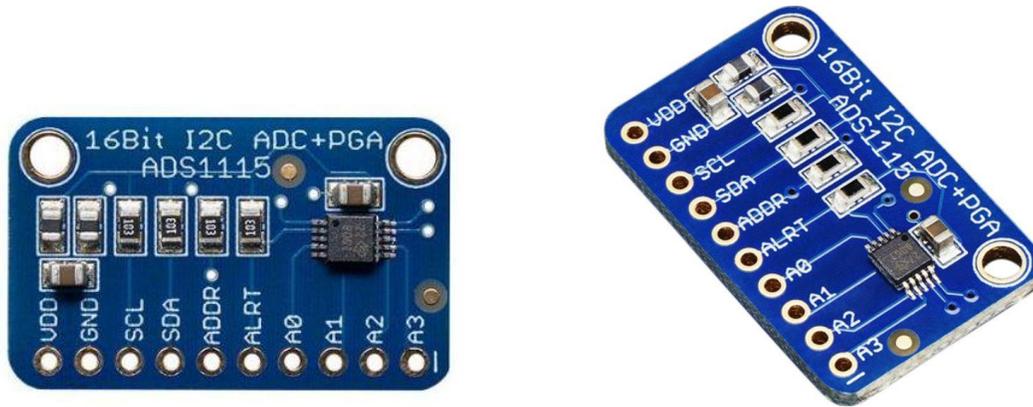
Adaptación de rango de tensión

El último punto a tomar en cuenta es que se debe adaptar el rango de tensiones en la salida del sensor (pinza). Ya que Arduino sólo puede realizar mediciones entre 0 y Vcc, además, cuanto más pequeño sea el rango más precisión perdemos, por lo que conviene ajustarnos a este rango.

Por otro lado, debemos tener en cuenta que al hablar de tensión alterna normalmente se emplean valores RMS, esto para el cálculo de la resistencia burden.

ANEXO 4

Convertidor analógico a digital (ADC ADS1115)



El ADS1115 es un convertidor analógico digital (ADC) externo que podemos conectar a un procesador para medir señales analógicas. El interés de emplear un ADC como el ADS1115 es obtener una mayor precisión, además de liberar de esta carga al procesador y en ciertas configuraciones, es posible medir tensiones negativas. Utilizando el ADS1115 se gana bastante en **precisión y calidad de conversión**.

El ADS1115 tiene tres modos de medición, single ended y diferencial. En el modo single ended disponemos de cuatro canales de 15 bits y en el modo diferencial usamos dos ADC para cada medición, por lo que el número de canales se reduce a 2, pero tendremos la ventaja de poder medir tensiones negativas y mayor inmunidad al ruido. El último es un modo comparador en el que el ADS1115 genera una alerta por el pin ALERT cuando cualquiera de los canales supera un valor de umbral que fijamos por código

Resolución de un convertidor analógico digital

Diversos procesadores como Arduino disponen de ADC internos que empleamos cuando usamos las entradas analógicas de Arduino. En los modelos Arduino Uno, Mini y Nano, disponemos de 6 ADC de 10 bits (1024 valores) y en Due disponemos de 12 ADC de 12 bits (4096 valores), sin embargo, el ADS1115 tiene una resolución de **16-bit (65536→32768 con signo)**.

Aunque la resolución del ADS1115 es de 16-bit, la realidad es que **no todos bits de los 16-bit se utilizan para expresar el valor de voltaje**. La salida que se obtiene del ADS1115 se conoce como **entero con signo**, es decir, **uno de los bits** de la palabra de 16-bit se utiliza para **establecer el signo, positivo o negativo**. El primer valor sería el 0 y el último sería el 32,767.

Velocidad de un convertidor analógico digital

Otra característica en la que nos debemos fijar en un convertidor analógico digital (ADC) es en la velocidad o frecuencia de muestreo. La cual es el número de veces que el convertidor analógico digital (ADC) muestrea la señal analógica en un segundo y su unidad se expresa en Hertz (Hz). Para este módulo convertidor su frecuencia es programable siendo la más alta de 860 SPS la cual aquí es utilizada.

Amplificador de ganancia programable o PGA

Otra de las particularidades que dotan al ADS1115 de todavía mayor precisión y fiabilidad es el amplificador de ganancia programable o PGA que lleva incorporado. El amplificador de ganancia programable, básicamente es un amplificador operacional al que podemos modificar la ganancia a través del código, programando. El amplificador de ganancia programable establece la escala completa, es decir, indica el valor de referencia. En Arduino este valor viene determinado por el voltaje de referencia que en el caso de Arduino UNO es 5V y en DUE 3.3V

En el ADS1115 el PGA, por defecto este valor de referencia es $\pm 6,144$ V. Esto quiere decir que el valor de 32,767 (valor máximo con 15-bit) corresponde a +6,144 V. En Arduino UNO, con un ADC de 10-bit (1024 valores posibles), el valor 1023 corresponde a 5 V. **Lo que significa que con el ADS1115 se consigue una mejora significativa con respecto al ADC del Arduino UNO, en torno a 26 veces mejor, y de Arduino DUE en torno a 8 veces mejor.**

El amplificador de ganancia es programable y podemos cambiar el valor de referencia a valores menores. El valor de 6,144 V es el peor de los casos. En la siguiente tabla tienes un resumen de todos los valores posibles de la PGA.

PGA	Referencia (V)	Factor de escala
2/3	6,144 V	0,1875 mV
1	4,096 V	0,1250 mV
2	2,048 V	0,0625 mV
4	1,024 V	0,0312 mV
8	0,512 V	0,0156 mV
16	0,256 V	0,0078 mV

Nota: Configurando la PGA con el valor 16, se consigue un factor de escala de 0,0078 mV es decir, se pueden detectar variaciones de voltaje muy pequeñas. Pero la referencia en voltios de la tabla anterior no quiere decir que se pueda medir señales en ese rango de valores.

ANEXO 5

Arduino due

Buscando la mejor respuesta del convertidor analógico a digital se encontró una relación estrecha con Arduino partiendo de esto se busco que las características de la placa embebida fueran las mejores y adecuadas para la realización del sistema. De entre las cuales se decidió utilizar la Placa Arduino DUE.



El Arduino Due es la primera placa Arduino basada en un microcontrolador de núcleo ARM de 32 bits, es una placa de microcontrolador basada en la CPU Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3. Tiene 54 pines de entrada / salida digital (de los cuales 12 se pueden usar como salidas PWM), 12 entradas analógicas, 4 UART (puertos serie de hardware), un reloj de 84 MHz, una conexión compatible con USB OTG, 2 DAC (digital a analógico), 2 TWI, un conector de alimentación, un encabezado SPI, un encabezado JTAG, un botón de reinicio y un botón de borrado.

A diferencia de la mayoría de las placas Arduino, la placa Arduino Due funciona a 3.3V. El voltaje máximo que los pines de E / S pueden tolerar es 3.3V, lo cual es conveniente ya que este además de estar relacionado con el convertidor ASD1115, de igual manera, está relacionado con una placa FPGA la cual trabaja con el mismo nivel de voltaje facilitando su conexión.

ANEXO 6

Arduino uno

Buscando la conexión entre la computadora o monitor para la visualización de los resultados obtenidos de la placa FPGA, se decidió utilizar el puerto serial para tal fin ya que una gran cantidad de dispositivos utilizan esta tecnología haciendo muy versátil su aplicación, para esto se utilizaron dos elementos que se encargaron de realizar el trabajo de interfaz para dicho trabajo. En un principio se utilizó el Arduino uno ya que los resultados se pueden ver en su entorno de desarrollo sin la necesidad de realizar algún esfuerzo extra. Por otra parte, se utilizó un módulo convertidor de señal de USB a Serial con el cual se tiene que utilizar un programa para visualizar los datos.

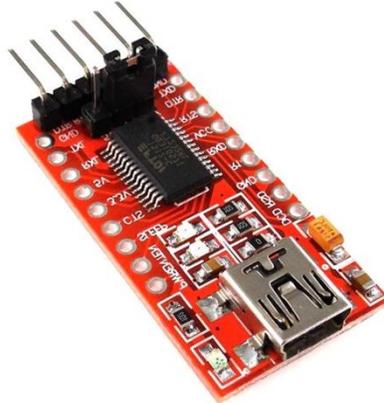


Arduino es una plataforma de creación de electrónica de código abierto, la cual está basada en hardware y software libre, flexible y fácil de utilizar para los creadores y desarrolladores. Arduino Uno es una placa de microcontrolador basada en ATmega328P. Tiene 14 pines de entrada / salida digital (de los cuales 6 se pueden usar como salidas PWM), 6 entradas analógicas, un resonador cerámico de 16 MHz (CSTCE16M0V53-R0), una conexión USB, un conector de alimentación, un encabezado ICSP y un botón de reinicio.

El hardware libre son los dispositivos cuyas especificaciones y diagramas son de acceso público, de manera que cualquiera puede replicarlos. El software libre son los programas informáticos **cuyo código es accesible por cualquiera** para que quien quiera pueda utilizarlo y modificarlo.

ANEXO 7

Módulo Convertidor Serial USB a TTL – FT232RL



El adaptador interfaz USB serial FT232RL permite comunicarte a través del puerto USB de tu PC con la UART (Universal Asynchronous Transmitter Receiver) de un microcontrolador, arduino, GPS o cualquier otro dispositivo que tenga este tipo de interfaz. Usualmente la interfaz UART se emplea para la descarga de programas (mediante bootloader), para la configuración de los parámetros de operación en equipos electrónicos, o como interfaz para mensajes de depuración en sistemas embebidos. Por lo tanto, este adaptador es ideal para todos los estudiantes e ingenieros que trabajan con microcontroladores y tarjetas electrónicas.

Las ventajas del adaptador interfaz USB serial FT232RL es que puede utilizarse con sistemas electrónicos cuyo funcionamiento es a 5 y 3.3 volts, pudiendo seleccionar el voltaje de las señales correspondientes mediante un jumper, adecuado para trabajar directamente con la placa FPGA.

INSTALAR LOS DRIVER

La mayoría de distribuciones Linux incluyen los drivers para el FTDI FT232R. Sin embargo, esto no es así en ninguna de las versiones de Windows.

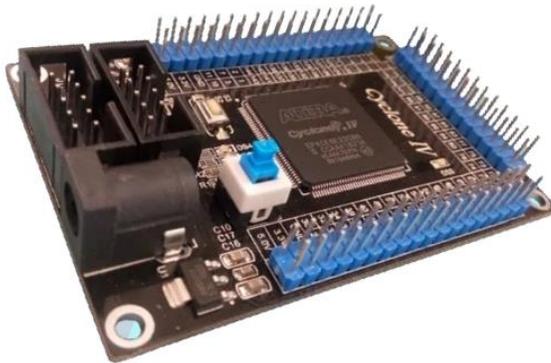
Afortunadamente, en caso de usar un sistema operativo Windows (o una distribución Linux que no incluya los drivers) la solución es tan sencilla como bajar e instalar los drivers desde la página web del fabricante.

Aquí seleccionamos VPC Drivers (Virtual COM Ports) y seleccionamos el driver más actual disponible. En el caso de Windows asegurarnos de bajar el instalador ejecutable, en lugar del archivo comprimido, ya que la instalación es más sencilla.

ANEXO 8

FPGA Cyclone IV

La familia de FPGA Cyclone IV demuestra el liderazgo de Intel en la oferta de FPGA de bajo consumo de energía. Con una arquitectura y un silicio mejorados, tecnología avanzada de procesamiento de semiconductores y herramientas de gestión de energía, el consumo de energía de los FPGA Cyclone IV se ha reducido hasta en un 25 por ciento en comparación con los FPGA Cyclone III. Todos los FPGA Cyclone IV requieren solo dos fuentes de alimentación para su funcionamiento, lo que simplifica la red de distribución de energía y ahorra costos de placa, espacio en la placa y tiempo de diseño. Con los transceptores integrados en la arquitectura FPGA Cyclone IV, se obtiene un diseño e integración de placa simplificado. Además, la flexibilidad de la arquitectura de sincronización del transceptor permite implementar múltiples protocolos mientras utiliza por completo todos los recursos disponibles del transceptor. La integración y flexibilidad del FPGA Cyclone IV GX le permite diseñar un dispositivo más pequeño y de costo optimizado, lo que reduce los costos totales de su sistema.



Chip FPGA Cyclone IV

El FPGA Cyclone IV está optimizado para el menor consumo de energía, lo que le ayuda a gestionar mejor los requisitos térmicos. Como resultado, puede reducir o eliminar los costos de enfriamiento del sistema y también extender la vida útil de la batería para aplicaciones portátiles.

Para el proyecto se alimentó el circuito de la FPGA con un reloj de 150Mhz para satisfacer las velocidades de procesamiento de tiempo real de la aplicación en la industria, y los elementos básicos que contiene que son configurados con el software generado realizan el procesamiento de la TDW mediante el árbol de descomposición conformado por cuatro niveles de filtros en cuadratura, los elementos utilizados para cada filtro se muestran en el Anexo 13.

ANEXO 9

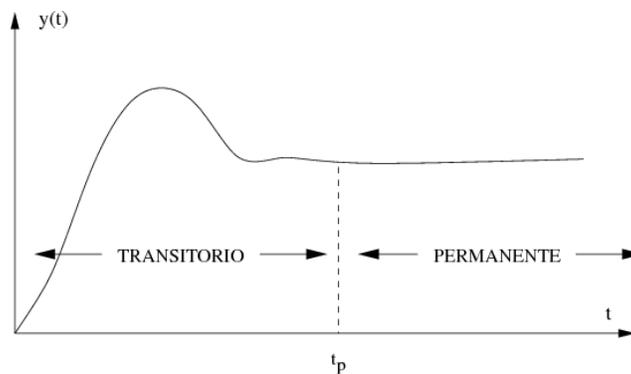
Valor RMS

Significado físico: el valor de una corriente constante que al circular sobre una determinada resistencia óhmica producirá los mismos efectos caloríficos que dicha corriente variable.[107]

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(T) dt}$$

Para una señal sinusoidal se tiene que:

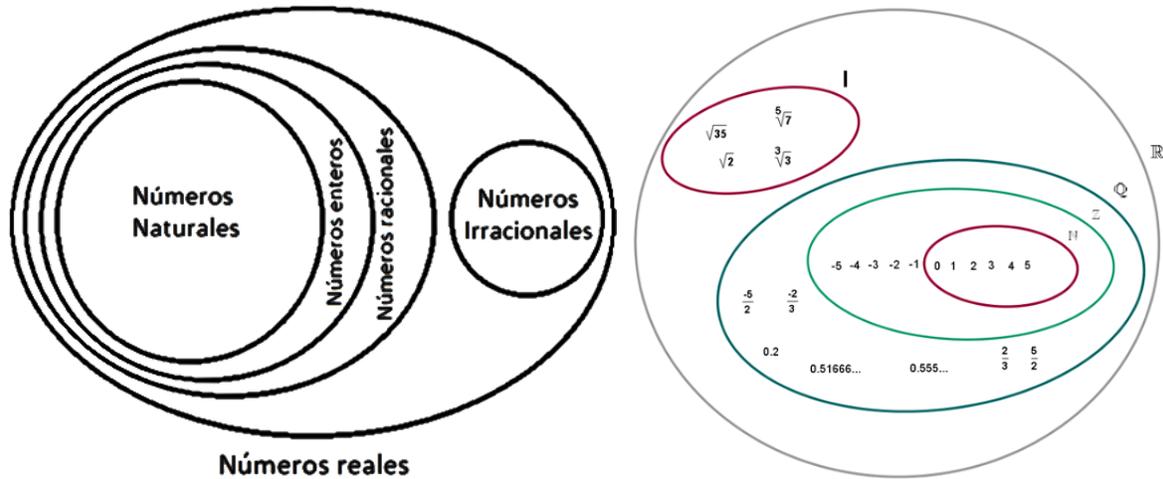
$$y = V_p \text{sen}(2\pi ft) \rightarrow V_{RSM} = \frac{V_p}{\sqrt{2}}$$



Señal representación sección de transitoria y permanete.

ANEXO 10

Tipos de números y datos



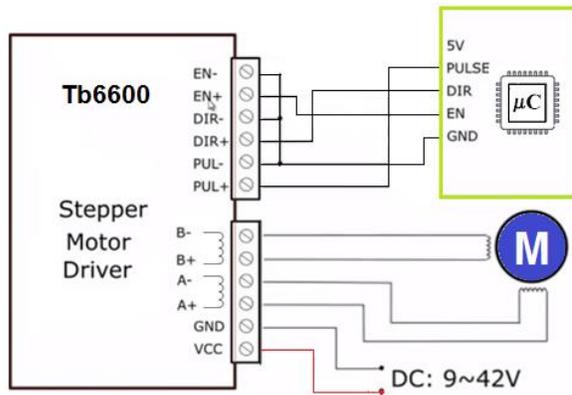
Agrupacion de números reales.[105]

Tipo de datos	Descripción
bool_	Booleano (Verdadero o Falso) almacenado como un byte
int_	Tipo entero predeterminado (igual que C long; normalmente int64o int32)
intc	Idéntico a C int(normalmente int32o int64)
intp	Entero utilizado para la indexación (igual que C ssize_t; normalmente int32o int64)
int8	Byte (-128 a 127)
int16	Entero (-32768 a 32767)
int32	Entero (-2147483648 a 2147483647)
int64	Entero (-9223372036854775808 a 9223372036854775807)
uint8	Entero sin signo (0 a 255)
uint16	Entero sin signo (0 a 65535)
uint32	Entero sin signo (0 a 4294967295)
uint64	Entero sin signo (0 a 18446744073709551615)
float_	Taquigrafía para float64.
float16	Flotador de media precisión: bit de signo, exponente de 5 bits, mantisa de 10 bits
float32	Flotador de precisión simple: bit de signo, exponente de 8 bits, mantisa de 23 bits
float64	Flotador de doble precisión: bit de signo, exponente de 11 bits, mantisa de 52 bits
complex_	Taquigrafía para complex128.
complex64	Número complejo, representado por dos flotantes de 32 bits
complex128	Número complejo, representado por dos flotantes de 64 bits

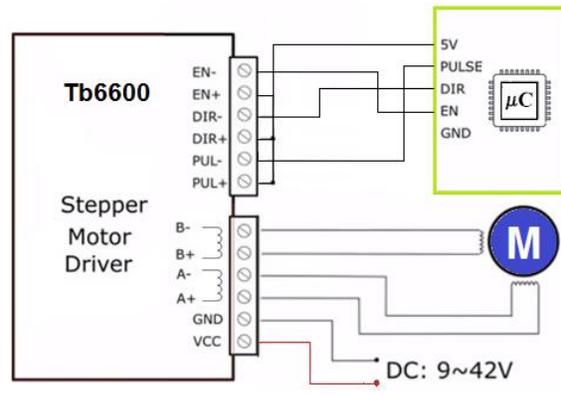
Tabla de tipó de números en programación.[106]

ANEXO 11

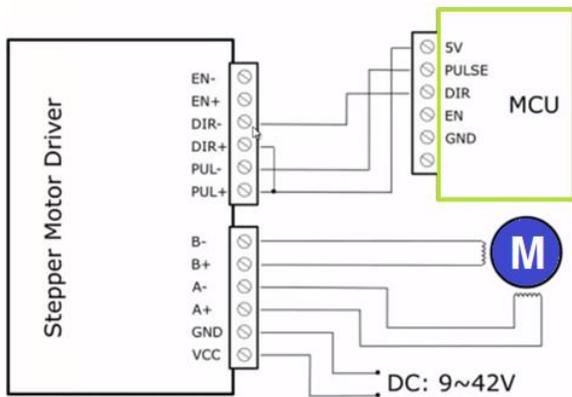
Configuraciones de conexiones Driver TB6600- microcontrolador



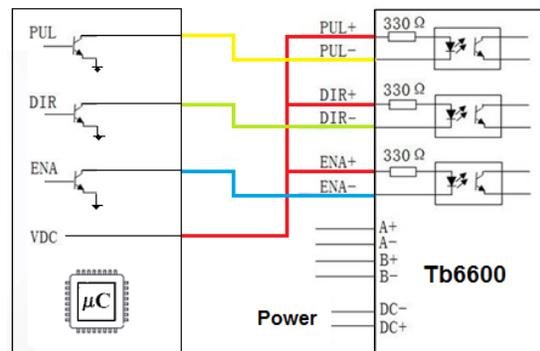
Conexión cátodo común Driver Tb6600



Conexión ánodo común Driver Tb6600



Ánodo común sin utilizar "En".

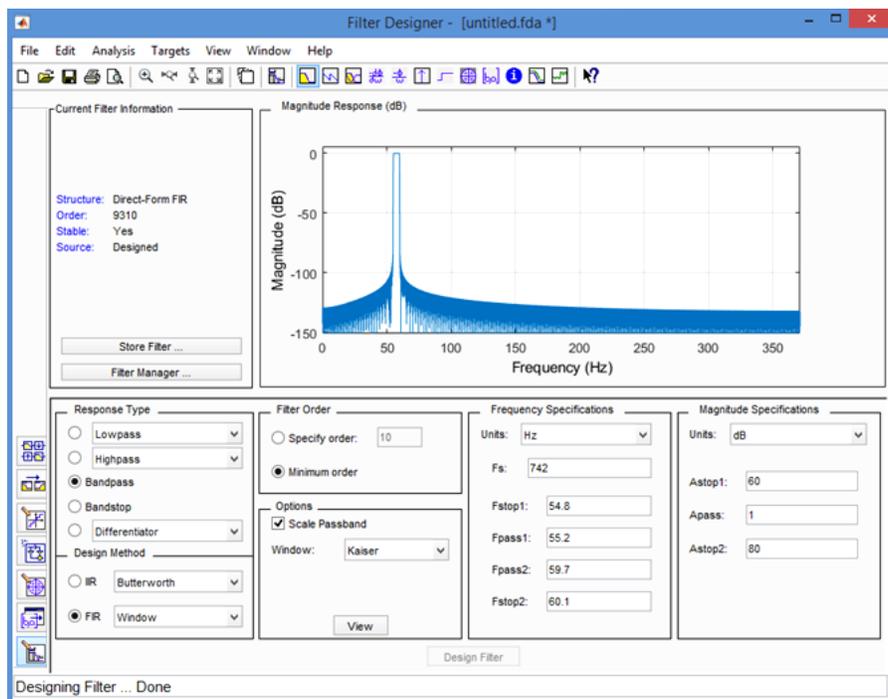


Interconexión entre controlador y driver Tb6600
ánodo común

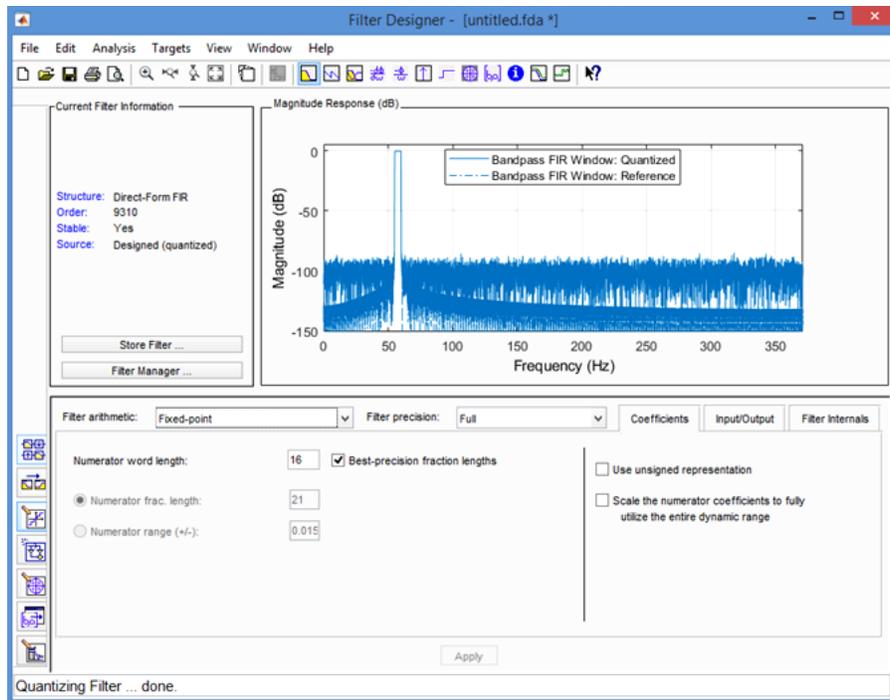
ANEXO 12

Diseño del filtro pasa banda con Matlab para HDL

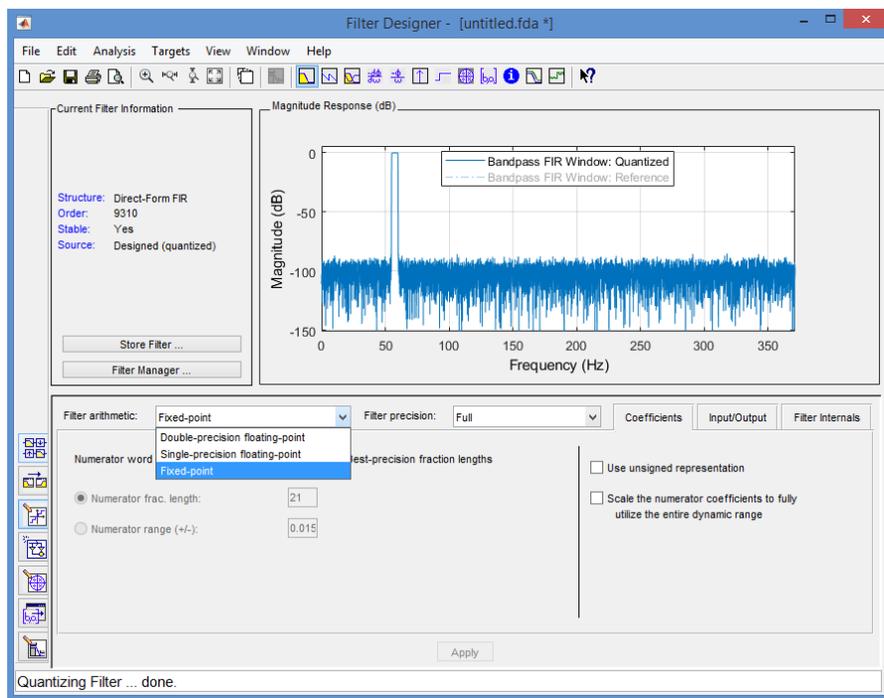
A continuación, se presenta la secuencia la secuencia para sacar el código en HDL del filtro pasa banda de las frecuencias de interés, los códigos de los filtros implementados fueron generados de esta misma forma, estos son los filtros de los módulos y los que conforman las ramas del árbol de descomposición.



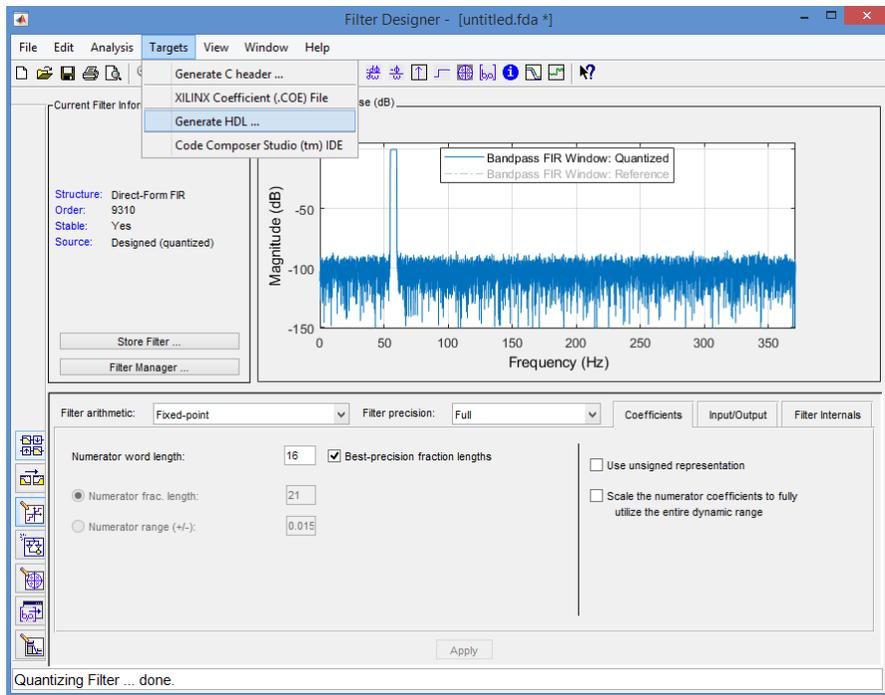
Diseño del filtro pasa bandas



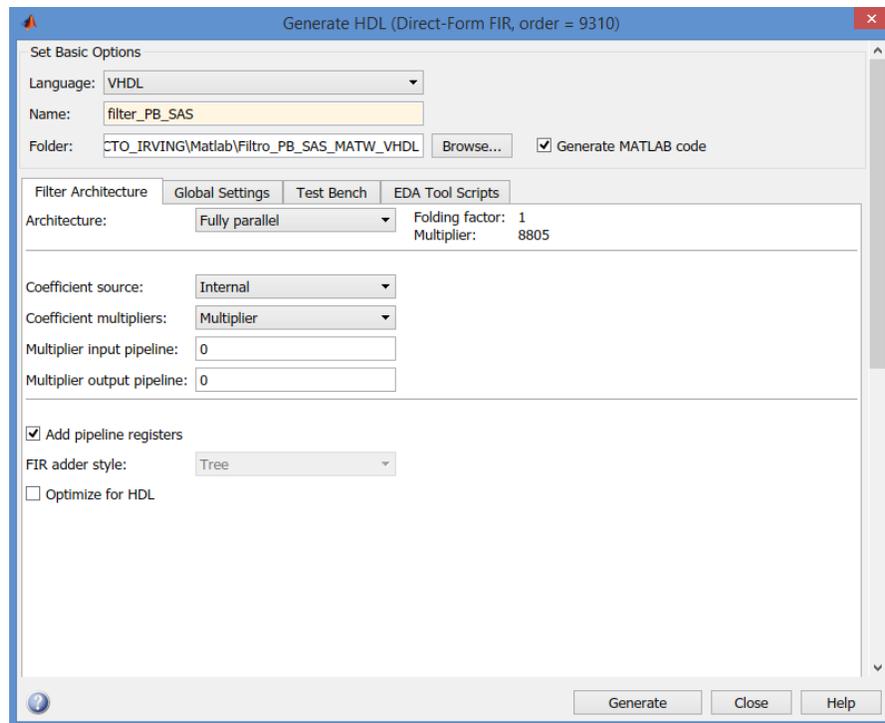
Cuantización del filtro PB diseñado.



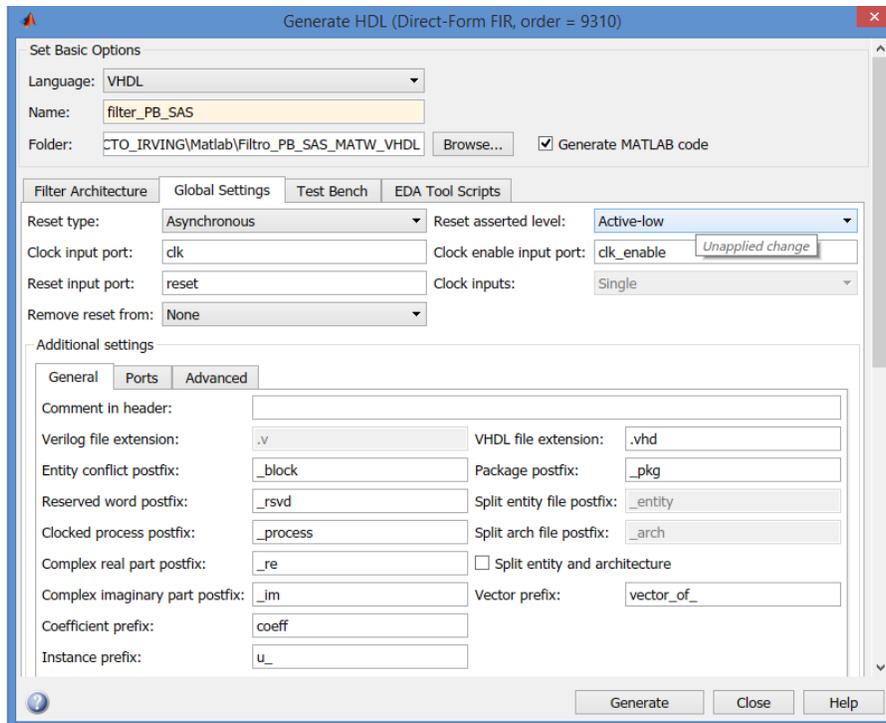
Selección de aritmética a utilizar (punto fijo).



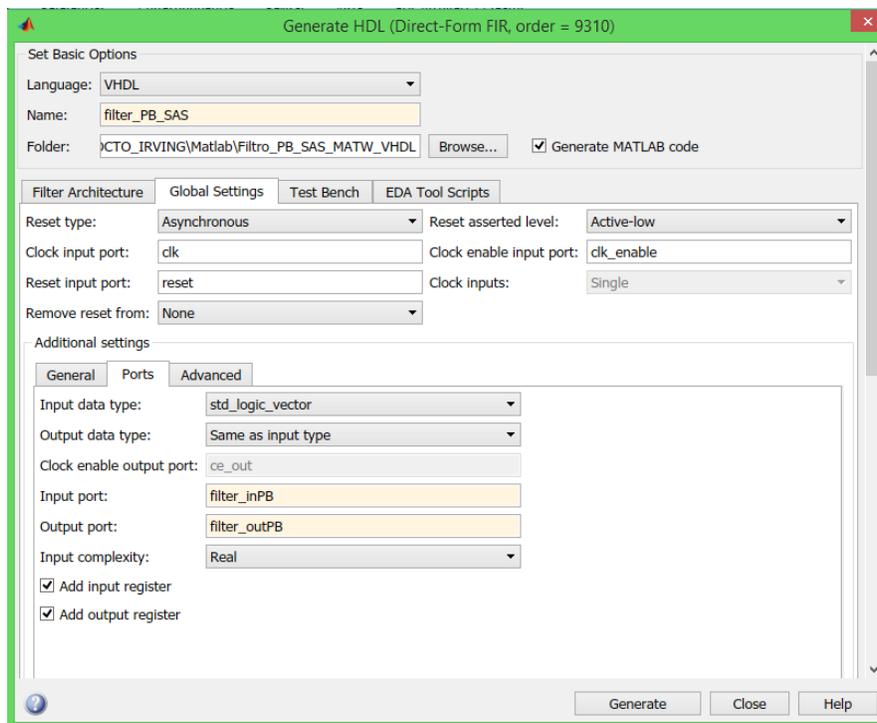
Selección para generación de código HDL parámetros.



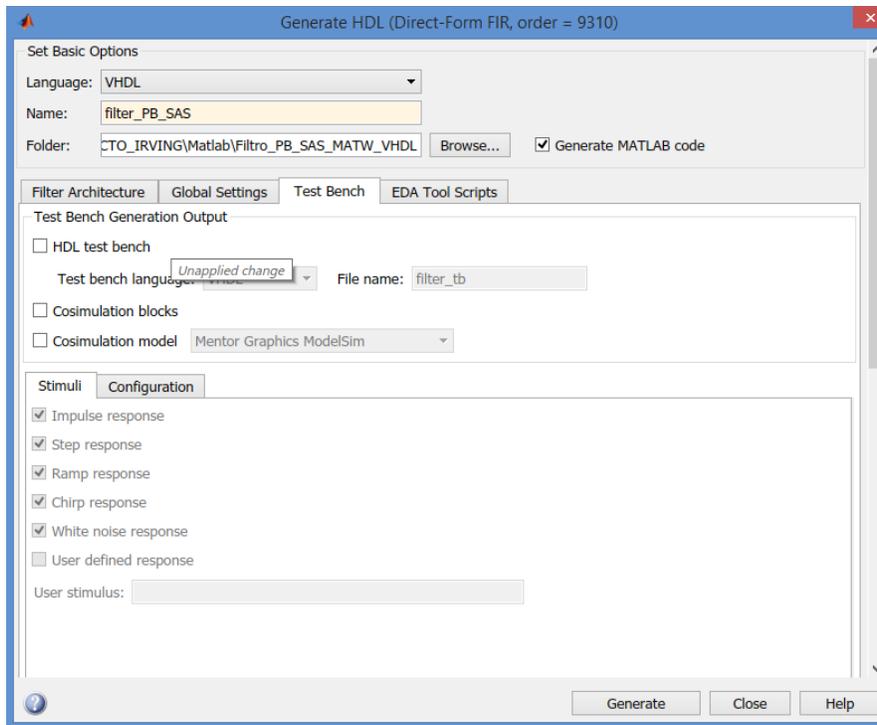
Parametrización de arquitectura seleccionada.



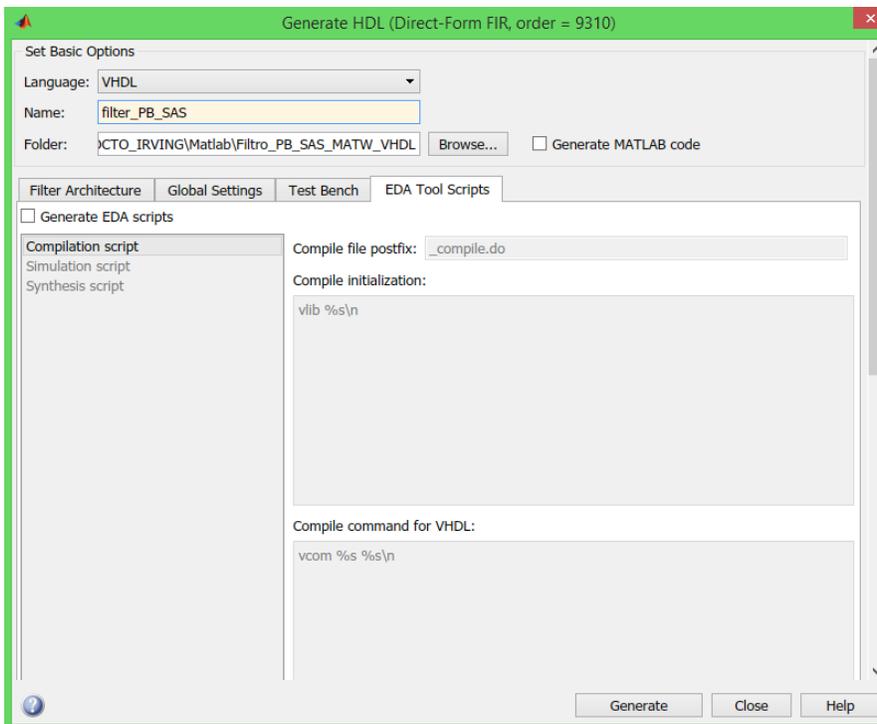
Establecimiento de señales globales.



Establecimiento de tipos de datos de entrada y salida.



Selección de programa test bench.



Generacion de scripts EDA.

ANEXO 13

Composición de filtro implementado en HDL (Cyclone IV)

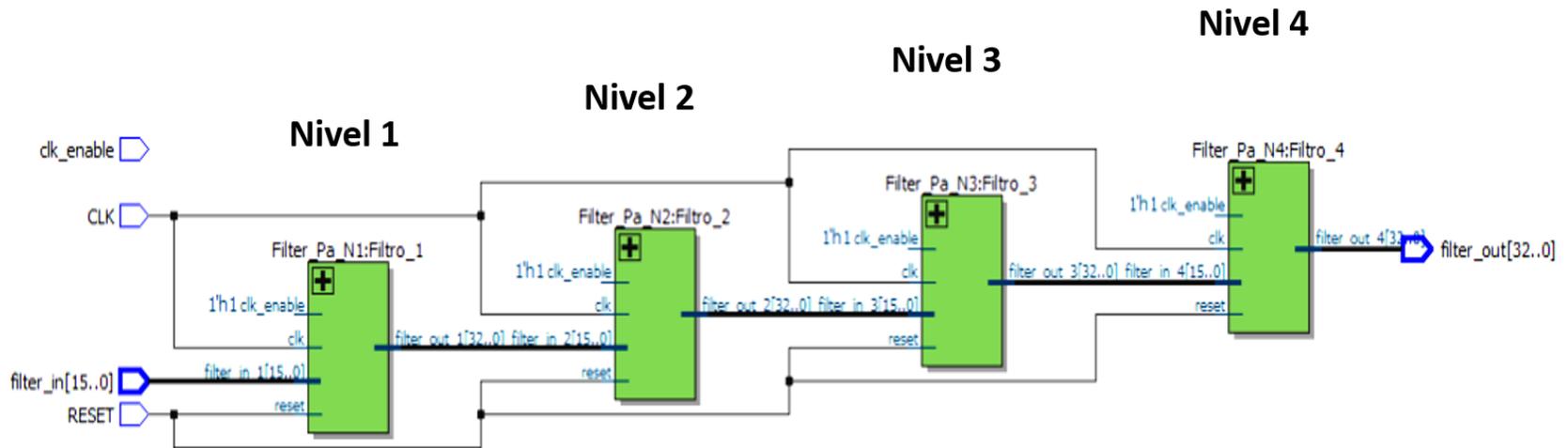
Filtro de un solo nivel orden 16, punto fijo



Composición interna de un solo módulo de filtro. Obtenido de RTL viewer Quartus II V 14.0.

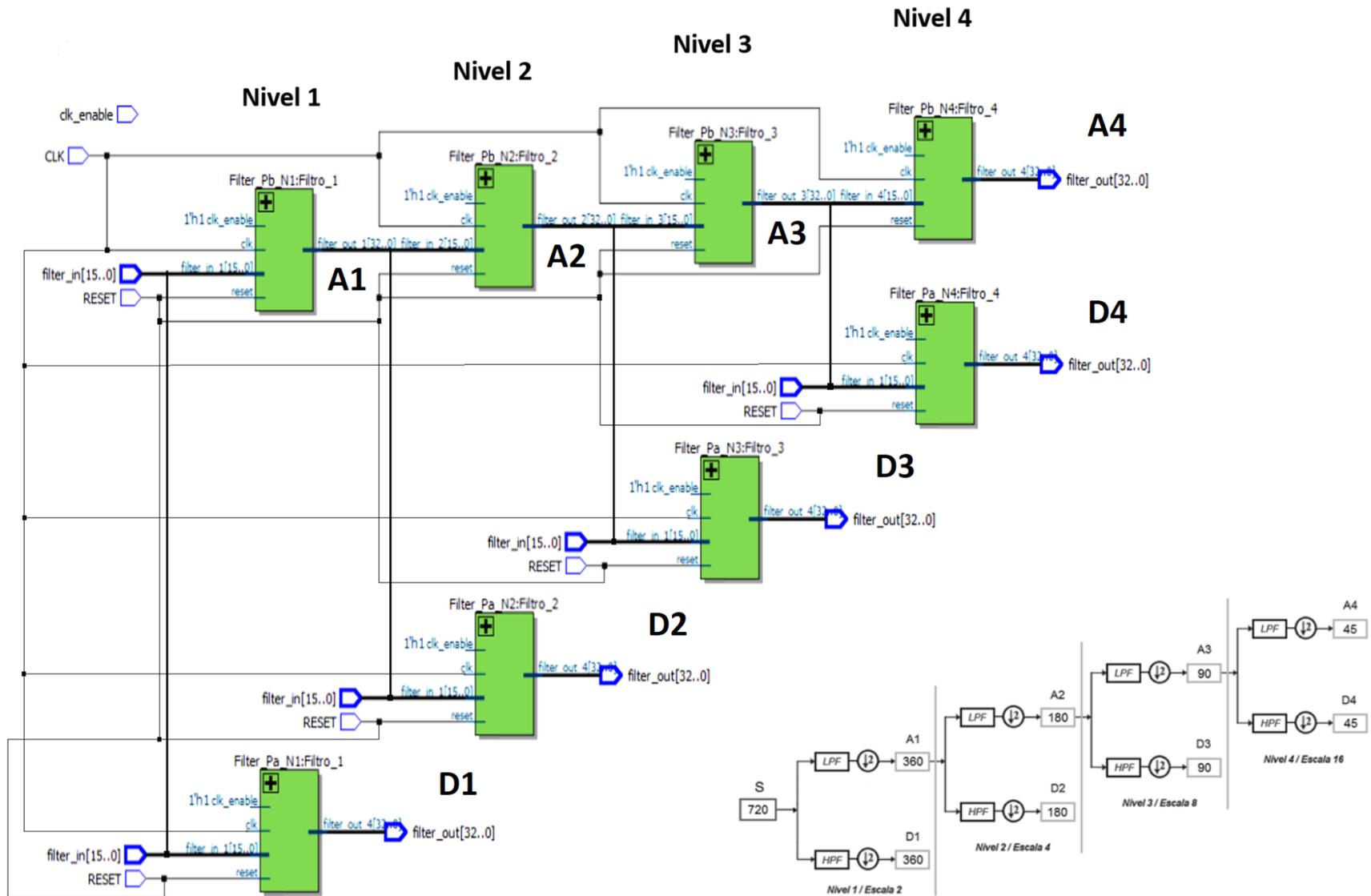
El procesamiento realizado con los filtros que conforman el árbol de descomposición se realiza en paralelo en cada nivel y teniendo un proceso secuencial de nivel en nivel, todo esto se lleva a cabo en la placa de desarrollo de la FPGA Cyclone IV de Altera mostrada en el Anexo 8.

- **Punto fijo**



Estructura de las ramas del árbol de descomposición.

○ Punto fijo



Esquema del árbol de deacomposición implementado en hardware. Recuperada de Quartus II (modificada).

Il modo in cui fai qualsiasi cosa è il modo in cui fai tutte le cose

